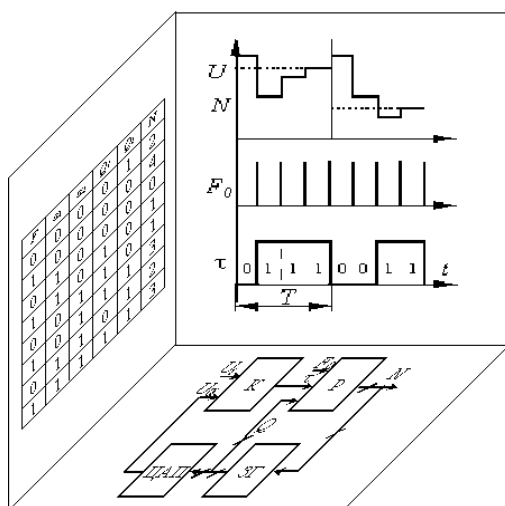


Е.И. ГЛИНКИН

СХЕМОТЕХНИКА

АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ



• Издательство ТГТУ •

УДК 681.335(07)
ББК 844.15я73-5
Г54

Р е ц е н з е н т ы:

Доктор технических наук, профессор
Б. И. Герасимов,

Доктор технических наук, профессор
Д. А. Дмитриев

Глинкин, Е.И.

Г5
4 Схемотехника аналого-цифровых преобразователей : монография / Е.И. Глинкин. – 2-е изд., испр. – Тамбов : Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2009. – 160 с. – 500 экз. – ISBN 978-5-8265-0804-6.

Проведен информационный анализ аналого-, время-, дискретно-импульсных интегральных схем (ИС, СИС и БИС) для систематизации аналого-цифровых преобразователей и методов анализа и синтеза по аналогии в информационную технологию проектирования архитектуры интерфейсов ввода-вывода микропроцессорных средств. Аналого-импульсные интегральные преобразователи рассмотрены в основных формах представления функции в схемотехнике на уровне аппаратных и метрологических средств, программного и математического обеспечения.

Монография предназначена для научных работников, аспирантов и инженеров-исследователей, занимающихся вопросами автоматизации электрооборудования и технологических процессов, а также для студентов 2 – 4 курсов дневного и заочного отделений специальностей 140211 и 110302, 200402 и 200503, 200300 и 200500.

УДК 681.335(07)
ББК 844.15я73-5

ISBN 978-5-8265-0099-9 © Е.И. Глинкин, 2009

© ГОУ ВПО «Тамбовский государственный
технический университет» (ТГТУ), 2009

Министерство образования Российской Федерации

ГОУ ВПО «Тамбовский государственный технический университет»

Е.И. ГЛИНКИН

СХЕМОТЕХНИКА

АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Издание второе, исправленное



Тамбов
Издательство ТГТУ
2009

Научное издание

ГЛИНКИН Евгений Иванович

СХЕМОТЕХНИКА
АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Монография

Издание второе, исправленное

Редактор Т. М. Гли н к и н а

Инженер по компьютерному макетированию М. Н. Ры ж к о в а

Подписано в печать 07.04.2009.

Формат 60 × 84 / 16. 9,3 усл. печ. л. Тираж 500 экз. Заказ № 147

Издательско-полиграфический центр
Тамбовского государственного технического университета
392000, Тамбов, Советская, 106, к. 14

ВВЕДЕНИЕ

Автоматизация аналитического контроля и технологических процессов, электрооборудования и энергопотребления ограничена развитием информационных технологий на базе интеллектуальных микропроцессорных систем и компьютерных анализаторов. Совершенствование программно управляемых систем, приборов и средств невозможно комбинаторными методами итерационного анализа, регламентирующего конструирование неуправляемых структур с фиксированными связями, реализующих жесткий алгоритм тривиальной функции. Комбинаторные методы усугубляют недостатки технологической концепции формирования аппаратных средств на уровне полупроводниковых приборов (ПП), малых (ИС) и средних (СИС) интегральных схем, основанной на количественной оценке базисных элементов без учета качественных характеристик. Технологическая концепция тормозит интеграцию микроэлектроники и измерительной техники, развитие аппаратных средств СИС в архитектуру БИС и ее совершенствование в информационное обеспечение на базе физики и математики, информатики и метрологии.

Компьютеризация автоматизированных средств и систем инициирует создание интеллектуальных интерфейсов ввода-вывода для амплитудно-дискретных представлений информации на основе аналого-импульсных преобразователей, включающих технические решения аналоговой, цифровой и импульсной техники. Реализация этих решений комбинаторными методами неэффективна в базисах интегральных схем и для расчета аналого-импульсных схем (АИС), аналого-цифровых (АЦП) и цифроаналоговых (ЦАП) преобразователей автоматических интерфейсов ввода-вывода (АИВВ) требует информационной технологии проектирования.

Эпоха компьютерных технологий выявила интерфейсный парадокс: неограниченный и все возрастающий спрос на автоматический ввод и вывод информации микропроцессорными средствами, с одной стороны, и инертность производства к сокращению дефицита и повышению эффективности амплитудно-дискретных преобразователей, с другой стороны. Парадоксальная ситуация – результат технических и научных противоречий, обусловленных несогласованностью комбинаторной структуры АИС с упорядоченной архитектурой компьютеров, высокотехнологичность которых конфликтует с регламентированной тривиальностью жестких алгоритмов неуправляемых аппаратных средств. Технологическая несовместимость и функциональная рассогласованность обусловлены несовершенством импульсной техники и отставанием аналоговой интеграции от цифровой технологии.

Приоритет развития цифровой техники [1 – 29] объясняется простотой и наглядностью операторов исчисления алгебры логики, инициирующей гибкие алгоритмы с микропрограммным управлением однотипными структурами элементарных функций, упорядоченных в адресное пространство матричной архитектуры БИС. Сложность аналоговой техники [1 – 9] определяется многообразием физических явлений обмена энергии комбинаторных структур на пассивных и активных элементах с активным или реактивным сопротивлением с линейными и нелинейными функциями, отражающими статику, кинетику или динамику процесса. Уровень сложности функций отражают статические, квазистатические и динамические характеристики с возрастающими по иерархии математическими операторами: арифметики и алгебры, дифференциального и интегрального исчисления.

Несовершенство методов импульсной техники [11 – 15] зависит от различных процессов преобразования (амплитуда – время – код) параметров сигналов и измерения (последовательное, параллельное, смешанное) информации, интегрированных с функциями обмена и управления, хранения и обработки последовательности импульсов (частоты и широты, фазы и числа). Усугубляет интерфейсный парадокс отсутствие единой меры и общего критерия эффективности, объединяющих методы различного ранга цифровой, аналоговой и импульсной техники в универсальную технологию проектирования амплитудно-дискретных преобразователей. Развитие интеллектуальных технологий, систем и средств определяется уровнем схемотехники АИС, архитектурной АИВВ и информационным обеспечением на уровне аппаратных (АС) и метрологических (МС) средств, программного (ПО) и математического (МО) обеспечения.

Информационная концепция, в отличие от количественной технологической, критериями оценки использует интегральные меры качества функций, упорядочивающие информационные процессы для организации коммуникабельного информационного обеспечения по объективным закономерностям науки и техники, сформированным в виде принципов микросхемотехники: аналогии и эквивалентности, дуальности и симметрии. Проведен информационный анализ принципов микросхемотехники для систематизации синтеза и анализа АИС, АЦП и ЦАП, АИВВ микропроцессорных систем в информационную технологию проектирования гибкой архитектуры с информативным математическим обеспечением и эффективными метрологическими средствами.

С позиций гносеологии информационных процессов дифференцирована архитектура АИВВ по способам преобразования сигнала и измерения информации. Способы преобразования сигнала синтезированы линейными характеристиками и семейством временных диаграмм в амплитудно-, время- и дискретно-импульсной форме с промежуточным и непосредственным представлением в код. Показан вектор развития аппаратных средств АИС с широко-, частотно- и фазоимпульсным преобразованием в архитектуру АЦП и ЦАП с число- и кодоимпульсным формированием параметров сигнала. Способы измерения информации совершенствуют неуправляемую структуру АИС с фиксированными связями и жестким алгоритмом последовательного действия в гиб-

кую архитектуру АЦП и ЦАП параллельного и смешанного представления амплитуды в нормированный эквивалент.

Проведен сопоставительный анализ методов проектирования АИС для разработки информационной технологии. По информативности оператора методы классифицированы на дифференциальные, интегральные и информационные. Показано, что дифференциальные и интегральные методы синтезируют математические модели, характеристики и алгоритмы при анализе временных диаграмм и схем, а информационные методы интегрируют закономерности анализа и синтеза научных и технических решений в информационную технологию проектирования импульсных процессов преобразования по принципам микросхемотехники. На примере методов физико-химического контроля (графических, аналитических, статистических) доказана эффективность информационных методов аналитического контроля динамических процессов с нелинейными амплитудно-временными характеристиками, основанными на способах определения информативных параметров мер в линейном пространственно-временном континууме.

Элементным базисом АИС служат компараторы и интеграторы в аналоговом, импульсном и цифровом представлении, проектирование которых показано информационными методами. На примере аналогового компаратора развит метод активного делителя напряжения с выявлением условия разбаланса. АИС развивают от аппаратных средств компараторов и интеграторов в архитектуру генераторов СИС и таймеров БИС за счет интеграции информационных процессов в программно управляемое преобразование. Показана эффективность минимизированных таблиц состояния, развивающих комбинаторную структуру АИС в упорядоченную архитектуру АЦП и ЦАП с линейным представлением информации в нормируемые эквиваленты мер.

С позиций дидактики от простого к сложному проанализированы в основных формах науки и техники АЦП и ЦАП последовательного, параллельного и смешанного измерения. В последовательных АЦП отмечено совершенствование аппаратных средств от структур на интеграторе и мультивибраторе к следящему каналу на основе ЦАП. Параллельные АЦП и ЦАП упорядочивают матричную архитектуру при их интеграции в комбинированные преобразователи, проектирование которых развивается до методов эквивалентных преобразований. Смешанные АЦП иллюстрируют повышение эффективности архитектуры по вектору развития математического обеспечения и адаптации метрологических средств от преобразователей следящего действия и двойного интегрирования к БИС с поразрядным уравниванием, ПЛМ которой проектируют методом эквивалентных программ. АЦП и ЦАП организуют линейные преобразования сигнала с представлением информации в нормируемый эквивалент с аналогичными нормированными статическими характеристиками для различного интеграла информационных процессов, что позволяет синтезировать и анализировать их функции в основных формах схемотехники, математики и физики, информатики и метрологии методами аналогии информационной технологии проектирования АИВВ с адаптивным диапазоном и регулируемой точностью, регламентированными погрешностью нормируемых мер.

Данная работа развивает информационную концепцию и технологию в область аналого-импульсной техники и является логическим продолжением монографий [20, 21, 25] по цифровой и микропроцессорной технике, учебных пособий по аналоговой [28] и импульсной [26] технике преобразователей сигнала и энергии. Теория проектирования АЦП и ЦАП адаптивных АИВВ положена в основу пятисеместрового цикла «Информационно-измерительные системы ВЭЛ». Теоретические материалы систематизируют двадцатипятилетний опыт учебно-методической и научно-исследовательской работы автора по аналоговой, импульсной и цифровой микропроцессорной технике для автоматизации аналитического контроля и технологических процессов, электрооборудования и энергоснабжения, конструирования радиоэлектронных и микропроцессорных средств. Монография предназначена для инженерного синтеза и анализа АЦП и ЦАП автоматических интерфейсов ввода-вывода в базисах ИС, СИС и БИС на практике в научных исследованиях и учебном процессе.

Автор благодарит преподавателей и аспирантов кафедры «Электрооборудования и автоматизации» за обсуждения и замечания, послужившие повышению качества изложения материала. Хочется отметить рецензентов д-ра техн. наук, профессора Б.И. Герасимова и д-ра техн. наук, профессора Д.А. Дмитриева за ценные советы учебно-методического характера, а также сотрудников кафедры и ИПЦ университета за эффективную техническую помощь при подготовке и публикации работы.

1. Информационная технология МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

В процессе информационного анализа технологической и информационной концепций развития микроэлектроники и измерительной техники показана перспективность информационной концепции, доказывающей интеграцию информационных процессов, упорядочивающих универсальную архитектуру микропроцессорных средств с информативным математическим обеспечением физико-химического контроля сенсорных преобразователей и эффективными метрологическими средствами в коммуникабельное информационное обеспечение компьютерных анализаторов и теплофизических систем. Предложена информационная технология проектирования микропроцессорных измерительных систем с адаптацией по диапазону физико-химического контроля с регламентируемой точностью нормируемых мер состава и свойств веществ, включающая структурную оптимизацию математического обеспечения, параметрическую оптимизацию метрологических средств и инженерную методику экспресс-анализа.

1.1. Технологическая концепция

Технологическая концепция [1 – 19] отражает вектор развития полупроводниковой электроники (микроэлектроники) с комбинаторной топологией жестких структур и фиксированными связями, обусловленных регламентированным алгоритмом тривиальной функции. В основу концепции положена эффективность технологии очистки полупроводников, определяющая развитие полупроводниковых приборов (ПП) за счет интеграции элементов на единице площади (объема) кристалла при создании интегральных схем. Уровень иерархии схем оценивается количеством ПП на монокристаллической подложке в едином корпусе, которые классифицируются на малые (ИС) и средние (СИС), большие (БИС) и сверхбольшие (СБИС) интегральные схемы соответственно по числу элементов до 30 и 300, до 104 и 106. Критерием оценки служит мера количества компонентов без учета эффективности качества функции [20, 21].

Целью технологической интеграции является микроминиатюризация жесткой структуры с избыточными связями, управляемыми по программе для организации гибкой архитектуры с минимальным энергопотреблением. Технологическая интеграция решает задачу создания технологического оборудования с удовлетворительными экономическими показателями и метрологией, регламентирующей эффективность архитектуры *postfactum*. Количественная оценка без учета качества информационных процессов приводит к широкой номенклатуре с узкой специализацией интегральных схем при мелкосерийном производстве.

К недостаткам технологической концепции относится неспособность прогнозирования дальнейшего развития интегральных схем, так как технология достигла предельно возможной степени интеграции и дальнейшее ее улучшение экономически неоправданно. Данная концепция характеризует лишь количественную закономерность развития технических средств микроэлектроники, а качественные показатели, обусловленные интеграцией информационных процессов, остаются неопределенными, что приводит к путанице в определении и назначении, дезориентации перспектив развития микропроцессорных средств и информационных технологий [25].

Технологическая концепция определила гносеологию полупроводниковых приборов на этапе создания интегральных схем за двадцать лет их развития. На уровне ИС и СИС она не позволяла дифференцировать микросхемы по функциям, но способствовала внедрению планарной технологии, заменившей комбинаторную логику на матричную – основу БИС и СБИС. С появлением микропроцессора количественная оценка в частности и технологическая концепция в целом стали тормозом развития микроэлектроники из-за непонимания истории становления архитектуры в частности и информационного обеспечения в целом.

Следует отметить прогрессивность технологической интеграции при организации аппаратных средств в процессе появления ПП, ИС, СИС, топология которых послужила основой дифференциации схем на принципиальные, функциональные и структурные по аналогии с уровнем интеграции комбинаторной схемотехники. В процессе развития программного обеспечения на уровне БИС по аналогии со схемами программы также систематизировали на иерархических уровнях структур, функций и принципов, сопоставив им блок-схемы, листинги и таблицы мнемотехники.

Техника интегральных схем (ПП, ИС, СИС) и программ (БИС) интегрировала аппаратные средства и программное обеспечение в архитектуру программируемых логических матриц (ПЛИМ) – основу микропроцессоров и интеллектуальных систем. Архитектура ПЛИМ систематизирует однотипные структуры с избыточными связями схемотехники в упорядоченное адресное пространство мнемотехники, в котором копируют информацию по определенным правилам адресации. За счет схемной избыточности и мнемонической упорядоченности архитектура ПЛИМ в частности, а БИС и СБИС в целом, гибкая и адаптивная, универсальная и многофункциональная, т.е. программно управляемая. Программно управляемая архитектура высоко-

эффективна для универсальных алгоритмов, а для узкоспециализированной функции подобна жесткой структуре с аппаратно управляемыми связями комбинаторной логики, реализующей регламентированные операции тестера [27].

Технологическая концепция не прогнозирует интеграцию схемотехники и метрологии с точными науками: математикой и физикой, информатикой и метрологией, что тормозит развитие архитектуры в информационное обеспечение, включающее также математическое обеспечение и метрологические средства.

Таким образом, технологическая концепция ограничена рамками архитектуры интегральных схем при становлении аппаратных средств и программного обеспечения из-за количественной меры оценки интеграции элементов в кристалле. Технологическая интеграция не прогнозирует вектор развития архитектуры микросхем в информационное обеспечение микропроцессорных систем – основы информационных технологий, так как не учитывает качественную оценку информационных процессов. Развитие высокоэффективной архитектуры в комплексе информационного обеспечения может быть объяснено с позиций информационной интеграции процессов.

1.2. Информационная концепция

Информационная концепция [20 – 29] показывает диалектику становления информационного обеспечения микропроцессорных систем в процессе истории развития аппаратных и метрологических средств, программного и математического обеспечения для упорядоченности информационных процессов (табл. 1.1). Интеграция процессов обмена – преобразования – управления формирует на уровне ПП – ИС – СИС аппаратные средства с организацией принципиальных, функциональных, структурных схем и методов их проектирования, технической документации и правил ее оформления (рис. 1.1). Функция хранения развивает информационные процессы в программирование при появлении БИС и программного обеспечения, интегрирующего аппаратные средства в архитектуру. Возникновение функции обработки (вычисления) совершенствует БИС в СБИС – персональные компьютеры с математическим обеспечением, управляющим по программе алгоритмом вычисления архитектуры. Математическое обеспечение (рис. 1.3) включает модели и алгоритмы, их способы исчисления и счисления для организации программного обеспечения – совокупности программ и методов их проектирования, технической документации (ЕСКД) и правил (ГОСТ) ее оформления (рис. 1.2).

Гибкость обработки достигается при появлении функции анализа – информационного процесса «измерение» за счет интеграции компьютеров с автоматическими интерфейсами ввода-вывода, получивших название микропроцессорные измерительные средства (аналоговые микропроцессоры). Процесс измерения интегрирует архитектуру и математическое обеспечение в метрологические средства, организованные из исследуемых компонент и образцовых мер, критериев оценки и методов оптимизации их эффективности (рис. 1.4).

1.1. Информационное обеспечение

ИО	ИР	МС синтез	МР про- граммное управле- ние	АР адаптация	КР самообуче- ние
	МС	МПС передача	РС звук	ТС изображе- ние	ЛС голограмма
	МПС	МИС накопление	ИВС передача	ИВК хранение	ИИС обработка

МС	МИС	ПК измерение	К качество	МИП количест- во	МАП критерий
МО	ПК	БИС вычисление	МК символ	МИКРО- ЭВМ слово	МИНИ- ЭВМ схема
ПО	БИС	СИС программирова- ние	ИВВ передача	ИП хранение	М обработка
АС	СИС	ИС управление	ПрП простран- ство	ВП время	ФП функция
	ИС	<i>ПП</i> преобразование	АП амплитуда	ИАП время	ДП код
	ПП	ЭЛЕКТРОНИКА обмен	П генерация	Д вентиль- ный эф- фект	Т усиление

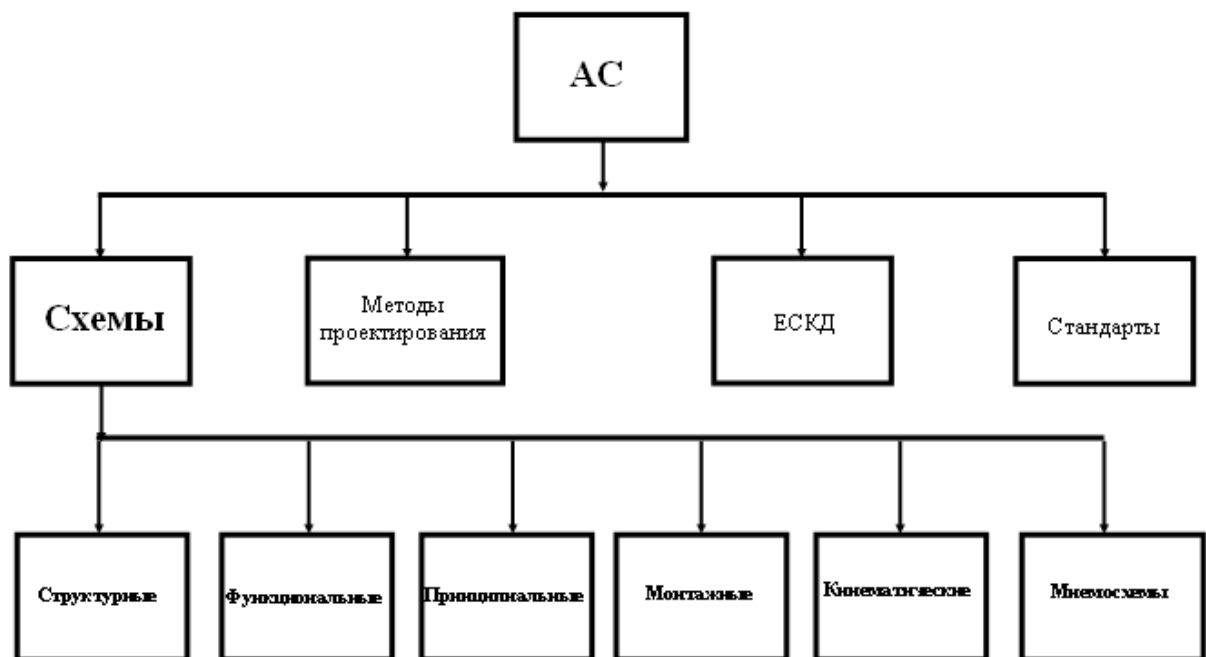


Рис. 1.1. Аппаратные средства, иерархические уровни схем

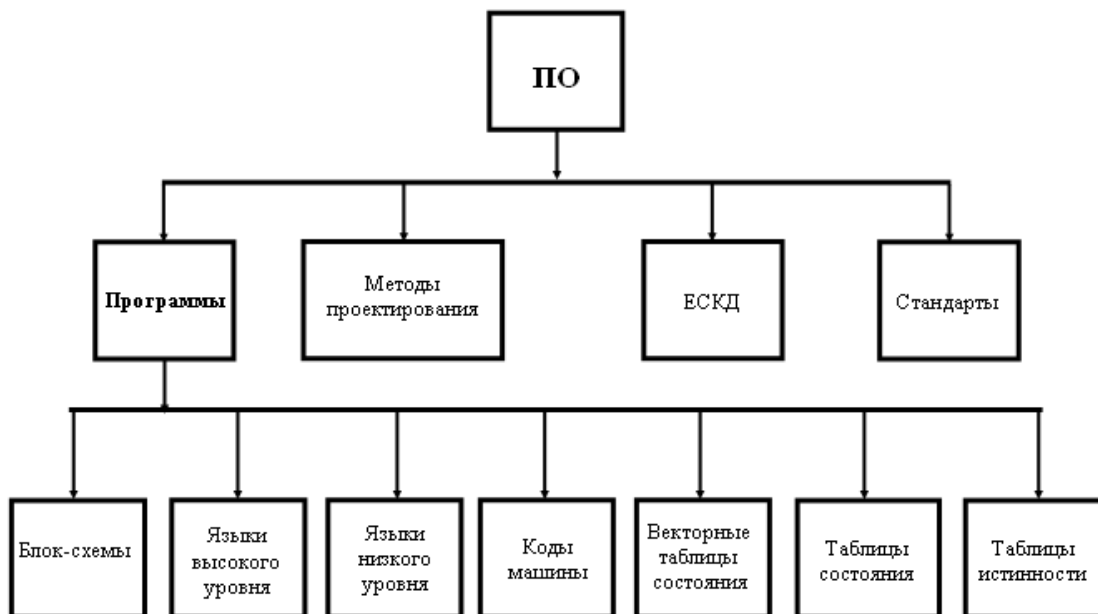


Рис. 1.2. Программное обеспечение, классификация программ по уровням формализации

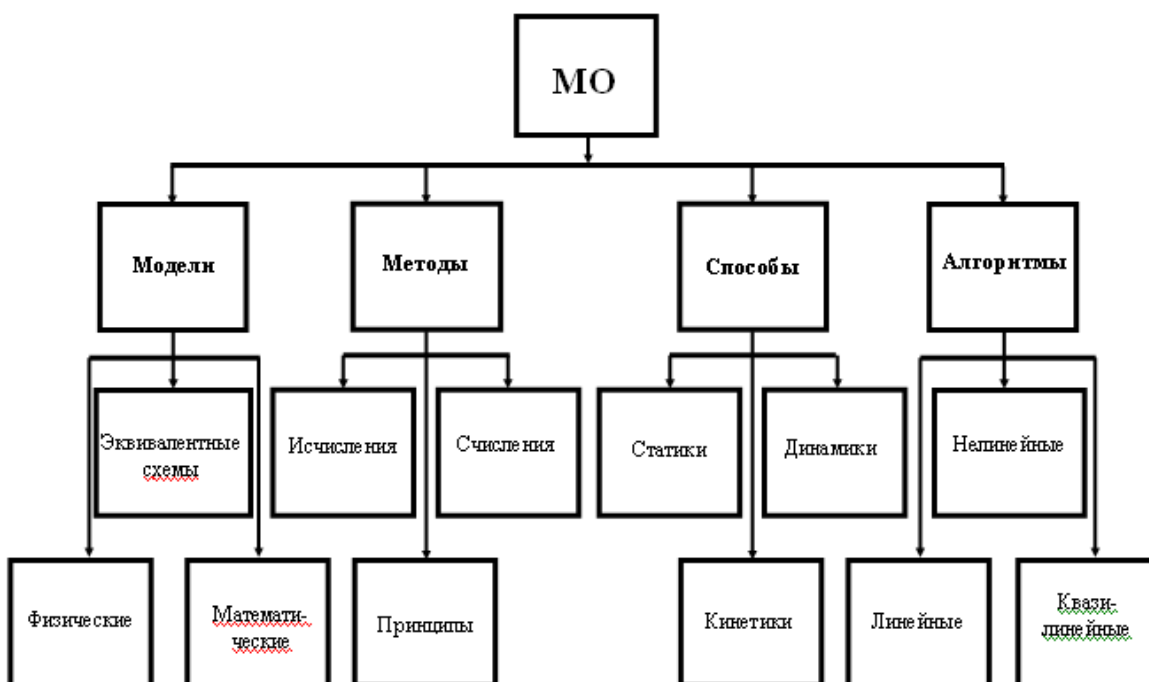


Рис. 1.3. Математическое обеспечение и его компоненты

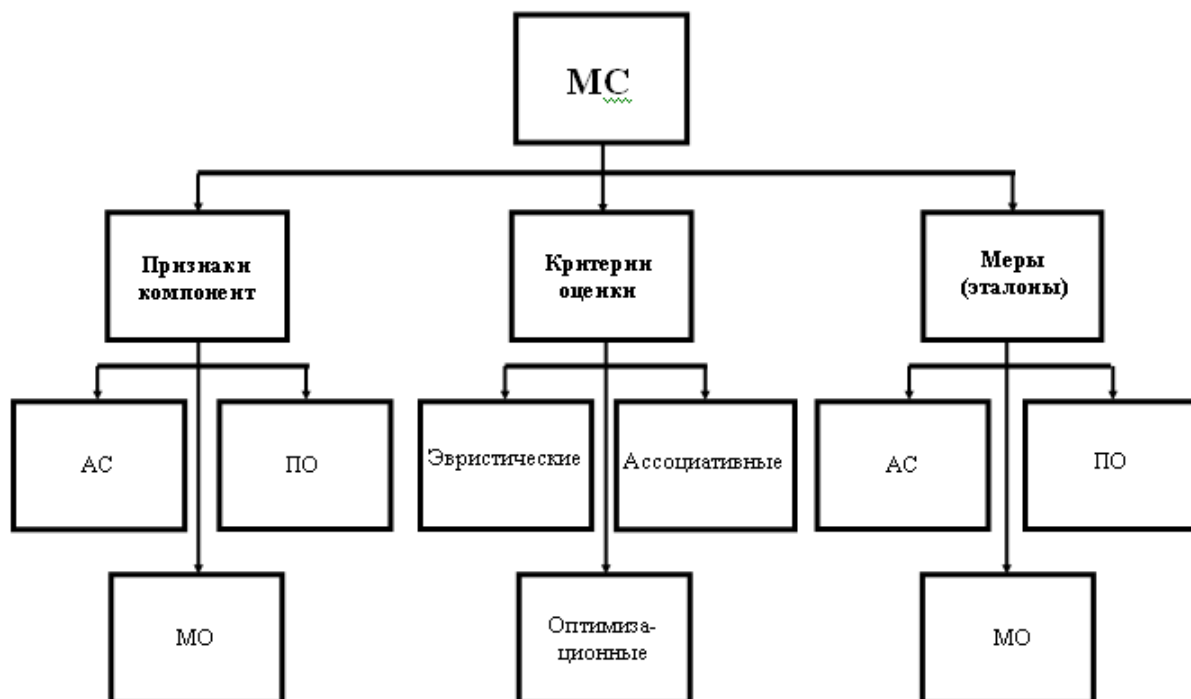


Рис. 1.4. Метрологические средства микропроцессорных приборов

Интеграция аппаратных и метрологических средств, математического и программного обеспечения в информационное формируется в процессе развития функции анализа в информационный процесс синтеза, за счет накопления и передачи информации в базисных структурах микроэлектроники: микропроцессорные системы и сети, интеллектуальные роботы (табл. 1.1).

Анализ развития микроэлектроники показывает, что закономерности технологической интеграции являются лишь достаточными условиями развития полупроводниковых приборов и интегральных схем, а необходимыми – служат физические явления интеграции функций, совершенствующие схемы в микропроцессорные средства и системы, сети и роботы. Информационная концепция критериями оценки использует меры качества функций для упорядочивания информационных процессов.

Целью информационной интеграции является эффективное использование гибкой архитектуры с универсальным математическим обеспечением и адаптивными метрологическими средствами для организации коммуникабельного информационного обеспечения микропроцессорных систем. Информационная концепция решает задачу создания информационных технологий учебно-методического процесса и научно-технических исследований, опытно-конструкторских разработок и автоматизации процессов в различных отраслях народного хозяйства.

Эффективность информационной концепции обусловлена коммуникабельными микропроцессорными средствами серийного производства с фиксированной топологией архитектуры. Данная концепция, в отличие от технологической, определяет перспективный вектор развития микроэлектроники от интегральных схем до микропроцессорных средств различного иерархического уровня за счет интеграции от простого к сложному информационных процессов при объединении компонент в неделимый комплекс информационного обеспечения с дифференциацией базисных структур по способам реализации информационных процессов в пространственно-временном континууме.

Интегральные схемы дифференцируют по координатам управления процессами: пространство-время-функция, а системы делят по адресам вектора измерения с оценкой эффективности: качество без количества, количество без качества и количественно-качественный критерий.

Дифференциация архитектуры в адресном пространстве позволяет согласовать ее с информационным обеспечением за счет структурной оптимизации математического обеспечения и метрологических средств в целом, а также минимизировать функции компонент информационного обеспечения в статическом, кинетическом и динамических режимах за счет параметрической оптимизации линейных, нелинейных и квазилинейных функций в частности. Адресация по режимам работы компонент информационного обеспечения и форм представления функций позволяет выбрать рациональный метод их проектирования на уровне арифметических, алгебраических и операторных исчислений.

Классификация информационного обеспечения на компоненты и формы схемотехники, физики и математики позволяет использовать не только традиционные для электронщиков и программистов, метрологов и математиков методы исчисления, но и выявлять общие закономерности анализа и синтеза, систематизируе-

мые в информационные технологии проектирования на базе принципов науки и техники, регламентированных правилами и стандартами технической документации.

1.3. Универсальность архитектуры

Универсальность архитектуры микропроцессорных систем определяется не только ассоциативными морфологическими признаками и типовыми схемами микроэлектроники, но и функциональными компонентами измерительной техники с информативным математическим обеспечением и адаптивными метрологическими средствами, формирующими коммуникабельное информационное обеспечение.

Использование для гибкой архитектуры жесткого алгоритма измерения и фиксированной статической характеристики контроля регламентирует морфологические признаки архитектуры до уровня жесткой неуправляемой структуры с тривиальной функцией тестера. При этом функция программно управляемого преобразования БИС опускается до примитивного информационного процесса в ПП – обмена, игнорируется избыточность архитектуры, что исключает универсальность и многофункциональность, сводит до нуля эффективность микропроцессора. Очевидно техническое противоречие между жестким алгоритмом математического обеспечения процесса измерения с регламентированной характеристикой контроля и гибкой архитектурой с избыточной ассоциативной топологией. Техническое противоречие является комплексом физических рассогласований, нахождение и ликвидация одного из которых приводит к творческому решению технической задачи.

Найдем основные признаки архитектуры и математического обеспечения, коррелирующие между собой, и согласуем их, затем исследуем их взаимосвязанность с существенными признаками метрологических средств.

Компоненты архитектуры имеют аналогичные признаки в схемотехнике и мнемотехнике, отличающиеся нормированностью функции в системах координат, соответственно аппаратные средства – в метрике пространства (рис. 1.1), а программное обеспечение – адресовано во времени (рис. 1.2). Архитектура характеризуется неделимым комплексом схем (программ) и методов их проектирования, технической документацией (ЕСКД) и правилами (стандартами) ее оформления. Из определения архитектуры очевидно, что существенными компонентами аппаратных средств являются схемы, а программного обеспечения – программы.

Схемы и программы содержат аналогичные признаки формы и содержания, определяющие структуры и связи морфологии, а также алгоритмы и модели функции. Избыточность морфологических признаков архитектуры диктует гибкость и универсальность функциональных признаков, согласующих *a priori* всевозможные алгоритмы с адресным пространственно-временным континуумом математической модели программируемой логической матрицы. Таким образом, универсальная математическая модель архитектуры управляет по программе схемой матрицы за счет любого алгоритма многофункционального преобразования для реализации информационных процессов различного иерархического уровня. Математическое обеспечение процесса измерения связано с архитектурой микропроцессора через морфологические признаки: по математической модели в общем случае, а по алгоритмам в частности.

Компонентами математического обеспечения измерений служат модели и алгоритмы, методы исчисления и аналитические способы (рис. 1.3). Архитектуру регламентируют аналитические алгоритмы и способы, реализуемые по математическим и физическим моделям измерения методами исчисления и счисления. Универсальность и многофункциональность методов исчисления и счисления, физических и математических моделей измерения подтверждаются тысячелетними достижениями математики и физики, однако, консерватизм техники измерений оперирует узкоспециализированными способами с тривиальными алгоритмами, целесообразными для проектирования жестких структур с функциями тестера.

Алгоритмы математического обеспечения диктуются способами измерения, отражающими по математической модели физические процессы объекта контроля через первичный измерительный преобразователь (ПИП). Различают стационарные (статика), квазистационарные (кинетика) и нестационарные (динамика) физические процессы, в которых измеряемые физические величины связаны с исследуемыми параметрами линейной, нелинейной и квазилинейной функцией (рис. 1.3).

Статическая характеристика стационарного объекта линейна, а структура алгоритма включает арифметические операции расчета параметров в явной форме и аналогична математической модели. Процессы обмена энергией адекватны фундаментальным законам классической физики и реализуются линейным математическим обеспечением. Информативность линейного математического обеспечения обусловлена универсальностью процессов обмена, идентичных в механике и оптике, гидравлике и энергетике, теплотехнике и электронике при стационарных условиях. Обмен протекает синхронно во времени при линейном преобразовании сигнала в неуправляемой структуре объекта контроля. Статические измерения реализуют тривиальными ПИП с жесткой структурой, функционирующей по линейному алгоритму арифметических операций для определения искомых параметров в явном виде адекватно линейной статической характеристике.

Квазистационарные процессы моделируют нелинейными функциями при создании математической модели физико-химического контроля, отражающей кинетику физических явлений при установлении равновесного состояния (рис. 1.3). Изменяемые параметры нелинейно отражают реакцию от входного воздействия, а с исследуемыми параметрами связаны алгебраическими преобразованиями по степенной статической характеристике через функциональный алгоритм кинетической модели. Из функциональной создают линейную модель нормировкой осей системы координат по функции обратной исходной, используя принцип инверсии. По линеаризованной модели в заданной области определения выбирают способ контроля с алгоритмом управления универ-

сальной функции. В зависимости от способа управляют параметрами входного или преобразуемого сигнала асинхронно процессу обмена и находят в явной форме исследуемые параметры по линейному алгоритму контроля, соответствующему стационарному режиму в нормированной системе координат.

Квазистационарные измерения организуют с управляемой структурой ПИП или регулируемым режимом функционирования, которые линеаризуют функциональное математическое обеспечение за счет приведения процесса к стационарному обмену. При регулируемом режиме используют ПИП с жесткой структурой, а линеаризацию осуществляют по алгоритму параметрической оптимизации управляющих воздействий или измеряемых величин. С управляемой структурой ПИП фиксируют режимные параметры, а регулирование создают по алгоритму структурной оптимизации ассоциации морфологических признаков для адаптации ПИП в заданную точку диапазона контроля. Функциональное математическое обеспечение описывает кинетику равновесного состояния электрофизических процессов контакта веществ с различной концентрацией носителей заряда, инициирующих нелинейную вольт-амперную характеристику в полупроводниках, металлах и электролитах при обмене и преобразовании энергии, измерении технологических параметров, а также аналитическом контроле механического износа и влагосодержания материалов.

Динамическая характеристика отражает нестационарный процесс изменения информации во времени, а функция моделируется квазилинейной зависимостью измеряемых величин отклика физического поля от управляемого воздействия на объект контроля (рис. 1.3). Адекватность функции динамическому процессу определяется информативными параметрами физико-химического контроля и режимными параметрами регулирования эксперимента. Режимы измерения с информативными параметрами нестационарных процессов связаны операторными исчислениями высшей математики по интегральным временным характеристикам через операционный алгоритм динамической модели. Математическое моделирование искомых параметров организуют методами интегродифференциального исчисления и комплексных переменных, спектрального и волнового анализа на основе электродинамики и статистической физики.

Операционный алгоритм линеаризует зависимость информативных параметров с управляющим воздействием и измеренными значениями, поэтому задача проектирования динамического исследования сводится к структурной оптимизации математического обеспечения, параметрической оптимизации метрологических средств и разработке инженерной методики физико-химического контроля. Аналогичные задачи решаются для нелинейных преобразователей, отражающих кинетику физических явлений.

Проектирование математического обеспечения динамических процессов заключается в синтезе структуры математической модели из физической по принципу аналогии или с помощью эквивалентной схемы (рис. 1.3). Наиболее гибкими и универсальными с позиций микропроцессорной архитектуры являются программируемые матричные структуры из ассоциации однотипных элементарных функций, упорядоченных в адресном пространстве по принципам аналогии и эквивалентности, дуальности и симметрии. Методами математического исчисления и счисления из матрицы моделируется по программе алгоритм идентификации информативных параметров, реализующий способ адаптивного физико-химического контроля.

Примерами матричного математического обеспечения с программным управлением служат сеточные модели теплофизического и электрохимического контроля состава и свойств веществ в различных агрегатных состояниях. Структурная оптимизация направлена на поиск из банка данных аналитической модели с информативными параметрами, которые связывают воздействия и измеренные значения линеаризующим алгоритмом расчета в явном виде по способу определения состава и свойств веществ. Повышение эффективности способа аналитического контроля предполагает параметрическую оптимизацию режимов измерения, что является основной задачей метрологических средств компьютерных анализаторов и теплофизических систем.

Параметрическая оптимизация достигается аналитически при дифференцировании исследуемой функции или нахождении экстремума функционала по заданному критерию цели в процессе компьютерного моделирования (рис. 1.4). При динамических процессах оптимизируются интервалы измерения и параметры управляющих импульсов, энергия входного воздействия и характеристики преобразователей, конструктивы стабилизаторов и структуры образцовых мер. Результатом параметрической и структурной оптимизации является метрологически эффективный способ определения состава и свойств веществ по информативным и режимным параметрам, за счет адекватных динамике (кинетики) эксперимента ассоциативной математической модели и аналитического алгоритма, реализующих функцию линеаризации динамической (нелинейной статической) характеристики.

Адаптацию по диапазону контроля с заданной точностью регламентирует инженерная методика экспресс-анализа, включающая оптимизацию градуировочной характеристики микропроцессорных систем в процессе коррекции, калибровки или идентификации по образцам с нормированными характеристиками. Инженерная методика автоматизирует процесс физико-химического контроля за счет коммуникабельного информационного обеспечения, включающего гибкую архитектуру микропроцессорных систем, согласованную с информативностью математического обеспечения и эффективностью метрологических средств.

1.4. Принципы микросхемотехники

Информационные методы отражают объективные закономерности науки и техники, интегрирующие информационные процессы в перспективные технологии познания природы и дифференцирующие функции в неделимые формы представления физики и математики, схемо- и мнемотехники. Методы анализа и синтеза

форм представления функции информационных процессов оперируют законами микросхемотехники, сформулированными в виде принципов аналогии и эквивалентности, инверсии и симметрии [29].

1.4.1. Принцип аналогии

Принцип аналогии [29] систематизирует подобные закономерности различных отраслей знания. Методы аналогии идентифицируют компоненты информационного обеспечения: аппаратные и метрологические средства, программное и математическое обеспечение – и формы представления функции: структурные схемы и формулы, алгоритмы и характеристики, временные и векторные диаграммы. Методы анализа и синтеза по аналогии ставят в соответствие метрику и адресацию топологии аппаратных средств и мнемонике программного обеспечения, эффективности метрологических средств и образов математического обеспечения. По аналогии дифференцируют компоненты информационного обеспечения на морфологические и функциональные признаки: структуры и связи, алгоритмы и модели – для идентификации соединений схем и адресов программ, состояний таблиц и интервалов временных диаграмм. Процессы измерения во времени по подобию со способами соединения схем систематизируют на последовательные, параллельные и смешанные, а по способам преобразования сигналов интегральные схемы делят на аналоговые, импульсные и цифровые [20, 21, 25].

В рамках математического обеспечения физике аналитического контроля сопоставляют физическую и математическую модели, схему замещения и способ определения информативных параметров, рациональный метод исчисления и оптимальный алгоритм экспресс-анализа. На уровне аппаратных средств структуры и связи схем согласуют по аналогии с алгоритмами и моделями функций. Программное обеспечение минимизируют за счет выявления аналогичных алгоритмов и их систематизации по рациональным правилам адресации. Повышают эффективность метрологических средств структурной оптимизацией функции калибровки при выборе массива эталонных мер адаптивно диапазону контроля, а погрешность от неинформативных параметров исключают параметрической оптимизацией градуировочной функции, корректируя режимные значения контроля и управления.

Подобную функцию реализуют аналогичные аналоговые, импульсные, цифровые преобразователи при их реализации в комбинаторном, релейном или матричном базисе на уровне жесткой структуры и программы, гибкой архитектуры: программируемой или микропрограммным управлением. Итерационные алгоритмы численного моделирования аппроксимируют аналитическими зависимостями, а аналитические решения в неявном виде замещают компьютерным моделированием на базе принципа аналогии [21, 25, 28].

Способы объединения разнородных элементов называют методами синектики. По уровню сложности проектирования методы синектики делят на прямую и символьную аналогии, личную эмпатию и фантастическую аналогию [30].

Прямая аналогия трансформирует функцию линейно из одной области знаний в другую за счет изменения системы координат. При этом копия функции повторяет основные признаки оригинала. Примерами являются макеты и натурные образцы реального объекта, физические модели технических сооружений, технические решения оригиналов природы. Это планер и утка, Эйфелева башня и бамбуковый тростник, батискаф и яйцо, тренажер машины и макет электростанции.

С позиций информационной концепции методы прямой аналогии целесообразно дифференцировать по процессу управления в координатах: пространство-время-функция. Приведенные выше примеры иллюстрируют инвариантные преобразования формы в трехмерном пространстве системы координат [4].

Методы аналогии во времени модифицируют хранение информации за счет копирования функции в мнемоническом адресном континууме: статике, кинетике и динамике [28]. Линеаризацию функции во времени организуют нелинейными и операторными преобразованиями метрики адресов. Примерами являются компьютерное моделирование непрерывного динамического процесса теплопереноса, кинетики равновесных состояний полупроводников и векторных диаграмм энергетических процессов электрооборудования. Сущностью аналогии во временных координатах является синхронизация исследуемых процессов в нормированных оператором мерах.

Методы аналогии функций выявляют закономерности физических явлений в различных областях знаний. При этом статические процессы в механике и энергетике характеризуются тривиальными линейными функциями по законам Ньютона и Ома, Гука и Кирхгофа. Физика нелинейных элементов электротехники, электроники и лазерной техники соответствует нелинейной функции вольт-амперной характеристики диода. Кинетика равновесных процессов влагометрии и металлообработки, электрофизики электролитов и газов описывается нелинейной функцией, подобной статической характеристике. Аналогичной характеристикой отражаются физические явления переноса носителей заряда в радиолampe и полупроводнике, в уни- и биполярном транзисторе, в газовом и твердотельном лазере. Нестационарные процессы аналитического контроля кислотности и электропроводности электролитов, полярографии и потенциометрии состава веществ, подобны вольтограмме накопления электрического заряда емкости конденсатора [27].

Символьная аналогия представляет функцию в математических образах из области физики и техники. Образами функций в математике служат геометрические фигуры и графики, векторы и коды, алгоритмы и операторы. Операторы отражают методы исчисления функции в соответствующем метрическом пространстве. За счет замены символов функцию реализуют по аналогии в виде дифференциальных уравнений или комплексных

переменных, в логической, алгебраической или тригонометрической форме, в виде степенного ряда или интегрального представления, системы линейных уравнений или степенного полинома, в форме вектора или матрицы, логических формул или алгоритмических образов.

В электротехнике и электронике, автоматическом управлении и аналитическом контроле реализуется весь арсенал математических исчислений и счислений, начиная от алгебры логики до математики образов, от простых позиционных кодов до ассоциативных мнемосхем. Информационная технология оперирует символьной аналогией при проектировании из структурной формулы – структурных схем аналоговых, импульсных и цифровых преобразователей в комбинаторной, релейной и матричной форме. Сущность метода аналогии заключается в анализе признаков функции на уровне структур и связей, моделей и алгоритмов в компонентах исследуемого информационного обеспечения и синтезе признаков проектируемых компонент информационного обеспечения за счет замены анализируемых признаков подобными символами в аналогичную ассоциацию. Символьная аналогия положена в основу проектирования интегральных схем (ИС, СИС, БИС) и компьютеров (СБИС), микропроцессорных средств и систем [20, 21, 28, 29].

Личная эмпатия исследуемую задачу отождествляет мысленному эксперименту. При этом находят нормированную функцию, с известной степенью неопределенности отражающую физический объект, который по аналогии копируют в образе, моделируемом ассоциациями субъекта. Метод личной эмпатии широко используют ученые и инженеры при выявлении неизвестных закономерностей, а также при разработке математического обеспечения на уровне физических и математических моделей, методов счисления и исчисления. По ассоциации с аналогами технических решений выбирают прототипы и синтезируют новые способы и алгоритмы решения задачи [25].

Инновации сравнивают с аналогами в процессе определения признаков функции нового решения, общих для известных результатов и отличительных от аналогов. Аналог с большим числом общих для предлагаемого решения признаков называют прототипом. Систематизация решений по критерию эффективности от дальнего аналога с минимумом общих признаков до прототипа называется информационным анализом, который принципиально отличается от литературного обзора, представляющего несистематизированный банк данных. Информационный анализ – основной этап информационной технологии проектирования, мощный инструмент для алгоритмизации методов личной эмпатии и фантастической аналогии.

Фантастическая аналогия излагает задачу в терминах и понятиях сказок, мифов, легенд. Фантазия ассоциирует невероятное решение, не связанное логической последовательностью с прототипом и аналогами. Фантастическая аналогия генерирует догадки и фантазии случайностей и аномалий, противоречащих известным закономерностям. Сущность метода фантастической аналогии заключается в сопоставлении невероятным событиям очевидных образов, а известным решениям фантомных признаков за счет стандартных приемов воображения (стандартов). Стандарты основаны на представлении ситуации из интеграла задач – взаимоисключающими техническими противоречиями, выявление из них основного в виде ассоциации физических противоречий для дифференциации существенной инверсной пары. Решают конкретное физическое противоречие модификацией функции за счет дифференциации и интеграции, суммирования и вычитания, мультипликации и импульсации, дешифрации и адаптации, аналогии и эквивалентности, инверсии и симметрии и т.д. [20, 30].

В настоящее время известны сотни стандартов решения физических и химических эффектов, экономических и метрологических задач, но наиболее сильные решения основаны на принципах эквивалентности, инверсии и симметрии, которые наряду с принципом аналогии формируют основу информационной технологии проектирования микропроцессорных систем и компьютерных анализаторов.

1.4.2. Принцип эквивалентности

Принцип эквивалентности [29] минимизирует множественность признаков информационного обеспечения за счет равноценных (равнозначных) преобразований функции. Если аналогия предполагает решение функции с известной степенью неопределенности, то эквивалентность исключает неопределенность и регламентирует тождественные преобразования. Функция не зависит от эквивалентных преобразований. Образы функции в различных формах представления физики и математики, схемо- и мнемотехники эквивалентны. Принцип эквивалентности регламентирует тождественность структур и связей, алгоритмов и моделей преобразуемой функции в континууме пространство-время-функция, так как образы из инвариантных признаков эквивалентны [20, 21].

Тождественные преобразования в математике эквивалентны на различных иерархических уровнях исчисления: алгебры логики и арифметики, алгебры и тригонометрии, высшей математики и векторного анализа, геометрии и математики образов. Метод эквивалентности позволяет преобразовывать сложные формулы к простым соотношениям с параметрами в явном виде. Эквивалентные преобразования математической модели при решении системы уравнений приводят к алгоритму. Универсальность математического обеспечения инициируется избыточностью исчислений и счислений, способов и алгоритмов.

Физические явления в электрике и гидравлике, электронике и механике, аналитическом и теплофизическом контроле, в оптике и волновом анализе во многом тождественны благодаря единству природы и эквивалентности информационных процессов. Многие законы физики в статике, кинетике и динамике эквивалентны по структуре и описываются тождественными математическими моделями и схемами замещения. Основанные на равноценных явлениях технические решения реализованы эквивалентными способами и алгоритмами на базе тождественных компонент информационного обеспечения. Метрологические средства контроля тождест-

венных явлений равноценны на уровне методов оптимизации и критериев эффективности, способов калибровки и идентификации, образцовых мер и временных диаграмм [25].

Программное обеспечение управления тождественными процессами эквивалентно на уровне программ и методов их проектирования. Методы эквивалентности минимизируют ствол программы из равнозначных процедур в программу с условными и безусловными переходами к подпрограммам цикла. Техника адресации позволяет не расширять объем программной памяти, а использовать существующие ресурсы и резервы для повышения универсальности программного продукта. Эквивалентные преобразования позволяют блок-схему функции реализовать на языках различного уровня за счет тождественных алгоритмов и ассоциаций символов. Методы эквивалентности позволяют в процессе анализа листинга программы синтезировать блок-схему и сформировать функцию в соответствующей мнемонике. Эквивалентные таблицы истинности и состояния минимизируют по соответствующим методам в векторные таблицы и матрицы, мнемосхемы и структурные формулы [20, 29].

Методы нормальной дизъюнктивной и конъюнктивной формы анализируют эквивалентность функций таблиц и синтезируют структурные формулы и алгоритмы математического обеспечения. Методы «единиц и нулей» в процессе анализа формул и алгоритмов, временных диаграмм и схем формируют таблицы истинности в кодах с различными основаниями. Карты Карно и Вейча по мнемоническим правилам автоматизируют минимизацию функции для ее рационального представления в эквивалентном базисе [21, 29].

Аппаратные средства реализуют эквивалентные преобразования на уровне топологии схем и методов их проектирования. По иерархии сложности схемы структурируют на принципиальные (уровень ПП), функциональные (ранг ИС) и структурные (базис СИС), эквивалентно отражающие функцию в равноценном масштабе топологии по вертикали. В горизонтальном базисе топологии функцию представляют эквивалентными комбинаторными, релейными и матричными схемами, отличающимися между собой по степени информационной упорядоченности [20, 21].

Мощными средствами анализа схем являются эквивалентные методы: контурных токов и узловых потенциалов, генераторов тока и напряжения, преобразований структур звезда и треугольник, последовательных и параллельных соединений, основанные на физических законах Ома и Кирхгофа, Ампера и Фарадея. Методы сигнальных графов организуют преобразования аналоговых, импульсных и дискретных схем в образы математического обеспечения, а методы делителя напряжения синтезируют эквивалентные структуры в основных формах представления функции [28].

Систематизированные по упорядоченности информации схемы проектируют в формах функций рациональными методами. Методами итерационного анализа синтезируют комбинаторные схемы на диодах и тиристорах, биполярных и униполярных транзисторах, малых и средних интегральных схемах для аналоговых, импульсных и цифровых преобразований. Методы булевой алгебры предпочтительны для проектирования в основных формах представления функции релейных схем на триггерах и таймерах для обмена энергией по постоянному и переменному току с преобразованием сигнала по амплитуде, времени и коду. Методы математики образов информационных технологий созданы для проектирования матричных СИС и БИС на запоминающих устройствах и программируемых логических матрицах, аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей, интерфейсов памяти и ввода-вывода, микропроцессоров и контроллеров [20 – 29]. Перспективные технологии включают информационный анализ и синтез форм представления функций в компонентах информационного обеспечения, основанные как на принципах эквивалентности и аналогии, так и на закономерностях симметрии и дуальности.

1.4.3. Принцип дуальности

Принцип дуальности (двойственности) отражает инверсный характер информационных процессов и является следствием фундаментального закона единства и борьбы противоположностей. Информационное обеспечение, реализующее эти процессы, без дополнительных ресурсов осуществляет инверсные преобразования функции [29].

Структура, выполняющая функцию информационного процесса, позволяет реализовать обратную функцию при инверсном включении входных и выходных связей. Принцип инверсии справедлив для компонент микропроцессорных средств и форм представления функций интегральных схем. Двойственность функции обобщает эквивалентность до тождества произведения векторов прямого и обратного преобразования процессов, нормированных единичной матрицей.

Сущность методов дуальности в математике отражает итерационный анализ, в котором при вычислениях прямые исчисления функции заменяют инверсными операторами за счет существования нормированного эквивалента в логике и арифметике, алгебре и тригонометрии, дифференциальном и интегральном исчислении, векторном анализе и геометрии. Методы дуальности оперируют аксиомами, регламентирующими нормируемые меры и эквивалентные преобразования.

Операторы Лапласа и Фурье позволяют по отображению находить оригинал функции, по спектру восстанавливать форму сигнала и осуществлять обратные преобразования. Операторные методы комплексного переменного приводят к алгебраическим задачам тригонометрические преобразования Эйлера и уравнения Максвелла при расчете кинетики и динамики электромагнитных цепей. Аксиомы логики минимизируют структурные формулы цифровых функций, а динамические методы программирования экстраполируют оптимальную стратегию автоматизации информационных процессов.

В булевой алгебре формулы в НКФ и НДФ связаны инверсными преобразованиями теоремы Деморгана, основанной на аксиомах логики, что позволяет не только минимизировать оригинал, но и синтезировать функцию в удобных для оператора формах базисов И-НЕ и ИЛИ-НЕ [21]. Операциям суммирования и умножения в арифметике противоположны действия вычитания и деления, что позволяет в вычислительной технике организовать итерационные инверсные алгоритмы за счет прямых функций. Преобразования Эйлера формализуют инверсные алгоритмы в алгебре и тригонометрии, арифметике и дифференциальном исчислении за счет дуальности функций синуса и косинуса, экспоненты и логарифма, дифференцирования и интегрирования [28].

Программное обеспечение реализует инверсию на уровне программ и методов их проектирования посредством использования дуальных алгоритмов математического обеспечения. Для формирования циклов синхронизации и интервалов измерения, цифровых эквивалентов анализа и оценок эффективности контроля, диагностики программного продукта и тестирования адресного пространства применяют инверсные алгоритмы математического исчисления и методы контрольных сумм. Четные и нечетные коды служат основой тестовых и диагностических программ, алгоритмами их анализа и синтеза.

Программирование основано на инверсных функциях хранения и выборки информации в процессе адресации и копирования сообщений. Например, стековая адресация организована суммированием числа вложений подпрограмм и операндов при загрузке и инверсной операцией вычитания при их считывании. Произвольная адресация обусловлена дуальностью накопления информации по произвольным правилам систематизации и выборкой произвольных сообщений по регламентированным правилам. Эффективность ассоциативной адресации определяется конкретизацией неопределенных признаков информации, при этом увеличение интеграла признаков копии минимизирует дифференциал адресов оригинала [25].

Метрологические средства по критериям эффективности ставят в соответствие исследуемым компонентам и признакам информационных процессов и обеспечения тождественные функции и образцовые меры за счет коррекции, калибровки и идентификации [25, 27]. Решение задачи включает структурную, параметрическую и комплексную оптимизацию, основанную на дуальности возмущений и компенсирующих воздействий. Структурная оптимизация синтезирует инверсную функцию исходной посредством нормированного интеграла образцовых мер и функционала для адаптации по диапазону контроля с регламентированной точностью. Параметрическая оптимизация определяет нормированные коэффициенты известной структуры в фиксированном диапазоне с минимальной погрешностью при расчете параметров по инверсным преобразованиям. Комплексная оптимизация гарантирует изменение режимных параметров для компенсаций флуктуаций экспресс-анализа за счет инверсной реакции метрологических средств на динамические возмущения в эксперименте [25].

Критерии эффективности метрологических средств конструируют по принципу дуальности в виде векторного произведения прямой и инверсной функций, регламентированных нормируемой мерой единичной матрицы. Линейные, квадратичные и степенные критерии отражают инверсию отображения и оригинала функции, связанных между собой операторами вычитания при абсолютной и деления при относительной погрешности, алгебраического суммирования для математического ожидания и дисперсии, операторами умножения и деления для среднегеометрической и мультипликативно-симметричной оценок.

Принцип двойственности широко применяется при синтезе схем аппаратных средств аналоговой и импульсной, цифровой и микропроцессорной техники. Наиболее наглядно принцип дуальности реализуется в аналоговой технике, где интегральные схемы с жесткой структурой и фиксированными связями функционируют по заданному алгоритму. Алгоритм функционирования линейных интегральных схем регламентируется делителем сигнала (или энергии), включенным в обратную связь операционного усилителя. Делитель состоит из последовательного соединения линейных и нелинейных элементов с активными или реактивными параметрами. За счет подключения делителя в прямом или инверсном режиме с нелинейными элементами создают логарифматор или экспоненциатор, на реактивных цепочках реализуют интегратор или дифференциатор, организуют суммирование и вычитание на активных делителях при инвертировании входов операционных усилителей [23, 28].

В импульсной технике при временных преобразованиях и генерации сигналов, преобразовании энергии из переменного в постоянный ток и обратно методы дуальности основаны на инвертировании структуры схемы и использовании входных и выходных связей для подключения соответственно нагрузки и генератора [26]. Например, трехфазный выпрямитель из тиристорного моста, нагруженного на нагрузку постоянного тока с питанием от сети переменного тока по схеме звезда (или треугольник), синтезируется в инвертор за счет включения генератора энергии постоянного тока в диагональ выпрямления моста и подключения в трехфазную цепь реактивной нагрузки по схеме звезда (или треугольник). Благодаря двойственности по методам инверсии аналого-цифровые преобразования реализуют цифроаналоговыми, АЦП синтезируют на основе ЦАП, интерфейсы ввода-вывода используют для сбора (измерения, нормировки и контроля) и генерации (обработки, управления и передачи) информации [22].

Схемы цифровой техники используют для прямых и инверсных преобразований за счет дуальности морфологических признаков (структур и связей) и двойственности функциональных (алгоритмы и модели). Например, счетчик используют для суммирования и вычитания, деления и умножения, возведения в степень и извлечения корня, интегрирования и дифференцирования за счет инверсии структур и связей или инверсных преобразований сигнала. Дуальность кодирования и декодирования, мультиплексирования и демуплексирования, шифрации и дешифрации, записи и считывания позволяет формировать прямые и обратные преобра-

зования и управления, хранения и обработку, анализ и синтез, а также проектировать цифровые функциональные устройства и инверторы на их базе [20, 29].

Проектирование архитектуры БИС и персональных компьютеров, микропроцессорных средств и систем основано на синтезе программного обеспечения с дуальными алгоритмами и моделями для управления стандартными аппаратными средствами с регламентированной структурой (шинная, кольцевая или магистральная) [24, 25, 27].

Информационный анализ принципа дуальности показывает его как обобщение принципов эквивалентности и аналогии за счет тождественности компонент информационного обеспечения и форм представления функции регламентируемым правилам и нормируемым мерам. Дальнейшее развитие принципа инверсии с позиций информационной концепции достигается за счет повышения метрологической эффективности, обусловленной принципом симметрии.

1.4.4. Принцип симметрии

Принцип симметрии нормирует параметры и структуру функции в пространственно-временном континууме пропорционально мерам, эквивалентно критерию эффективности. С позиций метрологии симметричные решения соразмерны в инерционной системе отсчета. Принцип симметрии интегрирует (обобщает) инверсию, эквивалентность и аналогию по упорядоченности информации, а по вектору развития упорядоченность симметрии ограничивает многообразие возможных структур до соразмерных эквивалентов. Симметрия регламентирует инвариантность (неизменность) структуры функции относительно ее преобразований в физике и математике, схемотехнике и мнемотехнике [29].

Методы симметрии проектируют решения, компоненты и признаки информационного обеспечения которых согласованы между собой по критерию эффективности с погрешностью образцовых мер. Например, методы делителя напряжения синтезируют метрологически симметричные схемы, организованные из адекватных признаков, связанных условием равновесия моста. С физической точки зрения условие равновесия исключает температурный, временной и параметрический дрейф, а с позиций математики решение упрощается до линейной зависимости в явном виде относительно эквивалента [21, 28].

Необходимым условием метрологической симметрии является сравнение двух функций, исследуемой и образцовой. Достаточное условие равновесия требует адекватности функций с точностью нормируемой меры, регламентирующей погрешность. Необходимые и достаточные условия справедливы для симметрии компонент информационного обеспечения микропроцессорных средств и равновесия форм представления функций интегральных схем различного иерархического уровня. Принцип симметрии позволяет из множества возможных систем координат определить нормированную систему отсчета, в которой исследуемая функция информационного процесса представлена явно и соразмерна образцам по адаптивному диапазону контроля [27].

Методы симметрии синтезируют эффективные метрологические средства, организующие инвариантность исследуемой и моделируемой функции в адаптивном диапазоне контроля по образцам с нормированными мерами. Метрологическая симметрия определяет однозначность оригинала и отображения информационных процессов в нормированной системе координат отсчета. Информационные методы основаны на реконструкции исследуемой функции до симметричного образца и минимизации его до эталонного решения за счет сравнения параметров и структур с нормированными мерами по критерию эффективности. Информативность критерия, как регламентируемой меры эффективности, обусловлена систематизацией и самоорганизацией информации в процессе ее накопления по вектору становления порядка, определяемому равновесным состоянием покоя при симметрии [25].

Метрологический критерий эффективности организует по упорядоченности и симметрии компоненты и признаки микропроцессорных средств, а также основные формы представления функций интегральных схем. Известные линейные и квадратические критерии эффективности не позволяют оценить соразмерность компонент и признаков информационного обеспечения из-за их разнородности и ненормируемости критериев по уровням порядка. Для решения поставленной задачи предложен [25] мультипликативно-симметричный критерий (МСК) в виде отношения оценок среднегеометрического к среднему арифметическому. Знаменатель является мерой идеальной симметрии n -мерного произведения эквивалентных мер, тождественного среднему арифметическому в n -й степени, а числитель соответствует такому же произведению несоразмерных величин. МСК оценивает симметричность порядка исследуемых функций в нормированном диапазоне $\{0, 1\}$ единичного пространства или в процентном соотношении, при этом равновесному порядку соответствует 100 %, а беспорядку – нулевой уровень.

Анализ МСК доказывает инвариантность метрологических преобразований функции в пространственно-временном континууме и существование инерционной системы координат с нормируемыми мерами, уравнивающими отображение до линейного образа в явной форме. Примером являются методы идентификации параметров и структур оригинала теплофизического контроля в процессе моделирования отображения термометрии образцовыми мерами тепло- и температуропроводности изоляторов по мультипликативно-симметричному критерию эффективности. Методы идентификации последовательного, параллельного и смешанного действия высокоэффективны соответственно для временных, пространственных и функциональных преобразований автоматизации аналитического контроля и технологических процессов, энергоснабжения и электрооборудования [25, 27].

Анализ и синтез программного обеспечения методы симметрии дифференцируют до уровня адресного пространства и систем счисления в позиционных кодах для их интегрирования в блок-схемы, а также в программы высокого, среднего и низкого уровня, векторных таблиц состояния и таблиц истинности. Методы симметрии основаны на инвариантности преобразования функции в адресном пространстве и кодов, отображающих функции и операторы, адреса и операнды. Методы последовательной адресации по критерию МСК гарантируют пропорциональность и обратимость циклов программ и прерываний, записи и считывания информации. Произвольная адресация по МСК оптимизирует соразмерность позиций данных операндов и кодов операций, разрядности интерфейса и кода знакоместа. В методах ассоциативной адресации МСК не только систематизирует признаки операндов и знакомест, но и повышает достоверность выборки адресов за счет снижения неопределенности данных исходной информации [25].

Методы оптимального проектирования достигают упорядоченности признаков программы на уровне структур и адресов, алгоритмов и моделей, регламентируют соразмерность архитектуры по емкости адресного пространства и мощности знакомест интерфейсов памяти, иницируют коммуникабельное информационное обеспечение за счет согласованности и пропорциональности гибкой архитектуры с эффективными метрологическими средствами и универсальным математическим обеспечением. Принцип симметрии в нормированной системе отсчета снижает размерность математических моделей и число итераций алгоритма расчета, указывает способы определения информативных параметров и инженерные методики с оптимальными режимами. Линейность функции достигается усечением неинформативных признаков математических выражений в процессе их сравнения с эталонным образом и поиске дополнительных условий метрологического равновесия [27].

Например, методы образцового делителя сигналов минимизируют функцию аналого-цифрового преобразования до линейной характеристики в явном виде за счет нормируемой приведенной погрешности в заданном диапазоне и условий равновесия эквивалентных отношений амплитуд и времени, кодов функции и числа импульсов [22]. Расчет характеристик и синтез архитектуры каналов измерения и управления автоматических интерфейсов ввода-вывода осуществляется аналогичными методами на уровне усилителей постоянного тока и напряжения, АЦП и ЦАП последовательного, параллельного и смешанного типа, мультиплексоров и дешифраторов, счетчиков и регистров. Проектирование компьютерного электропривода с управляемыми по программе мощностью и напряжением, числом оборотов ротора и частотой переменного тока статора также возможно по информационной технологии на уровне электродвигателя и импульсно-цифрового тахометра, программируемых коммутаторов и таймеров, тиристорных многофазных управляемых выпрямителей и инверторов энергии электрического тока [26].

Синтез и анализ аппаратных средств на интегральных схемах различного иерархического уровня упорядоченности информационных процессов рационален методами аналогии и эквивалентности, дуальности и симметрии. На принципе симметрии основаны интеграционные преобразования аналоговых схем в топологических координатах полупроводниковых приборов и интегральных схем, аналого-импульсных преобразователей и интерфейсов ввода-вывода.

Симметрия в базисе ПП систематизирует транзисторные схемы на параллельное, последовательное и смешанное соединение эквивалентных структур. Параллельные структуры приводят к метрологической симметрии за счет условия равновесия моста для исключения температурного, временного и параметрического дрейфа. Последовательным включением достигают избыточности коэффициента усиления дифференциальных каскадов, что позволяет исключить нелинейность преобразования и иницировать идеальный конечный результат (ИКР). Смешанное соединение на комплементарных парах приводит к метрологической симметрии преобразуемых сигналов относительно «бесплатной» нормируемой меры – нулевого потенциала «земли» [28].

Анализ ПП по симметрии в процессе расчета погрешности усиления по постоянному току для полного графа транзистора предлагает инженерную методику определения рабочих точек линейного преобразования, основанную на замещении схемы сигнальными графами и нахождении режимных параметров методом узловых потенциалов по усеченной модели. Предложена инженерная методика проектирования УПТ от генераторов переменного тока для поиска амплитудной характеристики при анализе мнемосхемы сигнального графа кратчайшего пути переменного сигнала по правилам Кирхгофа относительно узловых потенциалов с нормированными уровнями. Данная методика положена в основу синтеза и анализа линейных интегральных схем (ЛИС): амплитудных, функциональных и операторных преобразователей [23, 28].

Инженерная методика представляет функции ЛИС в основных формах схемотехники, физики и математики в координатах метрологической симметрии с помощью метода активного делителя напряжения. Использование условия равновесия моста приводит схему к нормированному образу с линейным преобразованием амплитуды, исключая температурные, временные и параметрические изменения. Схемы и таблицы, временные диаграммы и характеристики дают комплексное представление об информационных процессах обмена энергии и преобразования сигнала [26, 28].

Информационная концепция интегрирует обмен и преобразование ПП и ИС в процессы управления и хранения СИС и БИС на уровне аналого-цифровых преобразователей и автоматических интерфейсов ввода-вывода. Выявленные закономерности в форме принципов развивают информационную технологию по пути метрологической симметрии за счет линейности информационных процессов, регламентированных погрешно-

стью преобразования минимальной дискретности в адаптивном диапазоне. Линейные соотношения амплитуд и временных интервалов, цифровых эквивалентов в числе и коде по нормированной погрешности позволяют минимизировать технические решения АЦП и АИВВ до стандартных схем с образцовыми структурами и связями, универсальными моделями и алгоритмами. Принцип симметрии выявляет равновесные состояния информационных процессов в инерционной системе отсчета с линейной функцией в явном виде и согласованными компонентами информационного обеспечения по симметрично-мультипликативному критерию [22, 25].

Таким образом, информационные концепция и принципы систематизируют проектирование интегральных схем и микропроцессорных средств в информационную технологию синтеза и анализа гибкой архитектуры с универсальным математическим обеспечением и эффективными метрологическими средствами для программного управления в адаптивном диапазоне с точностью образцовых мер.

Выводы

1. Технологическая концепция оценивает количественные закономерности технологической интеграции полупроводниковых приборов с комбинаторной топологией жестких структур и фиксированными связями, что отражает лишь достаточные условия развития интегральных схем, а необходимыми служат физические явления интеграции функций информационных процессов.

2. Информационная концепция критериями оценки использует интегральные меры качества функций, упорядочивающие информационные процессы для организации коммуникабельного информационного обеспечения микропроцессорных систем как неделимого комплекса аппаратных и метрологических средств, программного и математического обеспечения.

3. Информационная технология проектирования микропроцессорных систем включает соответствующие методы анализа и синтеза компонент информационного обеспечения и форм представления функций информационных процессов, отражающие объективные закономерности науки и техники, сформированные в виде принципов микросхемотехники: аналогии и эквивалентности, инверсии и симметрии.

4. Принцип симметрии интегрирует (обобщает) инверсию, эквивалентность и аналогию по упорядоченности информации, а по вектору развития упорядоченность симметрии регламентирует многообразие возможных структур функций информационных процессов до нормированных эквивалентов физики и математики, схемотехники и мнемотехники.

5. Информационные концепция и принципы микросхемотехники систематизируют анализ и синтез интегральных схем и микропроцессорных систем в информационную технологию проектирования гибкой архитектуры с информативным математическим обеспечением и эффективными метрологическими средствами.

2. Преобразование амплитуды в код

Изменение параметров электрической величины из одной формы в другую называют преобразованием сигнала. Информативными параметрами сигнала служат амплитуда, время и числовой эквивалент, поэтому способы преобразования импульсов классифицируют по форме представления на амплитудно-, время- и дискретно-импульсные (см. рис. 2.1). Амплитудно-импульсные преобразования сигнала наиболее простые и неустойчивые, подвержены температурному, временному и параметрическому дрейфу из-за сложности хранения аналоговой величины. Более помехозащищенные и гибкие – время-импульсные преобразования, а дискретно-импульсные сигналы отличаются высокой стабильностью и воспроизводимостью преобразований.

Гибкость и стабильность преобразований определяют эффективность программирования микропроцессорной техники, по этой причине в архитектуре БИС реализуют время- и дискретно-импульсные сигналы. По способам преобразования сигнала АИВВ разделяют на время- и дискретно-импульсные преобразователи амплитуды в код, при этом различают способы с промежуточным и прямым представлением. Непосредственно изменяют амплитуду в цифру кодоимпульсные преобразования параллельного и смешенного действия, причем последние формируют последовательный код из параллельного. Кодоимпульсное преобразование последовательного действия организуют промежуточные время- и дискретно-импульсные способы, в которых аналоговый сигнал представляется цифрой через дискретные (число, код) или временные (частота, широта, фаза) параметры импульсов (рис. 2.1).

Промежуточные времяимпульсные преобразования амплитуды в код включают частотно-, широтно- и фазоимпульсные способы, соответственно параметрам электрического сигнала, причем частотно-импульсные представления различают равномерного и неравномерного действия. Дискретно-импульсные способы дифференцируют по форме представления в цифровой эквивалент на число- и кодоимпульсные преобразования последовательного действия (рис. 2.1).

2.1. Условия преобразования сигналов

Способы преобразования импульсов в код N последовательного действия основаны на подсчете импульсов высокой частоты f за интервал T импульсов низкой частоты $F = 1/T$, т.е. $N = fT$. Учитывая обратную зависимость частоты f от периода $\tau = 1/f$, для кода справедливы соотношения

$$N = fT = \frac{f}{F} = \frac{1}{\tau F} = \frac{T}{\tau},$$

которые регламентируют необходимые и достаточные условия преобразования импульсов в код.

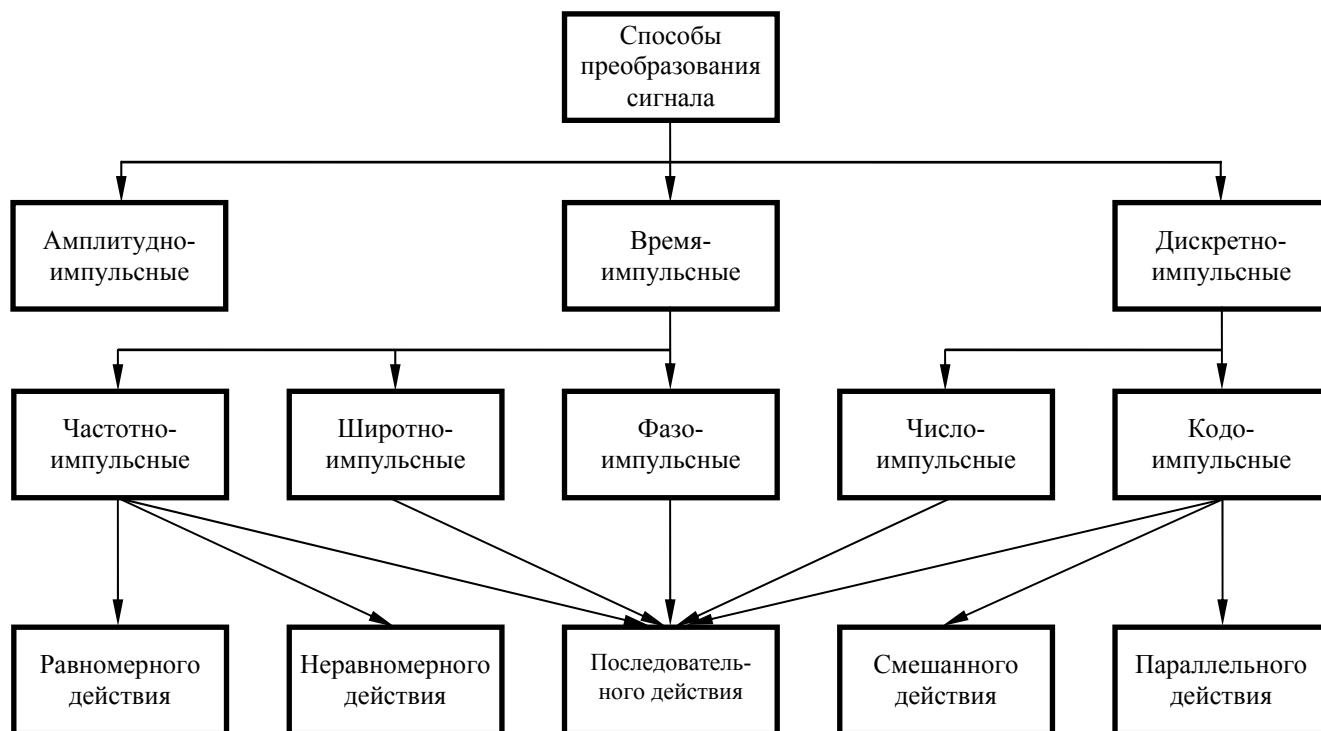


Рис. 2.1. Классификация способов преобразования

Необходимым условием кодоимпульсного преобразования является сравнение исследуемой последовательности импульсов (частоты или широты, фазы или числа) с эталонной последовательностью, нормированной по форме и параметрам, за период времени, достаточный для измерения максимального параметра.

Достаточным условием служит точность оценки параметров импульсов, регламентируемая погрешностью нормированных мер по необходимому критерию метрологической эффективности. Другими словами, соотношения между исследуемыми и нормированными параметрами импульсов должны отличаться не менее, чем на два порядка. Это соответствует погрешности $\varepsilon = 0,01$ (или 1 %), повышение эффективности достигается уменьшением погрешности до предельной оценки.

Следует обратить внимание, что преобразование импульсов в код определяет лишь соотношение между сравниваемыми величинами и предполагает дуальность отсчета как исследуемых импульсов к нормированным, так и образцовых мер к оцифровываемым параметрам. Принцип дуальности преобразований сигналов инициирует инверсные операции (цифра – импульсы – амплитуда), изменение параметров (дешифрирование и мультиплексирование) и формы (частота – широта – фаза – число – код) представления информации.

Время- и дискретно-импульсные преобразования амплитуды также имеют свои особенности по отношению к измерениям импульсов в координатах времени. Амплитудно-временные представления организуют деформацию амплитуды из функциональных координат в импульсную последовательность временной системы координат. При этом очевидны факты невозможности трансформирования в интервалы времени эквидистантных функций амплитудных сигналов. Это обусловлено параллельным перемещением мгновенных значений амплитуд во времени. Примером служат постоянные амплитуды различного уровня U_{01} и U_{02} , линейные сигналы $U_0 t$ и $U_0 (t \pm \Delta t)$, функциональные зависимости одной формы амплитуд, смещенные аддитивно во временных координатах. Анализ функций показывает условия представления амплитуды $A(t)$ во времяимпульсные $\tau(A)$ сигналы.

Необходимым условием амплитудно-временного преобразования является сравнение исследуемой амплитуды (напряжения или тока) и эталонной с нормированными уровнями за период времени, достаточный для измерения максимального уровня амплитуд.

Достаточным условием служит отличие функций амплитуд во времени хотя бы на один порядок. Это условие определяет точность оценки параметров амплитуд с регламентируемой погрешностью нормируемых мер по необходимому критерию метрологической эффективности.

Соотношение функций амплитуд во времени предполагает инвертируемость отсчета как исследуемой функции амплитуд к нормированной, так и образцовых уровней к идентифицируемым параметрам. Принцип дуальности предполагает взаимозаменяемость функциональных преобразований: прямых и обратных, инверсных и дополнительных. Классическими примерами служат обратные преобразования частотно- и широтно-импульсные, дополнительные представления широты в фазу, прямые отсчеты уровней амплитуды последова-

тельностью импульсов в различной форме, инверсные измерения параметров импульсов при сравнении функций амплитуд.

Сопоставительный анализ способов преобразования сигнала показывает инвариантность форм представления функции амплитуды в эквивалентные время- и дискретно-импульсные последовательности. Форму сигнала определяют способы преобразования, а необходимые и достаточные условия регламентируют параметры функции. Принципы аналогии и эквивалентности, инверсии и симметрии инвариантно представляют функции преобразования в схемотехнике, символах математики и семействе временных диаграмм физики.

2.2. Синтез временных диаграмм

Синтезируем временные диаграммы способов преобразования сигнала для представления амплитуды в код (рис. 2.2). Реализуем входную диаграмму (рис. 2.2, *a*) по условиям амплитудно-временного преобразования. Временную ось абсцисс t разделим на 3 равных интервала для отображения функции исследуемой амплитуды U_i в виде последовательности постоянного уровня, линейно нарастающего и линейно убывающего тестового сигнала. Для этого на оси ординат зафиксируем максимальный уровень U_m и нормированные уровни U_m/l , выбираем $l = 10$ для наглядного конструирования способов преобразования. На первой трети диаграммы отобразим постоянный сигнал уровнем $U_m/2$, увеличим его по линейному закону до U_m на втором участке и уменьшим его до нулевого уровня линейным образом на третьей части временной диаграммы (рис. 2.2, *a*).

Для задания образцового сигнала U_{0i} необходимо организовать интервалы преобразования периодом T_0 , образцовые сигналы времени покажем на рис. 2.2, *б* последовательностью импульсов равной длительности $T_{0i} = T_{0i+1}$, например по три периода на каждом участке временной оси t . На этой же диаграмме (рис. 2.2, *б*) приведем импульсы нормированной частоты F_1 периодом $T_1 = T_0/10$, что необходимо по условию преобразования импульсов в код. Импульсы с частотой F_1 по амплитуде покажем ниже высоты импульсов с частотой $F_0 = 1/T_0$ для повышения наглядности иллюстрации способов преобразования.

Изобразим на рис. 2.2, *a* образцовую функцию амплитуды в виде линейно нарастающего сигнала U_{0i} на i -м интервале измерения периодом T_{0i} , что обусловлено достаточным условием преобразования амплитуды в импульсы. Линейный сигнал U_{0i} строят от 0 до U_m , соответственно из начала до завершения периода T_{0i} . Линейный образцовый сигнал U_{0i} выбирается как наиболее простая функция, которая представляется на временной диаграмме (рис. 2.2, *a*) пилообразным сигналом с крутым срезом, формируемым фронтом тактового импульса T_0 . Начало измерения синхронизируется срезом этого импульса периодом T_0 . Интервалы T_0 отмечают на всех временных диаграммах семейства, синтез которых определяется тестовыми сигналами амплитуд (рис. 2.2, *a*) и импульсов (рис. 2.2, *б*).

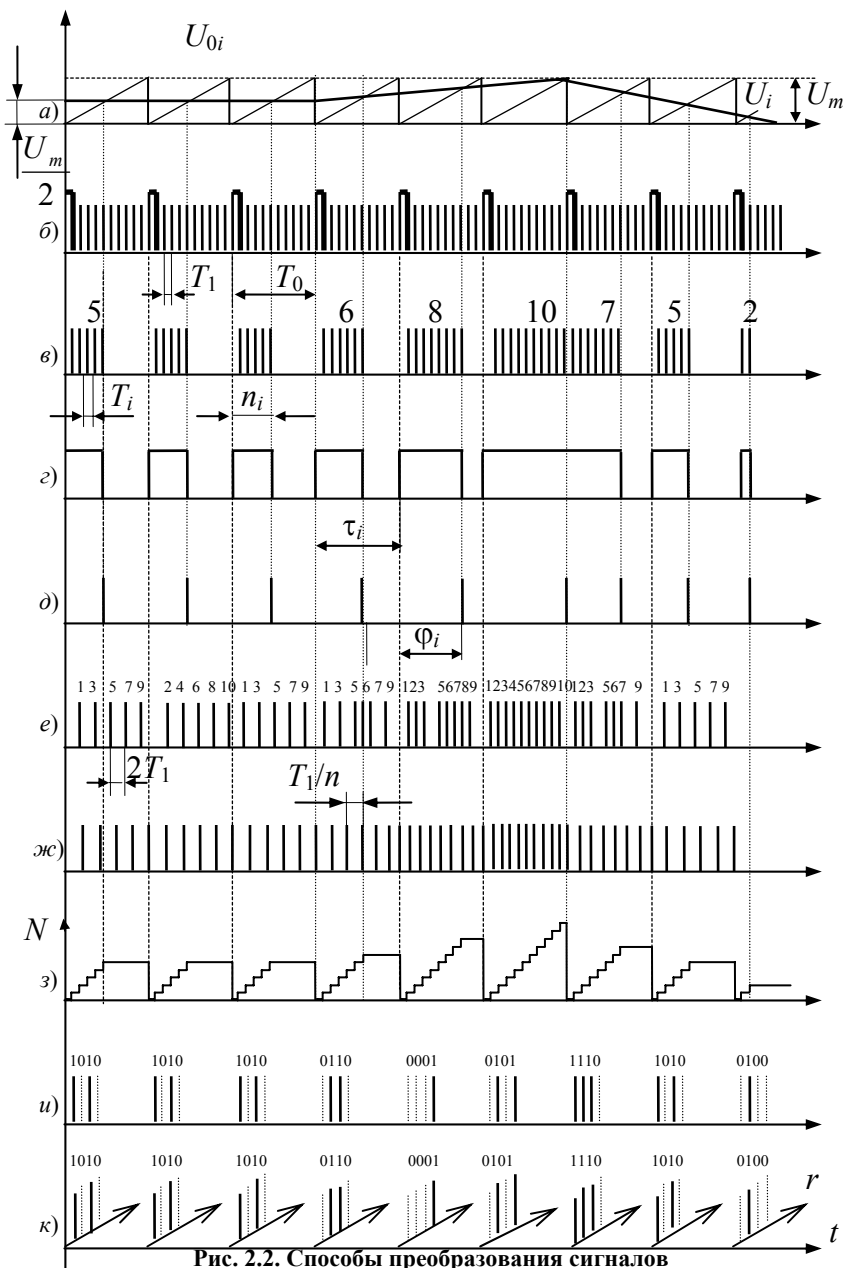


Рис. 2.2. Способы преобразования сигналов

2.3. Амплитудно-временные преобразования

Амплитудно-временные преобразования определены временем измерения τ_i исследуемой амплитуды U_i образцовой функцией U_{0i} от начала периода T_{0i} (срез импульса) до момента τ_i сравнения уровней $U_i = U_{0i}$ по алгоритму:

$$\text{если } U_i \begin{cases} \leq \\ > \end{cases} U_{0i}, \text{ то } \tau_i \equiv \begin{cases} 1(t); \\ 0(t), \end{cases}$$

где $1(t)$ и $0(t)$ – нормированные значения импульса τ_i , пропорциональные логическим уровням «единица» и «ноль».

Число-импульсное преобразование амплитуды U_i – это число n импульсов за интервал времени τ_i от начала измерения до момента сравнения исследуемой U_i и эталонной U_{0i} величин.

Число импульсов n определяют из равенства $U_i = U_{0i}$. Для линейно нарастающего сигнала $U_{0i} = \frac{1}{N_{\max}} \int_0^n U_0 dn$,

что соответствует выражению

$$U_i = \frac{1}{N_{\max}} \int_0^{n_i} U_0 dn .$$

Интегрирование по dn на интервале от 0 до n

$$U_i = \frac{U_0}{N_{\max}} dn \Big|_0^{n_i} = \frac{U_0}{N_{\max}} (n_i - 0)$$

позволяет найти зависимость числа импульсов n_i от амплитуды U_i

$$n_i = N_{\max} \frac{U_i}{U_0},$$

где $\frac{U_0}{N_{\max}} = U_{01}$ – нормированная дискрета опорного напряжения U_0 ; $N_{\max} = n_m$ – максимальное число импульсов при $U_i = U_0$.

Число-импульсный сигнал приведен на временной диаграмме (рис. 2.2, в). Импульсы n формируются из частоты F_1 (рис. 2.2, б) за интервал измерения τ_i (рис. 2.2, а). Например, при $U_i = U_m/2$ из 10 импульсов частоты F_1 формируется за интервал τ_1 половина импульсов $n_1 = 5$. Соответственно на i -м ($i = 4$) и $(i + 1)$ -м интервалах появляются $n_4 = 6$ и $n_5 = 8$ (рис. 2.2, в), так как в моменты измерения τ_i и τ_{i+1} исследуемая амплитуда U_i , U_{i+1} равняется нормированным уровням $U_{0i} = 6$ и $U_{0i+1} = 8$. За интервал $\tau_i \equiv 1(t)$ выделяются импульсы n_i из частоты F_1 , а во время $T_{0i} - \tau_i(1) = \tau_i(0)$ импульсы F_1 – отсекаются. Таким образом, в данном способе преобразования число n_i импульсов пропорционально амплитуде U_i .

Широтно-импульсное преобразование амплитуды – это интервал времени τ_i от начала измерения до момента сравнения эталонного U_{0i} и исследуемого U_i сигналов.

Интервал (широта) τ_i также определяется из равенства амплитуд $U_i = U_{0i}$, но линейный сигнал U_{0i} равен интегралу по времени, поэтому

$$U_i = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_i} U_0 dt .$$

После интегрирования по dt на интервале $\{0, \tau_i\}$, находим зависимость широты τ_i импульсов от амплитуды U_i

$$\tau_i = T \frac{U_i}{U_0},$$

где $T = \tau_m$ – постоянная времени широтно-импульсного преобразования, равная максимальной широте τ_m импульсов при $U_i = U_0$. На практике период T_0 синхронизации выбирают равным τ_m , т.е. $T_0 = T$.

На рис. 2.2, з показано широтно-импульсное преобразование. В каждом периоде T_{0i} преобразования широта τ_i формируется с начала синхронизации тактового импульса T_{0i} до момента сравнения амплитуд $U_i = U_{0i}$. Например, при постоянном сигнале ($i = 1, 2, 3$), когда $U_i = U_m/2 = 5$, так как $U_m = 10$, широта импульса соответствует $\tau_i = T_{0i}/2 = 5$ половине периода T_0 . На интервалах $i = 7$ и $i + 1 = 8$ значение амплитуд U_i нормировано уровнями $U_{07} = 7$ и $U_{08} = 5$, а широтно-импульсные сигналы представляются значениями $\tau_7 = 7$ и $\tau_8 = 5$. Согласно алгоритму преобразования $\tau_i(1)$ соответствует единичному, а $\tau_i(0)$ – нулевому уровням (см. рис. 2.2, з). Как видно из временной диаграммы, широта τ_i прямо пропорциональна амплитуде U_i .

Фазо-импульсное преобразование амплитуды организуется последним импульсом i из эталонной частоты F_1 в момент τ_i равенства эталонного и преобразуемого сигналов. Фазовый импульс соответствует моменту среза широты τ_i , а фаза φ_i – это время задержки появления i -го импульса относительно момента синхронизации импульса T_{0i} .

По аналогии с другими времяимпульсными преобразованиями справедливы равенство

$$U_i = \frac{1}{T} \int_0^{\varphi_i} U_0 d\varphi,$$

а также решение после интегрирования

$$\varphi_i = T \frac{U_i}{U_0},$$

где максимальная фаза φ_m соответствует периоду T при равенстве амплитуд.

Рис. 2.2, д поясняет фазоимпульсное преобразование формированием i -го импульса на периоде T_{0i} измерения. Например, для $i = 5$ и $i + 1 = 6$ при нормировании амплитуд U_i , U_{i+1} уровнями $U_{05} = 8$ и $U_{06} = 10$ фа-

зы φ_5 и φ_6 формируются из частоты F_1 импульсами с номерами 8 и 10 с задержкой относительно тактовых импульсов T_{05} и T_{06} на время $\tau_5 = 8$ и $\tau_6 = 10$. Временная диаграмма (рис. 2.2, д) показывает прямую зависимость между фазой φ_i и измеряемой амплитудой U_i .

Неравномерное частотно-импульсное преобразование амплитуды формируют из эталонной частоты F_1 импульсами, число которых соответствует число-импульсному способу за счет «вырезания» избыточных импульсов с распределением их по возможности близким к равномерным интервалам.

Данный способ организуют (см. рис. 2.2, е) для постоянного уровня $U_i = U_0 / 2 = 5$ посредством нечетных ($j = 2p - 1$) или четных ($j = 2p$) импульсов. На первом ($i = 1$) интервале T_{01} частота F_i сформирована из импульсов ($j = 1, 3, \dots, 9$), а на втором T_{02} периоде использованы четные ($j = 2, 4, \dots, 10$) импульсы. На i -м интервале (например, $i = 4$) из частоты F_1 выбраны 5 нечетных $2p - 1$ импульсов и центральный 6-й, в то время как при $i = 5$ в периоде T_{05} из 10-ти импульсов «вычеркнуты» 4-й и 10-й, чтобы сформировать частоту F_5 из 8-ми импульсов.

Равномерное частотно-импульсное преобразование амплитуды создают на базе число-импульсного способа, причем импульсы n на периоде T_{0i} размещают равномерно с периодом $T_i = T_{0i} / n$ (см. рис. 2.2, ж). Равномерное преобразование называют линейным или I рода, а ему противопоставляют частотно-импульсное представление II рода (неравномерное). Организуют равномерную модуляцию за счет деления образцовой частоты на n , что соответствует построению на временной диаграмме (рис. 2.2, ж): делению интервала T_{0i} на n периодов $T_i = 1 / F_i$. Например, при постоянном сигнале $U_i = 5$ число $n_i = \frac{N_{\max}}{2} = 5$, а $T_2 = T_{0i} / 5$; аналогично для $i = 6$, $n_i = N_{\max} = 10$, соответственно $T_6 = T_{0i} / 10 = 1 / F_1$.

Таким образом, частотно-импульсные способы также преобразуют амплитуду прямо пропорционально частоте импульсов.

2.4. Дискретно-импульсные преобразования

Кодоимпульсное преобразование последовательного действия представляет в код последовательности время- и дискретно-импульсных сигналов за интервал τ_i измерения от начала до момента сравнения функций амплитуд.

Код N_i является суммой импульсов эталонной частоты F_1 на интервале τ_i измерения $N_i = F_1 \tau_i$. Это очевидно из следующих рассуждений. Время измерения τ_i равно произведению числа i импульсов с периодом T_1 следования частоты $F_1 = 1 / T_1$, так как

$$\tau_i = \sum_{j=1}^i T_1 1_j = T_1 i.$$

Подставляя значение τ_i в выражение для кода N_i , получаем тождество

$$N_i = F_1 T_1 i = i,$$

так как произведение $F_1 T_1 = N_1$ – дискрета кода, равная единице, что также следует из определения частоты $F_1 = 1 / T_1$.

Учитывая прямую пропорцию амплитуд временным и дискретным отношениям

$$\frac{U_i}{U_0} = \frac{n_i}{N_{\max}} = \frac{i}{n} = \frac{\tau_i}{T} = \frac{\varphi_i}{T},$$

выведем зависимость кода N_i от амплитуды U_i на примере широтно-импульсного преобразования

$$N_i = F_1 T \frac{U_i}{U_0},$$

что соответствует статической характеристике аналого-цифрового преобразования

$$N_i = N_{\max} \frac{U_i}{U_0},$$

так как $F_1 T = N_{\max}$ – максимальный код импульсов с частотой F_1 за период T .

Код последовательного действия, который синтезируют из число- (рис. 2.2, в) и широтно-импульсных (рис. 2.2, з) сигналов, приведен на диаграмме (рис. 2.2, з). Ось ординат нормирована уровнями кода $N = \{0, 10\}$, соответственно мерам образцовой амплитуды U_0 . На i -м периоде T_{0i} в начале измерения код равен нулю $N_i = 0$. С каждым импульсом код увеличивается на одну дискрету $N_1 = 1$, что соответствует ступенчатому линейно нарастающему сигналу с одинаковой крутизной. Начало и конец линии крутизны определяются координатами $\{\tau, N\}$ соответственно $\{0, 0\}$ и $\{T_{0i}, N_{\max}\}$, причем счет импульсов прекращается в точке с координатами $\{\tau_i, N_i\}$ и до конца периода фиксируется значением N_i . Например, для $i = 2$ при $N_i = 5$ код достигает уровня $N_{\max} / 2 = 5$ в процессе суммирования числа $n = 5$ импульсов за интервал $T_i = T_0 / 2$. Аналогично для $i = 7$, при котором $U_i = 7$ и $n = 7$, код соответствует уровню $N_i = 7$ на интервале τ_7 .

Сопоставление амплитудной (рис. 2.2, а) и цифровой (рис. 2.2, э) диаграмм показывает идентичность функций образцовых мер нормированной амплитуды U_{0i} и цифрового эквивалента N_i , изменяющихся по пилообразному закону. Отличительной особенностью цифровой функции является усеченная вершина «пилы» на уровне меры идентификации N_i исследуемой амплитуды U_i .

Смешанного действия кодоимпульсное преобразование является последовательным кодом, формируемым из последовательности импульсов тактовой частоты F_1 с линейной адресацией на фиксированных интервалах времени весовых позиций кода соответствующей системы счисления. Такую последовательность называют число-импульсным кодом и представляют, например, степенным алгоритмом счисления

$$N_a = \sum_{j=0}^{n-1} \tau_{0j} a^j,$$

где a – основание кода N ; τ_{0j} – вес кода на j -й позиции.

Например, двоичный число-импульсный код N_2 организуют с основанием $a = 2$ и весом импульсов $\tau_{0j} = \{0, 1\}$, где наличие на j -й позиции импульса $\tau_{0j}(1)$ соответствует логической единице, а отсутствие импульса $\tau_{0j}(0)$ считается логическим нулем

$$N_2 = \sum_{j=0}^{n-1} \tau_{0j} 2^j.$$

Двоичный число-импульсный код проиллюстрирован на временной диаграмме рис. 2.2, и. Для выбранного примера $N_{\max} = 10$ необходимо 4 позиции, поэтому из опорной частоты F_1 используются первые четыре импульса на интервале T_0 . Наличие импульса $\tau_{0j}(1)$ обозначено сплошной линией амплитудой U_m , а его отсутствие – пунктирной линией $\tau_{0j}(0)$. На диаграмме рис. 2.2, и приведены примеры для чисел $\{\overline{2}, \overline{10}\}$: для $i = \overline{1}, \overline{3}$ код $N_2 = 5$ или 1010; для $i = 5$ с числом 8 код представлен последовательностью 0001; для $i = 6$ с результатом 10 присутствует $N_2 = 0101$. Для приведенных примеров использованы импульсы из частоты F_1 соответственно на нулевой и второй, на третьей, а также на первой и третьей позициях периодов $T_{01} - T_{03}$, T_{05} и T_{06} (см. 2.2, и).

Число-импульсный код непосредственно формируют при поразрядном уравнивании, а также в процессе преобразования кодов последовательного и параллельного действия в кольцевую структуру число-импульсных микропроцессоров с динамическим хранением информации во временных координатах.

Параллельный код – результат кодоимпульсного преобразования амплитуды за один такт частоты F_1 по n проводникам шинной структуры. При этом код формируется в координатах пространства по n -разрядной шине в реальном отсчете времени.

Код N_i определяется системой счисления

$$N_a = \sum_{k=0}^{i-1} \xi_k a(k),$$

где ξ_k – вес кода N_a на k -й позиции или k -м адресе n -разрядной шины. При этом параллельный код прямо пропорционален исследуемой амплитуде

$$N_{ai} = N_{\max} \frac{U_i}{U_0}$$

на i -м отсчете времени, например за период T_{0i} (см. рис. 2.2, к). На диаграмме в моменты T_{0i} временной оси t приведены ортогональные оси координат пространства r , нормированные по k -м позициям соответствующими адресами n -разрядной шины.

Параллельный код распределяется по знакоместам k -х разрядов аналогично представлению число-импульсного (последовательного) кода по j -м позициям отсчета времени. На рис. 2.2, к приведен пример двоичного кода в моменты синхронизации T_{0i} с отображением вектора r четырехразрядной шины перпендикулярно оси времени t . Нулевой уровень проводника $\xi_k(0)$ показан пунктиром, а единичный потенциал $\xi_k(1)$ изображен сплошной линией. Например, для $i = 7$ в момент T_{07} , когда амплитуда U_7 нормирована уровнем $U_{07} = 7$, числовой эквивалент 7 представлен двоичным кодом $N_2(7) = \{1110\}$, что соответствует единичным потенциалам на 0, 1 и 2-м проводниках шины, а также нулевому уровню на третьем разряде (см. рис. 2.2, к).

Семейство временных диаграмм наглядно показывает преимущества и недостатки время- и дискретно-импульсных преобразований по метрологической эффективности, определяемые координатами пространство-время. Метрологическая эффективность способов повышается от амплитудно- к время- и дискретно-импульсным преобразованиям. Наиболее простыми являются широтно-, фазо- и частотно-импульсные представления сигнала, реализуемые жесткими алгоритмами неуправляемой структуры аппаратных средств. Число- и кодоимпульсные способы развивают комбинаторную структуру АЦП и ЦАП в гибкую архитектуру автоматических интерфейсов ввода-вывода с управляемым алгоритмом математического исчисления.

Способы преобразования сигнала регламентируют аппаратные средства АИВВ, а определяют программное обеспечение архитектуры интерфейсов информационные процессы обработки и хранения, измерения и передачи. Ниже рассмотрим классификацию АИВВ по способам измерения.

2.5. Автоматические интерфейсы ввода-вывода

Интерфейсы ввода-вывода для сопряжения микропроцессора с объектом контроля и управления называют автоматическими (АИВВ). АИВВ по уровню иерархии являются БИС, как микропроцессоры и интерфейсы памяти, служат программно управляемыми преобразователями сигнала для ввода и вывода информации.

Ввод информации включает совокупность информационных процессов: обмен и преобразование физической величины в электрический сигнал аналоговой формы с представлением в код по каналу измерения. При вводе организуется сбор и передача сообщений, их обработка и хранение. В процессе обработки осуществляют измерение и нормирование параметров сигнала, анализ и контроль информативных значений. Вывод из микропроцессора регулирующих сообщений предполагает декодирование и адресацию в процессе передачи и распределения информации по каналу управления, обратное преобразование и обмен кода в аналоговый потенциал физической энергии.

Алгоритм работы АИВВ определяется процессом измерения информации, который исследуемой величине сопоставляет фиксированный набор образцовых мер по правилам счета в координатах пространства и времени. Способы измерения классифицируют на последовательного, параллельного и смешанного действия по аналогии с топологией схем в пространственных координатах. Последовательные измерения организуют последовательным сравнением во времени по линейному закону. Параллельным анализом с ассоциацией за один такт формируют параллельные способы измерения. Смешанные способы измерения включают регламентированные итерации с различными массивами за несколько интервалов времени. Классификация АИВВ по способам последовательного, параллельного и смешанного измерения приведена на рис. 2.3.

АИВВ параллельного измерения различаются между собой методами счисления правилами формирования кода, величиной основания и весом позиций. Основание кода определяет меру измерения, а вес регламентирует погрешность нормировки. К достоинствам параллельных АИВВ относятся высокая оперативность и линейность алгоритма, недостатками являются аппаратная избыточность и ограниченная точность.

Способы последовательного измерения разделяют АИВВ на интегральные, двойного интегрирования и дифференциальные (см. рис. 2.3). АИВВ интегрального измерения исследуемую амплитуду U_i сравнивают последовательно во времени с образцовой мерой U_{0i} , изменяемой по линейному закону от нулевого до максимального уровня. В момент сравнения уровней исследуемую амплитуду идентифицируют суммой эквивалентных мер. Интегральные измерения просты и технологичны, но имеют низкие быстродействие и помехозащищенность.

Двойное интегрирование в АИВВ организуют за два интервала отсчета, причем сравнивают интегралы исследуемой U_i и образцовой U_{0i} величин, формируемые последовательно на различных интервалах измерения. АИВВ двойного интегрирования отличают прецизионная точность и помехозащищенность, относительные сложность и оперативность.

АИВВ дифференциального измерения исследуемую величину U_i сравнивают с крутизной фронта и среза нормируемой меры U_{0i} , которые формируют в моменты переключения экстремальных значений нормированных уровней. Дифференциальные способы организуют асинхронные последовательности импульсов с изменяемой частотой за счет положительной обратной связи. Оперативность дифференциальных АИВВ ограничена лишь скоростью передачи сигнала в линии задержки, а именно, граничной частотой элементной базы БИС. К недостаткам асинхронных измерений относятся низкие помехозащищенность и воспроизводимость.

Способы смешанного измерения исследуемый сигнал сравнивают с массивом образцовых мер последовательностью итераций, формируемых оптимизационными алгоритмами математических исчислений. АИВВ последовательно-параллельного измерений систематизируют по алгоритмам: следящего действия, поразрядного уравнивания и последовательного приближения.

АИВВ следящего действия от начала измерения до сравнения исследуемой U_i с суммой образцовых U_{0i} величин функционируют по интегральному способу отсчета, а затем повторяют изменение экспериментальной зависимости по алгоритму позиционного регулирования с погрешностью меры младшего разряда. За исключением начала измерения следящие АИВВ характеризуются высокой оперативностью и помехозащищенностью, но сложной архитектурой и высокой стоимостью.

При поразрядном уравнивании архитектура АИВВ реализует в каждом цикле измерения сравнение исследуемого сигнала U_i с различными в каждом такте мерами U_{0i} , вес которых изменяют кратно основанию кодов. Максимальное число тактов в цикле измерения определяется числом позиций (разрядностью) кода и в среднем равен половине регламентированных позиций. АИВВ поразрядного уравнивания отличают высокая гибкость и универсальность архитектуры, широкий диапазон и высокая точность, что достигается перспективными технологиями и требует значительных интеллектуальных затрат.

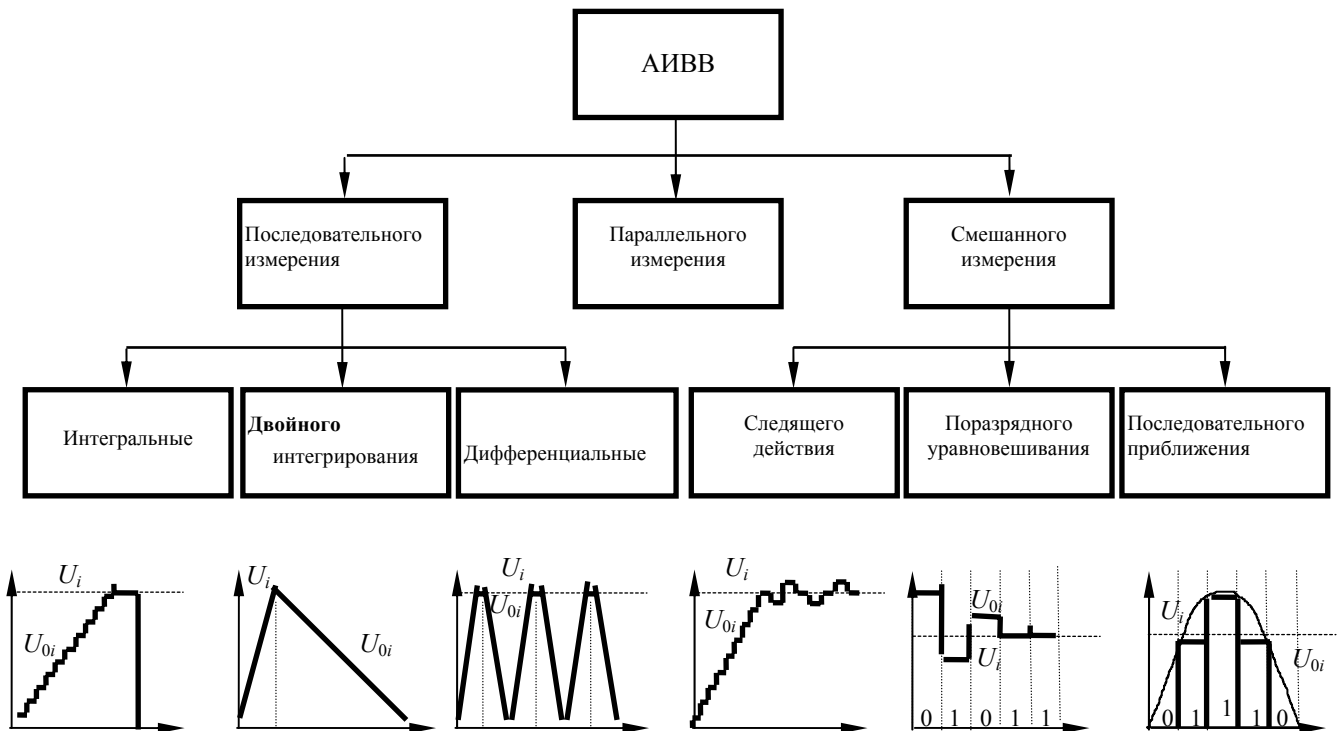


Рис. 2.3. Классификация АИВВ по способам измерения

АИВВ последовательного приближения в цикле измерения сравнивают функцию распределения случайным образом формируемых мер U_{0i} с исследуемой величиной U_i , которой идентифицируют меру U_{0i} , совпадающую с оригиналом U_i на меру неопределенности, регламентируемую алгоритмом приближения. Относительно высокие быстродействие и стоимость обусловлены гибкой архитектурой и алгоритмом случайного распределения, реализуемых избыточностью аппаратных средств и программного обеспечения.

Анализ АИВВ по способам измерения показывает развитие архитектуры от жесткой структуры с фиксированными алгоритмами последовательного действия к избыточным аппаратным средствам параллельного отсчета по кодам математического счисления и гибкому программному обеспечению смешанного контроля (анализа и принятия решения) по алгоритмам математического исчисления.

Выводы

1. Информационные процессы: обмен, преобразование и управление – совершенствуют аппаратные средства аналого-импульсных схем на уровне ПП, ИС, СИС в структуру управляемых преобразователей.
2. Метрологическая эффективность способов повышается от амплитудно- к время- и дискретно-импульсным преобразованиям за счет замены промежуточных представлений аналог – время – код в непосредственный отсчет амплитуды мерами цифрового эквивалента.
3. Способы преобразования сигнала по методам аналогии синтезируют семейством временных диаграмм линейные представления параметров импульсов: широты и фазы, частоты и числа для формирования кода последовательного и смешанного действия.
4. Информационные процессы: хранение и обработка, измерение и передача – определяют программное обеспечение БИС и развивают АЦП и ЦАП в гибкую архитектуру АИВВ по способам измерения от комбинаторной структуры последовательного действия к упорядоченной матрице с параллельным и смешанным представлением информации.

3. Методы проектирования АИС

Комплексное представление функции импульсных преобразований в основных формах науки и техники на уровне математического и программного обеспечения, аппаратных и метрологических средств привело к созданию различных методов проектирования динамических процессов в физике и импульсных характеристик в математике, программ в мнемо- и схем в схемотехнике. Под проектированием АИС будем понимать неделимый комплекс анализа и синтеза импульсных преобразований в основных формах представления функции [20, 21, 25]. Методы проектирования АИС целесообразно классифицировать (рис. 3.1) по информативности оператора синтеза на дифференциальные, интегральные и информационные. Дифференциальные методы синтезируют математические модели, характеристики и алгоритмы в образах математики при анализе временных диаграмм физических процессов. По кинетике аналого-импульсных преобразований дифференциальные методы делятся на динамические и статические для анализа нелинейных и линейных функций. Интегральные методы также синтезируют математическое обеспечение, но в процессе анализа схемо- и мнемотехнических решений. В зависимости от математического исчисления интегральные методы подразделяют на интегро-дифференциальные и операторные. Информационные методы систематизируют закономерности анализа и синтеза научных и технических решений в информационную технологию проектирования импульсных процессов преобразования в основных формах представления функции. Из-за высокой интеграции закономерностей информационные методы дифференцируют по основным принципам схемотехники: аналогии и дуальности, эквивалентности и симметрии.

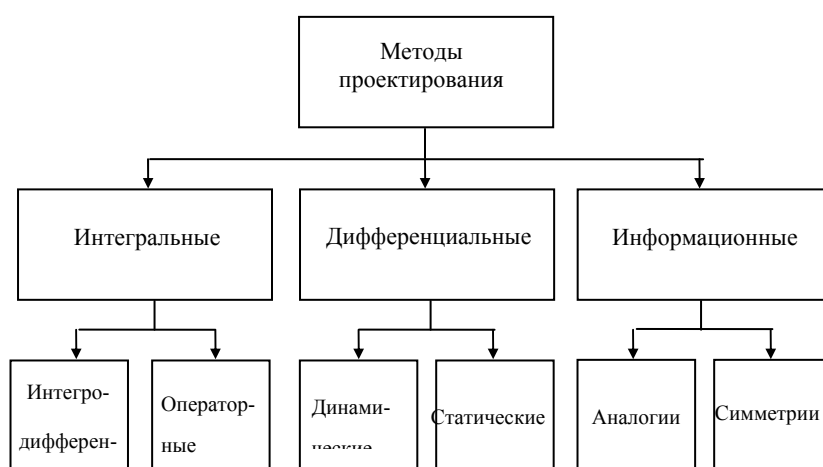


Рис. 3.1. Классификация методов проектирования

Простота и изящность информационных методов основаны на выявленных закономерностях проектирования АИС интегральными и дифференциальными методами.

3.1. Дифференциальные методы

Дифференциальные методы служат для синтеза динамических характеристик АИС в аналитической форме за счет анализа семейства временных диаграмм аналого-импульсных преобразований. Представление линейных и нелинейных функциональных преобразований в образах математики определяется кинетикой физических процессов стационарных и квазистационарных состояний, регламентированных коэффициентом усиления. При этом пассивным и полупроводниковым преобразователям с усилением, близким к единице, соответствуют динамические методы расчета характеристик, АИС с избыточным коэффициентом усиления рационально проектировать статическими методами.

Статические методы анализа отличаются простотой и оперативностью расчета динамических характеристик, представляемых линейной зависимостью в явной форме. Сложность динамических методов проектирования оправдана высокой точностью и адекватностью теоретических решений физике динамических процессов.

Динамические (классические) методы. При проектировании аналого-импульсных преобразователей необходимо рассчитывать параметры сигналов по временной диаграмме переходного процесса (рис. 3.2) в цепи, описываемой дифференциальным уравнением первого порядка [11]

$$T \frac{dx}{dt} + x(t) = Z(t),$$

где $x(t)$ – искомая функция амплитуды (напряжение, ток) от времени t ; T – постоянная времени цепи; $Z(t)$ – амплитуда внешнего источника.

Данное уравнение характеризует переходные процессы в цепях первого порядка, соединяющих внешний источник и активное сопротивление с реактивным элементом – емкостью или индуктивностью.

Искомое решение можно представить в виде суммы $x(t) = x_1(t) + x_2(t)$ частного $x_1(t)$ и общего $x_2(t)$ решений однородного уравнения

$$T \frac{dx_2}{dt} + x_2(t) = 0.$$

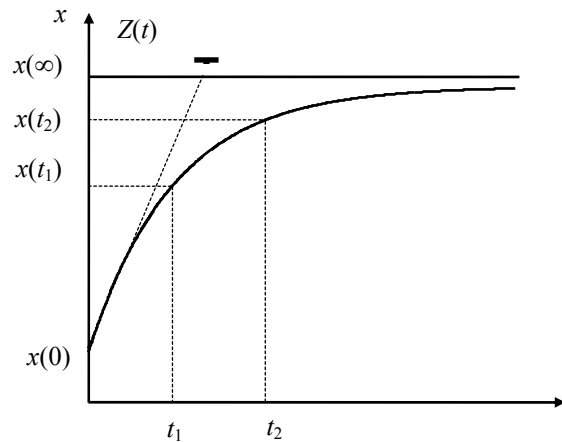


Рис. 3.2. Временная диаграмма

Для решения в экспоненциальной форме $x_2(t) = Ae^{pt}$, где A – произвольная постоянная; $p = -1/T$ – корень характеристического уравнения $Tp + 1 = 0$, находим $x_2(t) = Ae^{-t/T}$ и $x_2(t) = x_1(t) + Ae^{-t/T}$. Из последнего определим частное решение $x_1(t)$, если предположить $t = \infty$:

$$x(\infty) = x_1 + Ae^{-\frac{\infty}{T}},$$

т.е. $x(\infty) = x_1$.

Вычислим значение амплитуды A для известного x_1 в момент времени $t = 0$:

$$x(0) = x(\infty) + Ae^{-\frac{0}{T}},$$

откуда следует

$$A = x(0) - x(\infty).$$

Подставляя вычисленные значения x_1 и A , в уравнение для $x(t)$ находим амплитудно-временную характеристику переходного процесса

$$x(t) = x(\infty) + [x(0) - x(\infty)]e^{-\frac{t}{T}}. \quad (3.1)$$

Выражение (3.1) справедливо для любого значения амплитуды (напряжения или тока) в различные моменты времени t , поэтому является математической моделью переходного процесса любой цепи первого порядка. При начальном условии $x(0) = 0$ реакция цепи от подключения источника постоянной амплитуды E для мгновенного значения $x(t) = U$ имеет вид

$$U = E \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right). \quad (3.2)$$

Зависимость (3.2) имеет экспоненциальный характер (см. рис. 3.2), причем мгновенное значение амплитуды в пределе при $t = \infty$ стремится к асимпote амплитуды E . Динамическая характеристика (3.2) пассивной электрической цепи нелинейна из-за малой крутизны t/T , а длительность t переходного процесса определяется логарифмической функцией

$$t = T \ln \frac{E}{E - U}. \quad (3.3)$$

Из выражения (3.3) следуют также нелинейный характер длительности $\tau = t_2 - t_1$ импульса преобразования амплитуды от значения $U = U_{01}$ до порога $U = U_{02}$:

$$\tau = T \ln \frac{E - U_{01}}{E - U_{02}} \quad (3.4)$$

и нелинейность времяимпульсного преобразования исследуемой амплитуды $U = U_i$ относительно нормированной функции U_{0i} за время τ_i измерения

$$\tau_i = T \ln \frac{E - U_i}{E - U_{0i}}. \quad (3.5)$$

Нелинейность неразрешима в базисе дискретных элементов на пассивных преобразователях и лишь на ОУ, с бесконечно большим коэффициентом усиления и высокой крутизной t / T , организуется линейная зависимость между значениями амплитуды и времени. Это видно из выражения (3.2) при разложении экспоненты в ряд Тейлора до первого порядка, так как сумма значений более высокого порядка стремится к нулю из-за высокой крутизны показателя экспоненты, обеспечиваемой бесконечно большим коэффициентом усиления ОУ. Используя разложение $e^{-\frac{t}{T}} = 1 - \frac{t}{T}$, из формулы (3.2) находим линейную зависимость амплитуды U от времени t

$$U = E \frac{t}{T}, \quad (3.6)$$

а также функцию преобразования $\tau_i(U_i)$ исследуемой амплитуды $U = U_i$ до порога E

$$\tau_i = T \frac{U_i}{E}. \quad (3.7)$$

Соотношение (3.7) справедливо и для нормированных измерений U_{0i} за время τ_{0i}

$$\tau_{0i} = T \frac{U_{0i}}{E}. \quad (3.8)$$

Совместное решение системы уравнений (3.7) и (3.8) позволяет найти линейное преобразование амплитуды во время

$$\tau_i = \tau_{0i} \frac{U_i}{U_{0i}}, \quad (3.9)$$

справедливое для асинхронных измерений. При синхронном преобразовании задаются опорная амплитуда $U_0 = U_{\max}$ для формирования нормированных уравнений U_{0i} и постоянная времени $T_0 = \tau_{0\max}$ синхронизации, равная максимальному интервалу для измерения U_0 , поэтому динамическая характеристика (3.9) приводится к виду

$$\tau_i = T_0 \frac{U_i}{U_0}. \quad (3.10)$$

Сопоставление характеристик (3.5) и (3.10) доказывает простоту и технологичность линейных преобразований, их повышенную оперативность (так как $T_0 \ll T$) при пониженных энергозатратах (так как $U_0 \ll E$), более высокую точность и достоверность измерений в широком диапазоне с нормированной погрешностью.

Статический метод преобразования сигнала является следствием классического дифференциального исчисления при линеаризации экспоненциальной зависимости. Аналогичный результат может быть реализован из энергетического баланса амплитуд в момент τ_i сравнения исследуемого сигнала U_i с линейно нарастающей функцией нормированных U_{0i} мер, что соответствует равенству

$$U_i = U_{0i}.$$

Учитывая линейный характер изменения мер $U_{0i} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_i} U_0 dt$, баланс амплитуд может быть записан как

$$U_i = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_i} U_0 dt.$$

После интегрирования по времени на интервале $0 \leq t \leq \tau_i$

$$U_i = \frac{U_0}{T} t \Big|_0^{\tau_i} = \frac{U_0}{T} (\tau_i - 0),$$

находим линейную зависимость преобразования амплитуды U_i во время τ_i

$$\tau_i = T \frac{U_i}{U_0}, \quad (3.11)$$

где $T = \tau_{\max}$ – период синхронных преобразований, равный максимальному времени для измерения опорной амплитуды $U_0 = U_{\max}$ нормируемых уровней U_{0i} .

Соотношение (3.11) справедливо также для нормированных измерений U_{0i} за время τ_{0i}

$$\tau_{0i} = T \frac{U_{0i}}{U_0} \quad (3.12)$$

Из решения системы уравнений (3.11) и (3.12) несложно определить динамическую характеристику асинхронных преобразований в виде соотношения (3.9).

Синтез динамической характеристики

Статический и динамический (классический) методы разработаны для анализа временных диаграмм аналого-импульсных преобразований в процессе синтеза динамических характеристик. Для линейных преобразований рациональным является статический метод как частный случай классического при замене экспоненты линейными членами ряда Тейлора, что справедливо для интегральных схем с бесконечно большим коэффициентом усиления [28].

Определим амплитудно-временную характеристику линейного преобразования U в широту τ на интервале $\{0, \tau_2\}$ при нормированных уровнях $\{U_{01}, U_{02}\}$ для сигналов, представленных временной диаграммой на рис. 3.3, а.

Исследуемое время τ преобразования является суперпозицией $\tau = \tau_1 + \tau_2$ формирования широты τ_1 и τ_2 линейно нарастающего U_1 на интервале $\{0, \tau_1\}$ и убывающего U_2 на интервале $\{\tau_1, \tau_2\}$ напряжения U . На этих интервалах равновесное состояние наступает в момент τ_1 при равенстве U_1 порогу U_{02} и во время τ_2 при достижении значения U_{01} напряжения U_2 . Балансам амплитуд $U_1 = U_{02}$ и $U_2 = U_{01}$ соответствует система уравнений

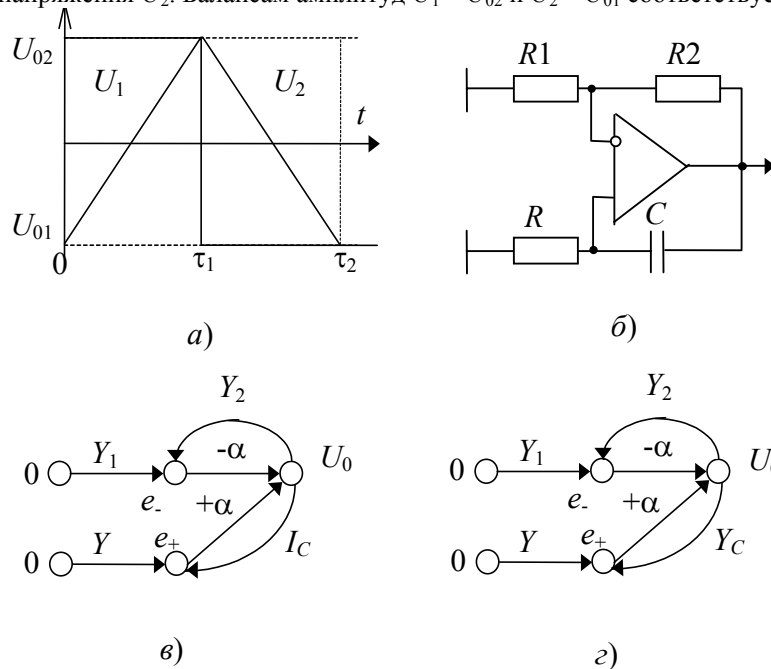


Рис. 3.3. Мультивибратор:
а – временная диаграмма; б – структурная; в и г – граф-схемы

$$\begin{cases} U_{02} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_1} U dt ; \\ U_{01} = -\frac{1}{T} \int_{\tau_1}^{\tau_2} U dt, \end{cases} \quad (3.13)$$

где T – постоянная интегрирования линейно нарастающего $U_1 = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_1} U dt$ и убывающего $U_2 = -\frac{1}{T} \int_{\tau_1}^{\tau_2} U dt$ напряжений.

Интегрирование по времени приводит выражение (3.13) к виду

$$\begin{cases} \tau_1 = T \frac{U_{02}}{U}; \\ \tau_2 = \tau_1 - T \frac{U_{01}}{U}, \end{cases} \quad (3.14)$$

а широта τ преобразования амплитуды U определяется суммой интервалов τ_1 и τ_2 системы уравнений (3.14):

$$\tau = 2T \frac{U_{02}}{U} - T \frac{U_{01}}{U}. \quad (3.15)$$

Используя принцип симметрии порогов напряжения $U_{01} = U_{02}$, из математической модели (3.15) находим динамические характеристики $U(\tau)$ и $\tau(U)$ амплитудно-широтного преобразования

$$\begin{cases} U = T \frac{U_0}{\tau}; \\ \tau = T \frac{U_0}{U}, \end{cases} \quad (3.16)$$

где T – постоянная времени, равная максимальной широте τ_{\max} преобразования наибольшей амплитуды $U = U_0$ нормированных уровней $|U_{01}| = |U_{02}|$.

Аналогичные рассуждения по классическому методу позволяют получить характеристики для нелинейных преобразований

$$\begin{cases} U = U_0 \left(1 - 2e^{-\frac{\tau}{T}} \right); \\ \tau = T \ln \frac{2U_0}{U_0 - U}. \end{cases} \quad (3.17)$$

Таким образом, результатом анализа временных диаграмм динамическим и статическим методами является синтез динамических характеристик амплитудно-временных преобразований соответственно нелинейного и линейного вида. Для интегральных схем с бесконечно большим коэффициентом усиления рациональным является статический метод, как предельный случай динамического.

3.2. Интегральные методы

Интегральные методы позволяют синтезировать динамические характеристики в аналитической форме математического моделирования при анализе технических решений на уровне схем. В отличие от интегральных, дифференциальные методы реализуют аналитические решения в математических образах при анализе временных диаграмм физических процессов. Интегральные методы являются логическим развитием анализа схем, функционирующих в динамическом режиме, включающие методы «узловых потенциалов» и «сигнальных графов» с отражением динамики методами исчисления «комплексных переменных» и «оператора Лапласа», «интегральных» и «дифференциальных» преобразований. Универсальными методами анализа аналого-импульсных схем являются «интегродифференциальный» и «операторный» методы, синтезирующие динамические характеристики в аналитической форме.

Интегродифференциальный метод основан на синтезе математической модели импульсной схемы в виде системы дифференциальных уравнений и получении динамической характеристики в аналитическом виде за счет применения интегрального исчисления [22, 28].

Проиллюстрируем интегродифференциальный метод (ИДМ) на примере анализа схемы мультивибратора (рис. 3.3). Сопоставим схеме (рис. 3.3, б) сигнальный граф (рис. 3.3, в), с весами проводимости Y , Y_1 , Y_2 резисторов R , R_1 , R_2 и тока I_C конденсатора C , коэффициентов усиления α , $-\alpha$ прямого и инверсного каналов операционного усилителя. Узловые потенциалы сигнального графа (рис. 3.3, в) соответствуют «0» – нулевому уровню заземления (рис. 3.3, б), « e_- » и « e_+ » – входным потенциалам инверсного и прямого входов, а « U_0 » – уровню амплитуды на выходе операционного усилителя мультивибратора.

По сигнальному графу (рис. 3.3, в) составим, используя I и II законы Кирхгофа, систему уравнений:

$$\begin{cases} e_-(Y_1 + Y_2) = U_0 Y_2 + 0 Y_1; \\ e_+ Y = 0 Y + C \frac{dU}{dt}; \\ e_+ = e_- \text{ при } |\alpha| \rightarrow \infty, \end{cases} \quad (3.18)$$

где $C \frac{dU}{dt} = I_C$ – ток заряда конденсатора C .

После подстановки первого и второго уравнений системы (3.18) в третье получим равенство

$$\frac{C}{Y} \frac{dU}{dt} = U_0 \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2}.$$

Заменим проводимость $Y = 1/R$ значениями сопротивлений и разделим переменные интегрирования

$$CR \frac{dU}{U_0} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} dt.$$

Учитывая, что $C(R_1 + R_2) = T$ при условии $R_1 = R$, можно записать интегральное уравнение

$$\int_{U_{01}}^{U_{02}} \frac{dU}{U_0} = \frac{1}{T} \int_0^\tau dt, \quad (3.19)$$

где U_{01}, U_{02} – пределы интегрирования напряжения U на интервале времени $(0, \tau)$.

После интегрирования и подстановки пределов получим выражение

$$\frac{U_{02} - U_{01}}{U_0} = \frac{\tau - 0}{T}$$

и находим время τ релаксации схемы мультивибратора

$$\tau = T \frac{U_{02} - U_{01}}{U_0}, \quad (3.20)$$

причем $\tau = 2T$ при выполнении условия $U_{02} = -U_{01} = U_0$.

Частота генерации $f = 1/\tau$ мультивибратора линейно зависит от порогового напряжения U_0 и постоянной времени T , что обусловлено избыточным коэффициентом усиления операционного усилителя.

Операторные методы отражают сущность интегродифференциальных методов и позволяют упростить решения сложной задачи за счет использования табличных интегралов в процессе алгебраических преобразований.

На примере анализа схемы мультивибратора (рис. 3.3, б) синтезируем динамическую характеристику операторным методом по граф-схеме (рис. 3.3, з), составив на основании законов Кирхгофа систему уравнений

$$\begin{cases} e_-(Y_1 + Y_2) = U_0 Y_2; \\ e_+(Y + Y_C) = U Y_C; \\ e_+ = e_-, \end{cases} \quad (3.21)$$

где $Y_C = j\omega C$ – проводимость конденсатора C ; $j\omega = p$ – оператор Лапласа; ω – циклическая частота; j – комплексная переменная.

Выражая из первого и второго уравнений системы (3.21) e_- , e_+ , после подстановки их в третье, находим соотношение

$$\frac{U_0 Y_2}{Y_1 + Y_2} = \frac{U Y_C}{Y + Y_C}.$$

Применим условие разбаланса моста $Y_2 \ll Y_1$, $Y_C \ll Y$, с учетом $Y_1 = Y$ получим

$$U_0 Y_2 = U Y_C.$$

Заменив проводимости действительными $Y_2 = 1/R_2$ и комплексными $Y_C = pC$ значениями, вводя замену $T = CR_2$, находим динамическую характеристику в комплексной форме

$$U = U_0 / pT,$$

оригиналом которой в соответствии с преобразованием Лапласа является табличный интеграл

$$\frac{1}{p} \Rightarrow \int dt.$$

На интервале $\{0, \tau\}$ решение запишется в виде

$$U = \frac{1}{T} \int_0^\tau U_0 dt, \quad (3.22)$$

которое после интегрирования по времени позволяет определить время τ релаксации мультивибратора

$$\tau = T(U/U_0). \quad (3.23)$$

Принимая во внимание, что амплитуда на выходе мультивибратора $U = 2U_0$, также получаем $\tau = 2T$.

Сопоставительный анализ выражений (3.18) и (3.21), (3.19) и (3.22), (3.20) и (3.23) показывает аналогичность математических преобразований и соответствующих решений при замене дифференциального исчисления алгебраическими операциями с комплексными переменными в операторной форме с нахождением результата по табличным интегралам, что значительно повышает эффективность проектирования.

Использование интегральных методов совместно с дифференциальными позволяет комплексно решать задачи проектирования импульсных функций преобразования в основных формах науки и техники.

3.3. Методы физико-химического контроля

Проведен анализ графических, аналитических и статистических методов физико-химического контроля и доказана эффективность информационных методов аналитического контроля статических, кинетических и динамических процессов с линейными и нелинейными вольт-амперными характеристиками, квазилинейными вольт-амперограммами, основанными на способах определения информативных параметров.

Сущность физико-химического контроля заключается в определении информативных параметров по математической модели, связывающей между собой управляющее воздействие и измеряемый сигнал. Высокая оперативность контроля достигается при экспресс-анализе статических, кинетических и динамических процессов, моделируемых соответственно линейными, нелинейными и квазилинейными зависимостями. Характерным является анализ нестационарных процессов по вольт-амперограмме электрических и магнитных полей для контроля концентрации и кислотности электролитов, параметров резонанса электромагнитных контуров и систем автоматического управления. Наглядным примером экспресс-анализа нестационарных процессов служит электрический заряд конденсатора от источника постоянного тока и напряжения.

Амплитудно-временная зависимость процесса заряда иллюстрируется нелинейной вольтограммой $U = U(E, T, t)$ с информативными параметрами E и T , соответствующими амплитуде потенциала установившегося процесса и постоянной времени заряда. При автоматизации технологических процессов и физико-химическом контроле определяют информативные параметры графическими, аналитическими и статистическими методами.

Метод графического анализа [4] включает регистрацию вольтограммы за счет измерения через равные промежутки времени $t_i = t_{i+1} = t_0$, где $i = \overline{1, n}$ – число измерений, мгновенного значения потенциала U_i (см. табл. 3.1, 1а). Определение информативных параметров осуществляется графически нормируемыми мерами E_0, T_0 по осям декартовых координат так, что по ординате измеряют значения установившегося потенциала $E_i = E_0 i \pm \varepsilon_i$ при достижении максимума мгновенной амплитуды U_n , а по оси абсцисс измеряют постоянную времени $T_i = T_0 i \pm \varepsilon_i$ за интервал от начального U_1 до k -го U_k уровня потенциала, ограниченного фиксируемой погрешностью $\varepsilon_i > 1 - U_{i-1}/U_i$ от асимптоты потенциала E (табл. 3.1, 1б).

Достоинствами графического метода являются наглядность и простота анализа за счет линейных измерений в декартовой системе координат. Существенными недостатками служат сложность автоматизации и низкая точность отсчета параметров по нормируемым мерам, обусловленные неопределенностью асимптоты установления максимального потенциала, лишь в пределе достигающего параметра E на бесконечно большом интервале времени. Для автоматизации процесса контроля разработан аналитический метод.

Аналитический метод [27] отличается от графического анализа регистрацией скорости \dot{U}_i и ускорения \ddot{U}_i вольтограммы $U_i(t)$ за n измерений отклика (см. табл. 3.1, 2а). Алгоритмы расчета параметров находят по математической модели, описывающей динамическую характеристику $U = U(E, T, t)$ дифференциальным уравнением первого порядка

$$T\dot{U} + U = E. \quad (3.24)$$

3.1. Методы контроля параметров

	1. Графический	2. Аналитический	3. Статистический
а) х а р а к т е р и с т и к и			
б) Ф о р м у л ы	$U = U(E, T, t)$ $U_i(t_i), \quad i = \overline{1, n}$ $\varepsilon_i \geq 1 - U_{i-1} / U_i$ $E_i = E_0 i \pm \varepsilon_i$ $T_i = T_0 i \pm \varepsilon_i$	$T\dot{U} + U = E$ $U_i(t_i), \quad i = \overline{1, n}$ $\dot{U}_i(t_i), \quad \ddot{U}_i(t_i)$ $T_i = -\dot{U}_i / \ddot{U}_i$ $E_i = U_i - \dot{U}_i^2 / \ddot{U}_i$	$U = U(A, \sigma, t)$ $U_i(t_i), \quad i = \overline{1, n}$ $\sigma \geq \sqrt{\sum_{i=1}^n (U_i - U_{0i})^2 / (n-1)}$ $A = A(U_{0i}, \sigma)$ $\{E, T\} = \Phi(U, U_{0i}, A)$
	4. Аналитический кон-	5. Нормировка коорди-	6. Избыточность усиле-
а) х а р а к т е р и с т и к и			
б) Ф о р м у л ы	$t = T \ln[E / (E - U)]$ $U_i(t_i), \quad i = 1, 2$ $t_2 = 2t_1$ $E = U_1^2 (2U_1 - U_2)^{-1}$ $T = t_1 \ln^{-1}[U_1 / (U_2 - U_1)]$	$U = E(1 - e^{-t/T})$ $U_0 = E_0(1 - e^{-t_0/T})$ $U/E = U_0/E_0$ $E = E_0 U / U_0$ $T = T_0 t / t_0$	$U = Et / T$ $U_0 = E_0 t_0 / T_0$ $U/E = U_0 / E_0$ $E = E_0 U / U_0$ $T = T_0 t / t_0$

Формула (3.24) позволяет определить лишь один из искоемых параметров в зависимости от значения другого.

Для независимых алгоритмов расчета информативных параметров находят из модели (3.24) второе соотношение после дифференцирования по времени в виде дифференциального уравнения второго порядка

$$T\ddot{U} + \dot{U} = 0. \quad (3.25)$$

Из выражения (3.25) получают алгоритм определения постоянной времени T

$$T = -\dot{U} / \ddot{U}, \quad (3.26)$$

как отношение скорости \dot{U} к ускорению \ddot{U} вольтограммы $U(t)$.

Подставляя выражение (3.26) в модель (3.24) выявляют алгоритм определения установившегося потенциала E

$$E = U - \dot{U}^2 / \ddot{U}. \quad (3.27)$$

На практике алгоритмы (3.26) и (3.27) реализуют в процессе регистрации через равные интервалы времени t_i мгновенного значения $U_i(t_i)$ вольтограммы $U(t)$, вычисления приращения $\dot{U}_i(t) = U_{i+1} - U_i$ на интервале $\Delta t_i = t_{i+1} - t_i = t_0$ и расчета второй производной $\ddot{U}_i(t) = \dot{U}_{i+1} - \dot{U}_i$ за время Δt_i и Δt_{i+1} на интервале $2t_0$. Математическое обеспечение аналитического метода систематизировано в табл. 3.1, 2б в виде модели (3.24), способа регистрации динамической характеристики $U_i(t_i)$, скорости $\dot{U}_i(t_i)$ и ускорения $\ddot{U}_i(t_i)$, а также алгоритмов (3.26) и (3.27) определения информативных параметров.

Основное преимущество аналитического метода перед графическим заключается в автоматизации контроля параметров, обусловленной математическим обеспечением, адекватным физико-химическому процессу контроля. Ценными являются аналитические алгоритмы определения информативных параметров в явном виде и оригинальный их способ дифференциального исчисления, но сложность технической реализации сводит до минимума метрологическую эффективность из-за низкой воспроизводимости характеристик по скорости и ускорению. Это обусловлено зашумленностью экспериментальной вольтограммы за счет влияния случайных возмущений от временного, температурного и параметрического дрейфа. Повышает метрологическую эффективность посредством учета случайных факторов статистический метод.

Статистический метод [10, 21] аппроксимирует экспериментальную вольтограмму $U = U(E, T, t)$ теоретической зависимостью $U = U(A, \sigma, t)$, моделируемой по среднеквадратической оценке результатов измерения мгновенного значения $U_i(t_i)$ динамической характеристики. Теоретическую зависимость выбирают в процессе структурной оптимизации вида функции из арсенала аналогов исчисления или параметрической оптимизации известной структуры функции, представляемой степенным полиномом.

Оптимизация формирует искоемые параметры $A = \{a_j\}_{j=0}^{n-1}$ на нормированных образцах – эталонах с известными составом и свойствами при статистической оценке модели $U = U(A, \sigma, t)$ и экспериментальной кривой $U_0 = U_0(E_0, T_0, t)$ по критерию метрологической эффективности, например, среднеквадратической оценке σ :

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (U_i - U_{0i})^2}. \quad (3.28)$$

При отсутствии образцовых мер E_0, T_0 параметры A находят по средним значениям U_{ci} на i -м шаге при j измерениях амплитуды U_i в моменты t_i времени. Определение информативных параметров $\{E, T\}$ организуют по функции $\Phi(U, U_0, A)$, инверсной математической модели $U = U(A, \sigma, t)$.

Статистический метод обладает высокой помехозащищенностью, которая достигается расширением массива измерения, сложностью математического обеспечения и алгоритмов идентификации информативных параметров оптимальным значениям модели. Это снижает оперативность экспресс-анализа и непроизводительно увеличивает интеллектуальные, технологические и материальные затраты. Неявные алгоритмы приносят инструментальную погрешность вычисления и ограничивают диапазон контроля. Линеаризация математического обеспечения достигается в информационных методах аналитического контроля.

3.4. Информационные методы

Информационные методы [20 – 28] основаны на информационной концепции интеграции функции от процесса обмена через анализ к синтезу и принципах их проектирования по информативным параметрам в координатах линейного контроля с адаптивным диапазоном и регламентированной точностью, определяемыми погрешностью образцов с нормируемыми мерами. Принципы аналогии и эквивалентности, инверсии и симметрии постулируют линейные преобразования измеряемых значений, информативных и режимных параметров в исследуемом диапазоне $D = A_{\max} - A_{\min}$ от максимума A_{\max} до минимума A_{\min} с дискретой ΔA измерения приведенной погрешности δ

$$\delta = \frac{\Delta A}{A_{\max} - A_{\min}} \quad (3.29)$$

на интервале $\overline{0, 1}$ в относительных единицах или процентах $\delta [\%] = \delta \cdot 100 \%$.

Линейная зависимость абсолютной ΔA и относительной δ погрешности в нормируемом интервале диапазона D диктует пропорциональные отношения амплитуды, времени и кода при равных погрешностях, например по напряжению δ_U и току δ_I , широте δ_τ и фазе δ_φ , числу импульсов δ_n и коду δ_N :

$$\delta_U = \delta_I = \delta_\tau = \delta_\varphi = \delta_n = \delta_N. \quad (3.30)$$

Соотношения (3.29) и (3.30) отражают метрологическую симметрию преобразования сигнала, что также справедливо при обмене энергией и хранении информации, обработке сообщений и аналитическом контроле. Практическая реализация информационных процессов предполагает линейные преобразования напряжения U и тока I , широты τ и фазы φ , импульсов n и кода N , например относительно их максимума:

$$\frac{U}{U_{\max}} = \frac{I}{I_{\max}} = \frac{\tau}{T} = \frac{\varphi}{T} = \frac{n}{N_{\max}} = \frac{N}{N_{\max}} \quad (3.31)$$

или нормированных величин:

$$\frac{U}{U_0} = \frac{\tau}{T_0} = \frac{N}{N_0}, \quad (3.32)$$

что особенно ценно для информативных и режимных параметров автоматизации отсчета измерений и аналитического контроля, электрического оборудования и технологических процессов. Информативные параметры в явной форме определяются информационными методами аналитического контроля, а в линейных соотношениях – при нормировке координат и избыточности усиления (см. табл. 3.1, 4 – 6).

Метод аналитического контроля [27] заключается в идентификации физическим явлениям статических, кинетических и динамических процессов соответствующих математических моделей с информативными параметрами A_0 , связывающими между собой измеримые значения и режимные воздействия A . Методы аналитического контроля включают способы определения информативных и режимных параметров по линеаризованным алгоритмам и характеристикам функций, получаемых из математической модели при заданных условиях в процессе решения системы уравнений, сформированных этими условиями. Ниже рассмотрены методы аналитического контроля на примере динамического процесса электрического заряда конденсатора.

Математическая модель времени t изменения динамического процесса (табл. 3.1, 4а) в пассивной электрической цепи первого порядка при включении источника напряжения E в импульсной технике [11] представляется классическим выражением

$$t = T \ln \frac{E - U(0)}{E - U(t)}, \quad (3.33)$$

где $U(0) = 0$ и $U(t) = U$ – напряжения в начальный $t = 0$ и регистрируемый t моменты времени. Информативными параметрами модели (3.33), однозначно характеризующими динамический процесс, служат потенциал E установившегося значения и постоянная времени заряда T электрической цепи. Для определения двух искомых параметров E , T необходимо из модели (3.33) составить два уравнения. В моменты времени t_1 и t_2 мгновенное значение $U(t)$ достигнет напряжений $U(t_1) = U_1$ и $U(t_2) = U_2$, для заданных условий из выражения (3.33) следует система уравнений

$$\begin{cases} t_1 = T \ln \frac{E}{E - U_1}; \\ t_2 = T \ln \frac{E}{E - U_2}. \end{cases} \quad (3.34)$$

Стандартное решение системы (3.34) заключается в нахождении первого параметра при исключении второго, который определяют из любого уравнения после подстановки в него известного результата. Первый параметр находят, как правило, делением второго уравнения на первое и приводят к линейному соотношению за счет эквивалентных преобразований и инверсных операторов. Для приведенного примера инверсным оператором логарифмирования является экспоненцирование, которое приводит отношение уравнений системы (3.34) к виду

$$\left(\frac{E}{E-U_2}\right)^{\frac{t_2}{t_1}} = \frac{E}{E-U_1}. \quad (3.35)$$

Явное решение выражения (3.35) возможно лишь при кратном двум отношении временных интервалов $t_2 = 2t_1$, что соответствует квадратному уравнению, которое стандартными приемами приводят к линейному уравнению. Используя эквивалентность пропорции запишем выражение (3.35) в виде

$$1 - \frac{U_1}{E} = \left(1 - \frac{U_2}{E}\right)^2,$$

а после возведения в квадрат правой части и сокращения подобных членов находим линейную зависимость

$$2U_2 - U_1 = U_2^2/E$$

и алгоритм определения потенциала E установившегося значения

$$E = \frac{U_2}{2 - U_1/U_2}. \quad (3.36)$$

Подставляя найденное значение (3.36) во второе уравнение системы (3.34), получаем алгоритм для расчета постоянной времени T динамического процесса

$$T = t_2 / \ln \frac{U_2}{U_1 - U_2}. \quad (3.37)$$

Алгоритмы (3.36), (3.37) регламентируют способ аналитического контроля информативных параметров динамического процесса. Способ состоит из двух измерений мгновенных значений напряжения U_1, U_2 в моменты времени $t_1, t_2 = 2t_1$ и определения по алгоритмам (3.36), (3.37) информативных параметров E и T . Математическое обеспечение метода аналитического контроля систематизировано в табл. 3.1, 4б в виде математической модели (3.33), способа экспресс-анализа и алгоритмов (3.36), (3.37) определения потенциала установившегося значения и постоянной времени электрического разряда.

Метод аналитического контроля от известных отличается высокой технологичностью и оперативностью, относительно широким диапазоном и низкой методической погрешностью за счет адекватной физическому процессу математической модели, эффективного способа экспресс-анализа информативных параметров и линейных алгоритмов их определения в явном виде. Повышение метрологической эффективности метода достигается при линейных преобразованиях за счет нормировки координат динамической характеристики и использования образцовых мер.

Нормировка координат обусловлена принципом симметрии преобразований амплитуды, времени и кода относительно соответствующих эталонных мер. Линейные преобразования разнородных величин достигаются в относительных единицах отсчета на интервале $\overline{0, 1}$ при делении исследуемых значений на максимальную меру, соответствующую информативному параметру. Примером является отношение мгновенного напряжения U заряда конденсатора к потенциалу E установившегося значения э.д.с., динамическому процессу которого адекватна математическая модель в экспоненциальной форме

$$U = E \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right). \quad (3.38)$$

Для исследуемого процесса с параметрами E, T и эталонного с известными E_0, T_0 из модели (3.38) следует система уравнений

$$\begin{cases} U/E = 1 - e^{-\frac{t}{T}}; \\ U_0/E_0 = 1 - e^{-\frac{t_0}{T_0}}, \end{cases} \quad (3.39)$$

где значок « $\overline{}$ » отражает значения образцовой функции, а отношение амплитуд нормировано на интервале $\overline{0, 1}$. При условии линейности преобразований напряжений справедлива пропорция

$$\frac{U}{E} = \frac{U_0}{E_0}, \quad (3.40)$$

из которой следует также линейный алгоритм определения потенциала E относительного образцового параметра E_0

$$E = E_0 \frac{U}{U_0} . \quad (3.41)$$

При условии нормировки (3.40) из системы уравнений (3.39) следует равенство

$$1 - e^{-\frac{t}{T}} = 1 - e^{-\frac{t_0}{T_0}} ,$$

которое после сокращения подобных членов и логарифмирования приводит к пропорции временных характеристик

$$\frac{t}{T} = \frac{t_0}{T_0} , \quad (3.42)$$

а также линейному алгоритму определения исследуемого параметра T относительно нормированного значения постоянной времени T_0

$$T = T_0 \frac{t}{t_0} . \quad (3.43)$$

Условия линейности (3.40), (3.42) и алгоритмы (3.41), (3.43) организуют способ нормированного контроля информативных параметров (см. табл. 3.1, 5а). В относительных координатах экспоненциальные характеристики динамических процессов являются линейными функциями и отличаются между собой только углами наклона, что соответствует линеаризованной математической модели

$$U = E t / T . \quad (3.44)$$

Способ аналитического контроля с нормировкой координат состоит из измерения моментов времени t , t_0 равных отношений амплитуд (3.40) и определения по алгоритмам (3.41), (3.43) информативных параметров, инвариантных исследуемому динамическому процессу.

Математическое обеспечение метода представлено (см. табл. 3.1, 5б) на уровне аналитической модели (3.38), условий линейности (3.40) и алгоритмов (3.41), (3.43) расчета. Способ представлен семейством динамических характеристик (табл. 3.1, 5а) в относительных координатах напряжения и времени. Данный метод отличает метрологическая и технологическая эффективность, обусловленная линейными преобразованиями в нормированной системе координат отсчета. Достоверность в адаптивном диапазоне с точностью нормируемых образцов также достигается в методе аналитического контроля с избыточностью усиления.

Избыточность усиления достигает линейности преобразования аналогового, импульсного и дискретного сигнала за счет повышения чувствительности и расширения диапазона, сокращения времени эксперимента и снижения погрешности измерения. Увеличение усиления в k раз пропорционально повышает порог чувствительности за счет нормирования на коэффициент усиления амплитуды входного сигнала $\Delta U = U/k$. При этом повышается в k раз оперативность экспресс-анализа благодаря пропорциональному сокращению времени эксперимента $\Delta t = t/k$ (см. табл. 3.1, 4а). Семейство динамических характеристик в нормированных по усилению координатах $\{\Delta U, \Delta t\}$ приведено в табл. 3.1, 6а. За счет избыточности усиления характеристики представлены линейными функциями, что соответствует линейному приближению экспоненты при разложении в ряд Тейлора

$$e^{-\frac{t}{T}} = \sum_{n=0}^{\infty} \left(-\frac{t}{T} \right)^n \frac{1}{n!} = 1 - \frac{t}{T} ,$$

при этом нелинейная зависимость (3.38) представляется линейной математической моделью

$$U = E \frac{t}{T} , \quad (3.45)$$

адекватной равномерному процессу без ускорения.

Принцип метрологической симметрии приводит к линейным алгоритмам (3.41) и (3.43) определения информативных параметров E и T исследуемого процесса относительного образцового с нормированными значениями потенциала E_0 установившегося уровня э.д.с. и постоянной времени T_0 . Способы аналитического контроля и условия линейности (3.40), (3.42) метода с избыточностью усиления равноценны способам и условиям метода с нормировкой координат, так как максимумом нормированной величины служит избыточный коэффициент усиления. Сопоставительный анализ, приведенный в табл. 3.1, 5 и 6, доказывает тождественность математического обеспечения методов с нормировкой координат и избыточностью усиления.

Следует особо отметить, что избыточность дифференцирует ресурсы функций и интегрирует процессы по упорядочению информации для реализации идеального конечного результата (ИКР) в континууме пространство-время-функция [30]. Пространственная избыточность реализуется структурной оптимизацией компонент информационного обеспечения, что наглядно иллюстрируют матрицы ПЛИМ и ПЗУ интерфейсов памяти и микропроцессоров. Избыточность временных ресурсов достигается оптимизацией режимных параметров программируемых генераторов и таймеров диалоговых интерфейсов ввода-вывода и контроллеров микропроцессорных средств.

Функциональная избыточность формируется параметрической оптимизацией информационного обеспечения, примерами служат коэффициенты преобразования операционных усилителей и линейные алгоритмы измерения АИВВ, линеаризованное математическое обеспечение аналитического контроля и идентификация с точностью образцовых мер метрологическими средствами адаптивного диапазона микропроцессорных систем [20 – 22, 25 – 28].

Анализ математического обеспечения организуют по условиям метрологической эффективности в адаптивном диапазоне контроля при сравнении синтезированных математических моделей и алгоритмов с образцовыми теоретическими или экспериментальными эквивалентами. Если оценка не соответствует техническим условиям диапазона и точности, то корректируют значения информативных или режимных параметров, а при положительном результате считают законченным проектирование математического обеспечения [25].

Информационные методы контроля выгодно отличаются от классических за счет моделирования статических, кинетических и динамических процессов, соответствующего им математического обеспечения поиска информативных параметров по условиям метрологической симметрии.

Сопоставительный анализ методов проектирования показывает:

- Информационные методы на базе информационной концепции и принципах схемотехники проектируют компоненты информационного обеспечения и формы представления функции по информативным параметрам в линейном пространственно-временном континууме инвариантном образцовому, организованному из нормированных мер.
- Принципы аналогии и эквивалентности, инверсии и симметрии постулируют линейные операторы синтеза и анализа структур и параметров технических решений при условии метрологической эффективности в нормированном диапазоне пропорциональных отношений амплитуды, времени и кода, регламентируемых равными погрешностями преобразования.
- Информационные методы систематизируют физические процессы на статические, кинетические и динамические для их моделирования по принципам схемотехники линеаризованным математическим обеспечением аналитического контроля с адаптивным диапазоном и заданной точностью, регламентируемыми погрешностью образцовых мер.
- Математическое обеспечение аналитического контроля синтезируют на уровне математической модели с информативными параметрами и способа их определения, линейных алгоритмов в явной форме и условий метрологической эффективности.
- Анализируют математические модели и алгоритмы при сравнении с образцовыми теоретическими или экспериментальными функциями по условиям метрологической эффективности для адаптивного диапазона аналитического контроля.

Выводы

1. Методы проектирования АИС целесообразно классифицировать по информативности оператора синтеза на дифференциальные, интегральные и информационные.
2. Дифференциальные и интегральные методы синтезируют математические модели, характеристики и алгоритмы в образах математики при анализе соответственно временных диаграмм физических процессов, а также схемо- и мнемотехнических форм представления функций преобразования АИС.
3. Информационные методы интегрируют закономерности анализа и синтеза научных и технических решений в информационную технологию проектирования импульсных процессов преобразования при дифференциации методов по принципам аналогии и эквивалентности, инверсии и симметрии.
4. На базе информационной концепции методы проектируют компоненты информационного обеспечения и формы представления функции по информативным параметрам образцовых мер в линейном пространственно-временном континууме.

4. АНАЛОГО-ИМПУЛЬСНЫЕ СХЕМЫ

Интегральные схемы (ИС) по способам преобразования сигнала делят на аналоговые (режимы A, B), импульсные (режим C) и цифровые (режим D). Основой аналоговых ИС являются дифференциальные и операционные усилители, цифровые ИС организуют на логических элементах И, ИЛИ, НЕ, а базой импульсных преобразователей служат аналого-импульсные схемы (АИС): компараторы и интеграторы.

Формирование во времени регламентирует аналого-импульсные и цифроаналоговые преобразования сигналов, так как импульсный режим C связывает линейные преобразования амплитуды в режимах A, B с цифровым эквивалентом из логических потенциалов режима D . Компараторы и интеграторы необходимы для организации генераторов в базе СИС и программируемых таймеров в базе БИС. На их основе конструируют аналого-цифровые (АЦП) и цифроаналоговые (ЦАП) преобразователи, проектируют автоматические интерфейсы ввода-вывода.

Аналого-импульсные схемы развиваются от компараторов до автоматических интерфейсов за счет усовершенствования функции преобразования (базис ИС) через управление (уровень СИС) в процессе хранения (ранг БИС) информации. Если вектор развития интегрирует АИС по вертикали в микропроцессорные системы и сети, то по горизонтали на уровне преобразования сигнала АИС коррелируют с линейными и дискретными ИС. Это позволяет логические элементы использовать как компараторы, а усилители – в качестве формирователей импульсов, интеграторы применять для сравнения сигналов, а триггеры – для формирования импульсов.

На уровне СИС мультиплексоры и счетчики могут реализовать генераторы и формирователи импульсов, а в базе БИС интерфейсы памяти несложно запрограммировать для выполнения функций АИВВ и программируемых таймеров, АЦП и ЦАП, генераторов и формирователей, интеграторов и компараторов.

4.1. Сравнивающие устройства

Основой измерений является сравнение двух величин, исследуемой с образцовой мерой, по регламентированному критерию точности для целенаправленного управления информационными процессами по гибкому алгоритму. Точность оценки сигналов повышается с развитием микроэлектроники от полупроводниковых приборов до интегральных схем различного иерархического уровня за счет совершенствования информационных процессов при их интеграции и дифференциации. Интеграция функции обмена в измерительно-вычислительный процесс с программно управляемым преобразованием повышает гибкость анализа микропроцессорных средств, а дифференциация измерений по способам преобразования расширяет универсальность архитектуры и коммуникабельность информационного обеспечения.

На уровне интегральных схем сравнивающие устройства систематизируют по способам преобразования на аналоговые, импульсные и цифровые компараторы.

4.1.1. Аналоговый компаратор

Аналого-импульсный компаратор служит для сравнения двух сигналов по амплитуде и представления результатов измерения в нормированные уровни, принимаемые за логические «ноль» и «единица». Интегральный компаратор реализуют на базе алгебраического сумматора (рис. 4.1), но с введением положительной обратной связи (ПОС) для организации двух устойчивых состояний (рис. 4.1, a). ПОС достигается резистивным делителем из последовательно включенных сопротивлений R_3 и R_4 , соединяющих прямой e_+ вход ОУ с его выходом $U_{\text{вых}}$ и сравниваемым сигналом $U_{\text{вх}2}$. На инверсный e_- вход ОУ поступает через делитель R_1, R_2 преобразуемый сигнал амплитудой $U_{\text{вх}1}$. В отличие от линейных ИС с глубокой отрицательной обратной связью (ООС) и метрологической симметрией, обусловленной условием равновесия моста [28], компаратор функционирует в импульсном режиме C за счет глубокой ПОС и организации условия разбаланса для оперативного переключения ОУ из одного логического состояния в другое.

Проанализируем схему компаратора (рис. 4.1, a) по сигнальному графу (рис. 4.1, b), используя метод узловых потенциалов. По законам Кирхгофа сопоставим граф-схеме систему уравнений:

$$\begin{cases} e_-(Y_1 + Y_2) = U_{\text{вх}1}Y_1 + U_{\text{вых}}Y_2; \\ e_+(Y_3 + Y_4) = U_{\text{вх}2}Y_3 + U_{\text{вых}}Y_4; \\ e_+ = e_- \text{ при } \beta \rightarrow \infty. \end{cases} \quad (4.1)$$

После подстановки первого и второго уравнений в третье получаем соотношение

$$\frac{U_{\text{вх}1}Y_1 + U_{\text{вых}}Y_2}{Y_1 + Y_2} = \frac{U_{\text{вх}2}Y_3 + U_{\text{вых}}Y_4}{Y_3 + Y_4},$$

а после приведения подобных членов – известное ранее [28, п. 5.1.5] выражение

$$U_{\text{вых}} \left(\frac{Y_2}{Y_1 + Y_2} - \frac{Y_4}{Y_3 + Y_4} \right) = U_{\text{вх}2} \frac{Y_3}{Y_3 + Y_4} - U_{\text{вх}1} \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2}. \quad (4.2)$$

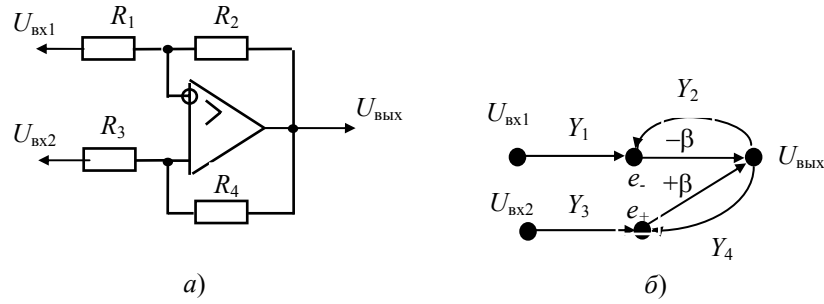


Рис. 4.1. Компаратор:
а – схема; б – граф

Для реализации импульсного режима С потребуем условие разбаланса: сопротивление $R_2 \rightarrow \infty$ (или проводимость $Y_2 \rightarrow 0$), что преобразует (4.2) к виду

$$U_{\text{вых}} \left(-\frac{Y_4}{Y_3 + Y_4} \right) = U_{\text{вх2}} \frac{Y_3}{Y_3 + Y_4} - U_{\text{вх1}}.$$

Используем метод делителя напряжения, для чего запишем систему уравнений

$$\begin{cases} U_{\text{вых}} = U_{\text{вх1}} \frac{Y_3 + Y_4}{Y_4} - U_{\text{вх2}} \frac{Y_3}{Y_4}; \\ U_{\text{вых}} (+) = (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) \frac{Y_3}{Y_4}, \end{cases} \quad (4.3)$$

где $U_{\text{вых}} (+)$ – искомое решение при ПОС. Из сопоставления уравнений системы (4.3) следует

$$\frac{Y_3 + Y_4}{Y_4} = \frac{Y_3}{Y_4}, \text{ или } Y_3 + Y_4 = Y_3,$$

что возможно, если $Y_4 \rightarrow 0$ (соответственно, $R_4 \rightarrow \infty$), т.е. при неравенстве $Y_3 \gg Y_4$, или $R_3 \ll R_4$.

Следовательно, статическая характеристика имеет вид

$$\begin{cases} U_{\text{вых}} (+) = \frac{R_4}{R_3} (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}); \\ R_2 \rightarrow \infty; \quad R_3 \ll R_4. \end{cases} \quad (4.4)$$

Из сопоставления статических характеристик компаратора (4.4) с ПОС и алгебраического сумматора с ООС:

$$\begin{cases} U_{\text{вых}} (0) = -\frac{R_4}{R_3} (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}); \\ \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \end{cases} \quad (4.5)$$

очевидна инверсия функций сравнения (4.4) (компарирования) и суммирования (4.5) (микширования):

$$U_{\text{вых}} (+) = -U_{\text{вых}} (0).$$

Кроме того, из выражений (4.4) и (4.5) следует, что линейное преобразование организуется при метрологической симметрии за счет равновесия моста, а при его разбалансе возникает асимметрия, инициирующая импульсный режим преобразования сигнала в дискретные уровни кода и времени.

Статической характеристике (4.4) соответствует схема компаратора, приведенная на рис. 4.2, а, и графическая зависимость $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ (рис. 4.2, б). Благодаря глубокой ПОС и бесконечно большому коэффициенту усиления $K \gg 1$, где $K = R_4/R_3$, компаратор может находиться в двух устойчивых состояниях: в отрицательной (I) и положительной (II) области насыщения. Как следует из выражения (4.4), если $U_{\text{вх1}} > U_{\text{вх2}}$, то $U_{\text{вых}} = U_{\text{II}}$ и на выходе компаратора – потенциал высокого уровня (логическая единица), а при $U_{\text{вх1}} \leq U_{\text{вх2}}$, $U_{\text{вых}} = U_{\text{I}}$ и схема (рис. 4.2) переключается в состояние логического нуля (низкий уровень потенциала). Следующее из характеристики (4.4) правило называют алгоритмом работы компаратора:

$$\text{если } U_1 \begin{cases} > \\ \leq \end{cases} U_2, \text{ то } U \equiv \begin{cases} 1; \\ 0. \end{cases} \quad (4.6)$$

Знак равенства в алгоритме (4.6) может быть присвоен одному из состояний работы и соответствует схематическому решению компаратора. Изменение порога $U_2 = U_0$ относительно преобразуемой амплитуды $U_1 = U_i$ соответствует смещению статической характеристики (рис. 4.2, б) вправо или влево по оси абсцисс $U_{\text{вх}}$ на величину U_0 относительно оси ординат $U_{\text{вых}}$. При этом алгоритм функционирования компаратора имеет вид

$$\begin{cases} U_i > U_0 \rightarrow 1; \\ U_i \leq U_0 \rightarrow 0. \end{cases} \quad (4.7)$$

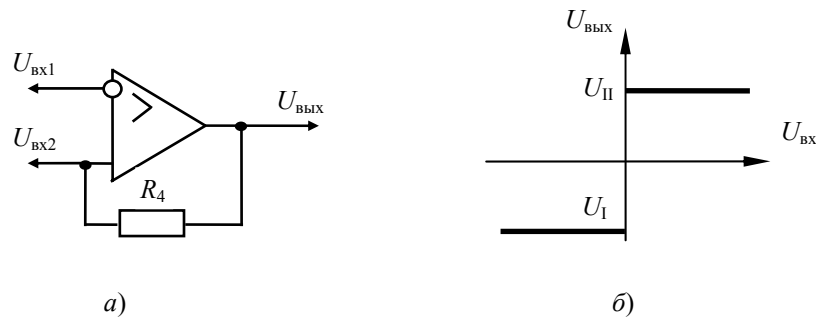


Рис. 4.2. Компаратор:
а – структурная схема; б – статическая характеристика

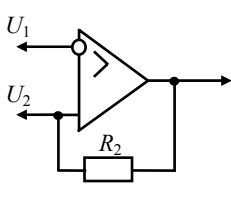
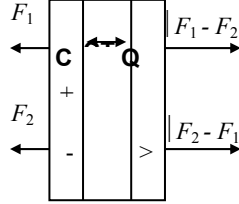
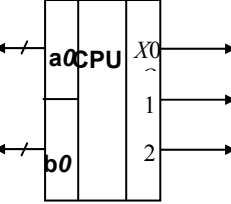
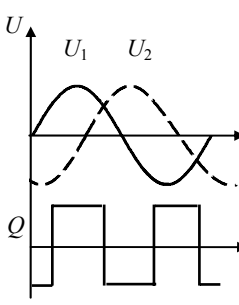
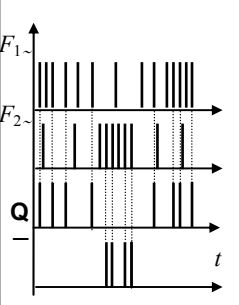
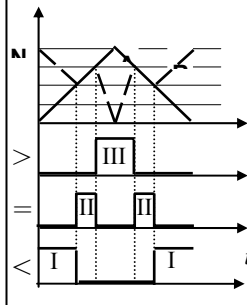
Алгоритм (4.7) также представляют таблицей состояния (рис. 4.3), в отличие от триггеров, аналоговый компаратор не содержит цифровых входов, а выход Q исключает режим неопределенности и соответствует двум устойчивым состояниям.

U_i	\frown
$>U_0$	1
$\leq U_0$	0

Рис. 4.3. Таблица состояния компаратора

Аналоговый компаратор служит основой триггеров и таймеров, мультивибраторов и генераторов, на базе которых создают автоматические интерфейсы ввода-вывода микропроцессорных средств. Основные формы представления функции аналогового компаратора систематизированы в табл. 4.1 на уровне схем (1а) и таблиц (1б), статической характеристики и алгоритма анализа (1в). Иллюстрирует динамику работы аналогового компаратора семейство временных диаграмм (1г). На верхнем графике приведены входные сигналы на примере синусоидальной $U_1 = U_0 \sin \omega t$ и косинусоидальной $U_2 = U_0 \cos \omega t$ последовательностей амплитуд, приложенных соответственно к инвертирующему $U_{\text{вх1}}$ и прямому $U_{\text{вх2}}$ входам компаратора. Нижняя диаграмма поясняет аналого-импульсное преобразование Q на выходе $U_{\text{вых}}$ схемы (1а) в соответствии с алгоритмом анализа (1в). Например, в исходном состоянии $\omega t = 0$ амплитуда $U_1 < U_2$, так как $U_1 = 0$, а $U_2 = U_0$, при этом на выходе Q компаратора устанавливается низкий потенциал, соответствующий логическому нулю. В момент времени $\omega t = \pi/2$ максимума достигает синусоидальный сигнал ($\sin(\pi/2) = 1$), а амплитуда косинуса равна нулю ($\cos(\pi/2) = 0$), т.е. $U_1 > U_2$, а на выходе Q формируется высокий потенциал логической единицы. Как видно из анализа семейства диаграмм (1г), аналоговые сигналы U_1 и U_2 , поступающие на вход компаратора, преобразуются в импульсную последовательность Q на выходе анализатора амплитуд.

4.1. Компараторы

	1. Аналоговые	2. Импульсные	3. Цифровые																																																			
а) с х е м ы																																																						
б) т а б л и ц ы	<table border="1" data-bbox="263 571 406 772"> <tr><td>U_1</td><td></td></tr> <tr><td>$>U_2$</td><td>1</td></tr> <tr><td>$\leq U_2$</td><td>0</td></tr> </table>	U_1		$>U_2$	1	$\leq U_2$	0	<table border="1" data-bbox="462 571 710 772"> <tr><td>C_+</td><td>C_-</td><td></td><td>$\bar{}$</td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>F_1-F_2</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>F_1-F_2</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> </table>	C_+	C_-		$\bar{}$	0	0	0	0	1	0	$ F_1-F_2 $	0	0	1	0	$ F_1-F_2 $	1	1	0	0	<table border="1" data-bbox="742 571 957 772"> <tr><td></td><td></td><td>$X_>$</td><td>$X_=>$</td><td>$X_<$</td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> </table>			$X_>$	$X_=>$	$X_<$	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0
U_1																																																						
$>U_2$	1																																																					
$\leq U_2$	0																																																					
C_+	C_-		$\bar{}$																																																			
0	0	0	0																																																			
1	0	$ F_1-F_2 $	0																																																			
0	1	0	$ F_1-F_2 $																																																			
1	1	0	0																																																			
		$X_>$	$X_=>$	$X_<$																																																		
0	0	0	1	0																																																		
1	0	1	0	0																																																		
0	1	0	0	1																																																		
1	1	0	1	0																																																		
в) ф о р м у л ы	$U(+)=\frac{R_2}{R_1}(U_1-U_2);$ $R_2 \gg R_1$ $U_1 \begin{cases} > \\ \leq \end{cases} U_2, \text{ то } Q = \begin{cases} 1; \\ 0 \end{cases}$	$\begin{cases} Q_{n+1} = \{ F_1 - F_2 C_+ \bar{C}_- \}_n; \\ \bar{Q}_{n+1} = \{ F_2 - F_1 \bar{C}_+ C_- \}_n \end{cases}$ $F_1 \begin{cases} > \\ < \end{cases} F_2, \text{ то } \begin{cases} Q = F_1 - F_2 ; \\ \bar{Q} = F_2 - F_1 \end{cases}$	$\begin{cases} X_> = A\bar{B}; \\ X_=> = \bar{A}\bar{B} + AB; \\ X_< = \bar{A}B \end{cases}$																																																			
г) д и а г р а м м ы																																																						

Таким образом, аналоговый компаратор осуществляет аналого-импульсные преобразования в процессе сопоставления уровней амплитуд и формирования временных интервалов с нормированными уровнями логического нуля и единицы.

Аналоговый компаратор является основой аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей последовательного, параллельного и смешанного типа. Высокоэффективные характеристики аналогового компаратора определяются бесконечно большим коэффициентом усиления и асимметричностью моста операционного усилителя. Как операционный усилитель в аналоговой технике [28] и логический элемент для цифровых преобразований [20], элементарным базисом импульсной техники служит аналоговый компаратор для аналого-временных (импульсных) преобразований с частотно-, широтно-, фазоимпульсным представлением сигнала.

4.1.2. Цифровые компараторы

Цифровые компараторы служат для сравнения чисел, представленных в кодах последовательного и параллельного действия. По способам преобразования кодов цифровые компараторы делят на число- и кодоимпульсные для поразрядного сравнения кодов последовательно и параллельно во времени. Алгоритмы компараторов реализуют способы анализа кодовых комбинаций по методам математического исчисления на базе логических операций, основными из которых являются функции: равно « \equiv », больше « $>$ » и меньше « $<$ ». Анализ кодов регламентируется потенциалами высокого и низкого уровня, принимаемыми соответственно за логические едини-

цу «1» и ноль «0». Простейший цифровой компаратор сопоставляет веса термов двух разрядов по логической функции исключающее ИЛИ « \oplus ».

Цифровой компаратор приведен в табл. 4.1 в основных формах представления функции: структурная схема (3а) и таблица истинности (3б), структурные формулы (3в) и временные диаграммы (3г). Информационные входы $\{a_i\}_{i=0}^n$ и $\{b_i\}_{i=0}^n$ служат для подключения шин данных кодов A и B в соответствии с адресами i -х позиций, а выходные разряды $\{X_j\}_0^2$ функциональной шины управления регистрируют операции сравнения кодов: $A > B$, $A = B$, $A < B$. Работу схемы поясняет векторная таблица истинности для основных кодовых комбинаций нулевого и единичного уровней, которые полностью характеризуют четыре состояния функции анализа кодов A и B . По выходам X таблицы видно, что $X_0 = 1$ при комбинации $\{A, B\} = \{1, 0\}$ для условия $A > B$, так как $1 > 0$; $X_1 = 1$, если $A = B$ при равных кодах для комбинаций $\{0, 0\}$ и $\{1, 1\}$, так как $0 = 0$ и $1 = 1$; выполняется функция $A < B$ по выходу X_2 для состояния $\{0, 1\}$, так как $0 < 1$.

Схемо- и мнемотехнике цифрового компаратора соответствует система уравнений на примере структурных формул в НДФ (см. табл. 4.1, 3в):

$$\begin{cases} X_0 = A\bar{B}; \\ X_1 = \bar{A}\bar{B} + AB; \\ X_2 = \bar{A}B. \end{cases} \quad (4.8)$$

Анализ выражений (4.8) показывает, что $X_j = 1$ ($j = \bar{0}, 2$) для состояний $\{1, 0\}$, при этом $X_0 = 1 \cdot \bar{0} = 1$, если $A > B$; $\{0, 0\}$ и $\{1, 1\}$ в момент равенства кодов $A = B$, так как $X_1 = \bar{0} \cdot \bar{0} + 0 \cdot 0 = 1$ и $X_1 = \bar{1} \cdot \bar{1} + 1 \cdot 1 = 1$; $\{0, 1\}$, когда $A < B$ при выполнении условия $X_2 = \bar{0} \cdot 1 = 1$.

Временные диаграммы (табл. 4.1, 3г) иллюстрируют функцию цифрового компарирования в динамике по алгоритму, регламентированному программным (3б) и математическим (3в) обеспечением схемы (3а). На верхнем графике совмещены изменения во времени t кодов $A(t)$ и $B(t)$, соответственно по пилообразному закону (сплошная линия – сигнал A) и в виде ломаной функции инверсии (штриховая линия – сигнал B). На интервалах I код A меньше кода B , выходы $X_0 = X_1 = 0$ обнулены (табл. 4.1, 3г, второй и третий графики), а потенциал логической единицы присутствует в проводнике $X_2 = 1$ (3г, четвертый график). В моменты равенства $A(t) = B(t)$ на интервалах II формируется единичный потенциал на выходе $X_1 = 1$ (3г, третий график), а другие проводники обнулены (3г, второй и четвертый графики). Во время интервала III код сигнала $A(t)$ превышает значение $B(t)$ (см. 3г, первый график), при этом потенциал логической единицы появляется на позиции $X_0 = 1$ (3г, второй график), а другие разряды шины управления обнулены (3г, третий и четвертый графики).

В аналого-импульсной технике цифровые компараторы не только оценивают и нормируют коды, но и организуют цифро-импульсные преобразования кодов во времени в широтной, частотной и фазовой форме. Совместно с АЦП цифровые компараторы реализуют прецизионные автоматические интерфейсы ввода-вывода с программным управлением нормированными кодами в параллельной и последовательной форме. Их отличает многофункциональность и универсальность, прецизионная точность и оперативность, высокие технологичность и экономичность.

4.1.3. Импульсные компараторы

Импульсные компараторы сравнивают последовательно во времени частотно-, широтно- и фазоимпульсные сигналы, организуют анализ число- и кодоимпульсных последовательностей. Основой импульсных компараторов служат регистры и счетчики, статические и динамические триггеры.

Простейший компаратор импульсов организуют из последовательного включения RS -триггера и логических ключей, управляемых прямым и инверсным выходами, вторые входы ключей соединены с установочными входами триггера и служат импульсными входами, а их выходы являются информационными для коммутации импульсных последовательностей. Сравнение импульсов с частотой F_1 и F_2 реализуют в процессе вычитания одной последовательности из другой, причем прямой Q выход формирует разницу $|F_1 - F_2|$, а на инверсном \bar{Q} выходе генерируют инверсное значение $|F_2 - F_1|$. Метрологические характеристики импульсного компаратора определяются емкостью запоминающего устройства, и их эффективность повышается пропорционально числу разрядов, поэтому в прецизионных компараторах RS -триггер заменяют регистрами и счетчиками последовательного преобразования на базе динамических триггеров.

Структурная схема (табл. 4.1, 2а) содержит счетчик, прямой и инверсный выходы которого через мультиплексор управляют первым и вторым информационными каналами импульсных последовательностей с частотой F_1 и F_2 .

Сравнение последовательностей импульсов осуществляют по программе таблицы состояния (табл. 4.1, 2б) в соответствии со структурными формулами и алгоритмом (там же, 2в) математической модели функции анализа.

Структурная формула импульсного компаратора согласно таблице состояний (табл. 4.1, 2б) представляется системой уравнений

$$\begin{cases} Q_{n+1} = \{ |F_1 - F_2 | C_+ \bar{C}_- \}_n; \\ \bar{Q}_{n+1} = \{ |F_2 - F_1 | \bar{C}_+ C_- \}_n, \end{cases} \quad (4.9)$$

связывающих функции Q , \bar{Q} на $(n + 1)$ -м шаге с предыдущим n -м состоянием, где $n = 1, 2, 3, \dots$. Для комбинации $\{C_+, C_-\}_n = \{1, 0\}_n$ на суммирующем счетном входе C_+ число импульсов частотой F_1 больше число импульсной последовательности с частотой F_2 на вычитающем входе C_- синхронизации, на $(n + 1)$ -м состоянии счетчик устанавливается в единичное состояние, второй информационный канал блокируется, а первый – открывается. При этом система уравнений (4.9) приводится к виду

$$\begin{cases} Q_{n+1} = |F_1 - F_2|_n; \\ \bar{Q}_{n+1} = |0|_n, \end{cases}$$

так как произведение термов $C_+ \bar{C}_- = 1 \cdot \bar{0} = 1$ равно логической единице, а их инверсное значение – обнулено $\bar{C}_+ C_- = \bar{1} \cdot 0 = 0$. Для инверсной комбинации $\{0, 1\}_n$ за счет симметрии при $F_2 > F_1$ счетчик обнуляется, и закрывается первый канал Q , а избыточная разница формируется по второму каналу \bar{Q} , т.е.

$$\begin{cases} Q_{n+1} = |0|_n; \\ \bar{Q}_{n+1} = |F_2 - F_1|_n, \end{cases}$$

так как минтермы счетных входов $\{C_+, C_-\}_n$ принимают противоположные состояния: $C_+ \bar{C}_- = 0 \cdot \bar{1} = 0$, соответственно $\bar{C}_+ C_- = \bar{0} \cdot 1 = 1$.

Анализ структурных формул позволяет вывести алгоритм работы импульсного компаратора (табл. 4.1, 2в) в виде условия:

$$\begin{aligned} \text{если } F_1 > F_2, \text{ то } Q &= |F_1 - F_2|; \\ \text{когда } F_1 < F_2, \text{ то } \bar{Q} &= |F_2 - F_1|. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Наглядную иллюстрацию алгоритма (4.10) работы (там же, 2в) импульсного компаратора (2а) по программе таблицы состояний (2б) дают временные диаграммы (2з). Первый и второй графики отображают последовательности импульсов с частотой F_1 и F_2 на счетных входах компаратора, а третий и четвертый рисунки поясняют анализ число-импульсных преобразований на прямом Q и инверсном \bar{Q} информационных каналах. Для наглядности иллюстрируется (там же, 2з) сравнение импульсов с остатком $\Delta F = |F_2 - F_1|$ по единице. При этом i -й импульс частоты F_j , где $i = \bar{1}, n$, $j = 1, 2$, «вычеркивает» $(i + 1)$ -й импульс противоположной последовательности, а на выходах $\{Q, \bar{Q}\}$ информационных каналов формируются избыточные импульсы. Например, на выход Q поступает первый импульс частоты F_1 , который не пропускает на второй выход \bar{Q} первый импульс частоты F_2 . Он, в свою очередь, запрещает прохождение второго импульса частоты F_1 , а третий и четвертый проходят на первый Q информационный канал. По аналогии четвертый импульс последовательности F_1 блокирует второй импульс частоты F_2 , а последний компенсирует пятый, но пропускает на прямой выход Q шестой импульс с частотой F_1 и т.д.

Импульсные компараторы отличаются высокими помехозащищенностью и прецизионностью анализа временных интервалов, обусловленные интегральными функциями счетчиков и регистров, но эффективность точности характеристик и гибкая программируемость «покупаются» относительно низкими оперативностью и технологичностью из-за последовательных временных преобразований массивов большой емкости, регламентирующими разрядность оперативных запоминающих устройств анализаторов импульсов.

Приведенная выше систематизация позволяет сделать следующие выводы.

- Базисным элементом импульсной техники является компаратор, выполняющий функцию анализа исследуемого сигнала относительно меры с нормированными значениями.
- Компараторы по способам преобразования сигнала классифицируют на аналоговые, импульсные и цифровые для оценки амплитуды (напряжение, ток), временных параметров (частота, ширина, фаза) и кодов (последовательного, параллельного представления) с последующим формированием управляющих импульсов в форме, удобной для организации информационных процессов.

- Функция анализа в импульсной технике может быть представлена, как в аналоговой и цифровой технике, в основных формах в виде структурных схем и формул, таблиц истинности и временных диаграмм.

4.2. Интеграторы

Преобразователи сигнала, выполняющие функцию интегрирования, называют интеграторами. По способу преобразования сигнала интеграторы делят на аналоговые, импульсные и цифровые в базе интегральных схем, а по вектору развития информационных процессов: преобразование – управление – хранение различают интеграторы неуправляемые (ИС с жесткой структурой), аппаратно управляемые (СИС с коммутируемыми связями для управления параметрами) и программно управляемые (БИС с гибкой структурой, перестраиваемой по программе пользователя). Простейшие пассивные и активные аналоговые интеграторы рассмотрены в работе [28, п. 5.3] с позиций операторных преобразователей, ниже проведем анализ интеграторов с управляемыми параметрами и структурами соответственно информационной концепции развития интегральных схем на уровне СИС и БИС (по вертикали), при дифференциации преобразователей на аналоговые, цифровые и импульсные интеграторы (по горизонтали).

4.2.1. Счетчики импульсов

Времяимпульсные интеграторы конструируют на счетчиках и регистрах, преобразующих импульсную последовательность с частотой F_0 на интервале τ счета импульсов последовательно во времени в параллельный код N за период T синхронизации. Счетчики и регистры реализуют интеграторы в базе СИС и БИС за счет информационных процессов обмена и преобразования, управления и хранения.

Интегрирование в счетчиках и регистрах основано на суммировании за время T импульсов $i = \overline{1, n}$, с частотой F . Для фиксированной частоты $F_0 = 1/\tau_0$ за период T накапливается n импульсов при суммировании равных интервалов $\tau_i = \tau_{i+1} = \tau_0$ времени

$$T = \sum_{i=1}^n \tau_i = \tau_0 \sum_{i=1}^n 1_i,$$

где 1_i – i -й единичный импульс, а $\sum_{i=1}^n 1_i = n$ – число импульсов, т.е.

$$n = TF_0. \quad (4.11)$$

Выражение (4.11) показывает, что число n импульсов пропорционально частоте F_0 и периоду T .

Известно, что счетчик формирует импульсы в бинарном коде, а регистры преобразуют коды с любым основанием

$$N_a = \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i a(i),$$

где двоичный код – частный случай обобщенного при основании $a = 2$ для степенного ряда. Поэтому, выбирая закон накопления импульсов $\tau_{i+1}/\tau_i = a(i)$, можно преобразовывать коды по основанию $a(i)$, заданному программой. Например, для условия $\tau_{i+1}/\tau_i = 2$ суммирование импульсов организуется по бинарному коду счетчика

$$T = \sum_{i=1}^n \tau_i = \tau_0 \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i 2^i,$$

откуда следует $T = \tau_0 N_2$, а с учетом $\tau_0 = 1/F_0$ получим

$$N_2 = TF_0. \quad (4.12)$$

Сопоставление формул (4.11) и (4.12) показывает эквивалентность числа n импульсов коду N_a преобразования, т.е. $n = N_a$, поэтому ниже число импульсов суммирования будем отождествлять с кодом.

Повышение частоты импульсов F_0 к бесконечности позволяет предельное значение суммы заменить интегралом

$$T = \sum_{i=1}^n \tau_i \cong \int_0^{\tau} dt,$$

а с учетом выражения (4.12) находим соотношение для импульсного интегратора

$$N = \int_0^{\tau} F dt. \quad (4.13)$$

Принимая во внимание, что частота – это число импульсов за единицу времени, т.е. $F = dn / dt$, после замены пределов интегрирования выражение (4.13) принимает форму

$$N = \int_0^n dn, \quad (4.14)$$

что в дискретном представлении соответствует определению обобщенного кода. После замены в выражении (4.12) частоты F_0 как скорости изменения импульсов находим математическую модель интегратора импульсов в дифференциальной форме

$$T \frac{dn}{dt} = N. \quad (4.15)$$

Решение уравнения (4.15) несложно найти после разделения переменных

$$\frac{1}{N} dn = \frac{1}{T} dt$$

и интегрирования на интервале $\overline{0, n}$

$$\frac{1}{N} \int_0^n dn = \frac{1}{T} \int_0^\tau dt.$$

Подставляя пределы интегрирования, находим пропорциональную зависимость преобразования времени в число импульсов

$$\frac{n}{N} = \frac{\tau}{T}, \quad (4.16)$$

а также динамическую характеристику импульсного интегратора

$$N = TF, \quad (4.17)$$

соответствующую в частном случае зависимости (4.12) преобразования бинарного кода N_2 за период T импульсами частоты F_0 в счетчике. Математическое обеспечение импульсного интегратора на уровне математических моделей (4.13 – 4.15), характеристик (4.16, 4.17) и алгоритма функционирования приведены в табл. 4.2, 2в.

Структурная схема интегратора импульсов приведена на примере суммирующего счетчика (табл. 4.2, 2а). Схема содержит входы управления V , обнуления R и синхронизации S для регистрации за время τ импульсов частоты F_0 на интервале T преобразования. Последовательность импульсов преобразуется в параллельный код N_α на выходной информационной шине Q разрядностью n . Алгоритм функционирования импульсного интегратора поясняет таблица состояний (табл. 4.2, 2б) и семейство временных диаграмм (там же, 2г).

Таблица состояний (там же, 2б) иллюстрирует суммирование позиционного кода N_1 за счет структурного сдвига вправо логической единицы по n -мерному кольцу адресного пространства. При этом i -му импульсу частоты F_0 на счетном входе S счетчика соответствует i -е состояние на входе и единичный позиционный код на шине Q с логической единицей на Q_i -м разряде.

Временные диаграммы поясняют интегрирование импульсной последовательности F_0 с переменной частотой (табл. 4.2, 2г, первая диаграмма) за период T (там же, вторая диаграмма). На выходе счетчика формируется код N (там же, третья диаграмма) соответственно интегралу синхроимпульсов. Для линейно нарастающей частоты $F = F_0 t$ код изменяется пропорционально положительной параболе, а для убывающей последовательности импульсов изменение кода аналогично кривой заряда амплитудного интегратора. Очевидно, что лишь для фиксированной частоты код на выходе счетчика изменяется по линейному закону.

Импульсные интеграторы служат основой программно управляемых аналого-цифровых, цифровых и цифроаналоговых функциональных преобразователей. В микропроцессорной технике функция интегрирования импульсов может быть организована как аппаратно, так и программно, как за счет изменения частоты синхронизации, так и варьирования времени счета импульсов.

4.2. Интеграторы

	1. Аналоговые	2. Импульсные	3. Цифровые																																																																																																																														
а) с х е м ы																																																																																																																																	
б) т а б л и ц ы	<table border="1" style="margin: auto;"> <tr><th>t/T</th><th>U/E</th></tr> <tr><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0,632</td></tr> <tr><td>2</td><td>0,865</td></tr> <tr><td>3</td><td>0,950</td></tr> <tr><td>4</td><td>0,982</td></tr> <tr><td>5</td><td>0,995</td></tr> </table>	t/T	U/E	0	0	1	0,632	2	0,865	3	0,950	4	0,982	5	0,995	<table border="1" style="margin: auto;"> <tr><th>Q</th><th>0</th><th>1</th><th>2</th><th>i</th><th>$n-2$</th><th>$n-1$</th></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>1</td><td></td><td>1</td><td></td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>2</td><td></td><td></td><td>1</td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>i</td><td></td><td></td><td></td><td>1</td><td></td><td></td></tr> <tr><td>$n-2$</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>1</td><td></td></tr> <tr><td>$n-1$</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>1</td></tr> </table>	Q	0	1	2	i	$n-2$	$n-1$	0	1						1		1					2			1				i				1			$n-2$					1		$n-1$						1	<table border="1" style="margin: auto;"> <tr><td>0</td><td>1</td><td>2</td><td>0</td><td>1</td><td>2</td><td>3</td><td>4</td><td>5</td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> </table>	0	1	2	0	1	2	3	4	5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0	0	1	0
t/T	U/E																																																																																																																																
0	0																																																																																																																																
1	0,632																																																																																																																																
2	0,865																																																																																																																																
3	0,950																																																																																																																																
4	0,982																																																																																																																																
5	0,995																																																																																																																																
Q	0	1	2	i	$n-2$	$n-1$																																																																																																																											
0	1																																																																																																																																
1		1																																																																																																																															
2			1																																																																																																																														
i				1																																																																																																																													
$n-2$					1																																																																																																																												
$n-1$						1																																																																																																																											
0	1	2	0	1	2	3	4	5																																																																																																																									
0	0	0	0	0	0	0	0	0																																																																																																																									
1	0	0	1	0	0	0	0	0																																																																																																																									
0	1	0	0	0	1	0	0	0																																																																																																																									
1	1	0	1	0	0	1	0	0																																																																																																																									
0	0	1	0	0	0	0	1	0																																																																																																																									
1	0	1	1	0	0	0	1	0																																																																																																																									
в) ф о р м у л ы	$T \frac{dU}{dt} = E$ $U = E \frac{t}{T}$ $U = -\frac{k}{T} \int_0^{\tau} U_{\text{вх}} dt$	$T \frac{dn}{dt} = N$ $N = TF$ $N = \int_0^{\tau} F dt$	$N_a = \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i a(i)$ $N_b = \sum_{j=0}^{m-1} \psi_j b(j)$ $N_b = \int_0^{N_a} dn$																																																																																																																														
г) д и а г р а м м ы																																																																																																																																	

4.2.2. Запоминающие устройства

Основой цифровых интеграторов являются постоянно запоминающие устройства (ПЗУ). В отличие от аналоговых и импульсных интеграторов цифровые преобразователи организуют функцию не в динамике за счет суммирования последовательности импульсов, а в статике по регламентированной функции. Цифровые интеграторы по своей сути реализуют кодирование входного массива в выходной по однозначной функции интегрирования. При этом в матрице ПЗУ оператор интегрирования заменяет фиксированный алгоритм шифрации, ставящий каждому состоянию входного слова соответствующий код на выходе интегратора.

Сущность цифрового интегрирования поясняет таблица состояния (табл. 4.2, 3б), которая входному коду с основанием $a(i)$ и весом ξ_i

$$N_a = \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i a(i) \quad (4.18)$$

ставит на k -м состоянии его эквивалент, цифровое значение интеграла, в виде выходного кода с основанием $b(j)$ и весом ψ_j

$$N_b = \sum_{j=0}^{m-1} \psi_j b(j). \quad (4.19)$$

Например, значению 3, т.е. $N_2(3) = \{110\}$ таблицы дешифратора соответствует в таблице мультиплексора число 4,5 или код $\{1001\}$; соответственно входному слову 5, код $N_2(5) = \{101\}$, регламентирован код на выходе $\{10001\}$, т.е. числовой эквивалент 12,5. Это обусловлено оператором интегрирования линейной функции

$$b = \int_0^a x dx = \frac{a^2}{2} \quad (4.20)$$

и соответствует вычислениям $3^2/2 = 4,5$ и $5^2/2 = 12,5$.

Структурная схема цифрового интегратора (табл. 4.2, 3а) реализует матричный вычислитель CPU на ПЗУ с входной шиной a для адресации кода N_a и выходной шиной Q , формирующей код N_b синхронно тактовому импульсу частоты F_0 на входе C при наличии на управляющем входе V разрешающего сигнала T . Принципиальная схема ПЗУ эквивалентна таблице состояния, запрограммированной правилами схемотехники [29] в мнемоническом адресном пространстве программируемой логической матрицы (НДФ или НКФ).

Семейство временных диаграмм (табл. 4.2, 3в) иллюстрирует преобразование линейно нарастающего кода N_a в квадратичный код N_b синхронно импульсам тактовой частоты F_0 за период T интегрирования. При этом выходная диаграмма формирует параболическую функцию, соответствующую интегрированию линейной зависимости по алгоритму

$$N_b = \int_0^{N_a} dn. \quad (4.21)$$

Математическое обеспечение цифрового интегратора (табл. 4.2, 3е) представлено входным N_a (4.18) и выходным N_b (4.19) кодами, алгоритмом преобразования $N_b = f(N_a)$, соответствующим динамической характеристике (4.21) преобразования статических значений кода N_a в эквиваленты N_b .

Цифровые интеграторы реализуют параллельное кодирование информации по n -разрядной шине синхронно тактовым импульсам. Их отличает высокая оперативность и технологичность, регламентируемые жестким алгоритмом преобразования. Отсутствие вычислительных операций позволяет синхронизировать на их базе простые и дешевые микропроцессоры число-импульсного типа с кольцевой структурой – основы микрокалькуляторов, игрушек и микроконтроллеров бытовой техники. При наличии АЦП и ЦАП цифровые интеграторы организуют прецизионные интерфейсы ввода-вывода, необходимые для автоматизации электрооборудования и технологических процессов.

4.2.3. Программируемые аналоговые схемы

Программируемые аналоговые интеграторы организуют на базе линейных интегральных схем [28], охваченных отрицательной обратной связью из программируемых магазинов сопротивлений, управляемых по коду вычислительным устройством. В простейшем случае вычислитель реализуют на ПЗУ с программой интегрирования (дифференцирования) или на счетчике импульсов.

Структурная схема аналогового интегратора (табл. 4.2, 1а) по законам Кирхгофа описывается системой уравнений

$$\begin{cases} eY_1 = U_{\text{вх}}Y_1 + I_n; \\ e_- = 0 \text{ при } \beta \rightarrow \infty, \end{cases} \quad (4.22)$$

где $Y_1 = Y_0/N_1$ – проводимость входного резистивного магазина сопротивлений; I_n – ток цифроаналогового преобразователя, синхронизируемого счетчиком импульсов с частотой F_0 по дифференциальному закону

$$I_n = Y_0 \frac{dU}{dn},$$

обусловленному приращением dU выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ пропорционально изменению числа импульсов dn .

После подстановки тока в систему (4.22) получим дифференциальное уравнение

$$Y_0 \frac{dU}{dn} = -Y_1 U_{\text{вх}},$$

которое при разделении переменных и интегрировании по ним соответствует динамической характеристике аналогового интегратора

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{N_1} \int_0^N U_{\text{вх}} dn. \quad (4.23a)$$

Учитывая определение частоты, как изменение числа импульсов dn за приращение времени dt , выражение (4.23a) может быть представлено в виде

$$U_{\text{вых}} = -\frac{F_0}{N_1} \int_0^{\tau} U_{\text{вх}} dt, \quad (4.23b)$$

что аналогично динамической характеристике интегратора на RC -цепочке при замене N_1 эквивалентом $F_0 T$ [см. 28, п. 5.3.3]. Однако, в отличие от интеграторов с фиксированным алгоритмом, программно управляемые достигают прецизионную точность с регламентируемой погрешностью. Точность повышается при увеличении частоты синхронизации и введении адаптивной калибровки по диапазону преобразования. За счет избыточного коэффициента усиления ЛИС и программного управления аналоговый интегратор реализует преобразование амплитуды во время по линейной математической модели

$$U = E \frac{t}{T}, \quad (4.24)$$

которая следует из динамической характеристики (4.23b) при фиксированном входном напряжении $U_{\text{вх}} = E$ на интервале времени $\tau = t$. Дифференцирование выражения (4.24) по времени позволяет найти математическую модель программируемого интегратора в дифференциальной форме (см. табл. 4.2, 1а).

Использование ЦАП с программным управлением позволяет реализовать, кроме линейного, любой закон интегрирования, например по экспоненциальной зависимости [см. 28, п. 5.2.3], но с регламентированными параметрами, не подверженными температурному, временному и параметрическому дрейфу. Это обусловлено стабильностью числовых эквивалентов и управлением численными мерами по программе, реализующей адаптивные законы преобразования. Таблица преобразования времени интегрирования в амплитуду, отражающая в относительных координатах амплитудно-временную (динамическую) характеристику аналогового интегратора, управляемого по экспоненциальному закону, приведена в табл. 4.2, 1б. На семействе временных диаграмм (табл. 4.2, 1з) проиллюстрированы интегрирование постоянного, линейно нарастающего и убывающего входного сигнала $U_{\text{вх}}$ на интервалах с периодом T с отображением выходной амплитуды U соответственно в виде пики, нарастающей и убывающей параболы.

Программируемые аналоговые схемы служат основой проектирования аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей прецизионных автоматических интерфейсов ввода-вывода, реализующих процессы измерения последовательного, смешанного и параллельного действия. Программируемые аналоговые интеграторы как и импульсные и цифровые позволяют в явной форме преобразовывать амплитуду, время и код по линейному закону в числовой эквивалент и обратно.

Таким образом, импульсные, цифровые и аналоговые интеграторы позволяют по программе организовать адаптивные преобразования времени, кода и амплитуды, с реализацией способов измерения последовательного, параллельного и смешанного действия. Программируемые интегральные схемы служат основой проектирования аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей прецизионных АИВВ с управляемыми метрологическими характеристиками, адаптируемыми по диапазону измерения гибким алгоритмом контроля.

4.3. Релаксационные генераторы

Генераторы на интегральных схемах удобно классифицировать по информационным процессам: обмен – преобразование – управление. По функции обмена различают резонансные и релаксационные способы формирования импульсов, но на ИС конструируют лишь релаксационные генераторы из-за отсутствия накопителей магнитной энергии в интегральной технологии. Генераторы по способам преобразования сигнала делят на амплитудно-, время- и число-импульсные, что соответствует амплитудным, импульсным и числовым релаксациям импульсов. Процессы управления дифференцируют генераторы на пространственные, временные и функциональные по аналогии с классификацией СИС.

На уровне БИС, где определяющим информационным процессом служит хранение функции, генераторы по гибкости программирования делят на программируемые, с программным и микропрограммным управлением. Непрограммируемые генераторы в базисе аппаратных средств на ПП-ИС-СИС называют неуправляемыми с жесткой структурой, фиксированными связями и регламентируемым алгоритмом. Аппаратно управляемые генераторы на СИС проектируют на неуправляемых ИС, реализующих элементарные функции интегрирования и дифференцирования, анализа и сравнения, накопления и преобразования.

Базисом релаксационных генераторов служат амплитудные, функциональные и операторные АИС для сравнения сигналов с помощью компараторов; формирования эталонных мер в амплитудном, временном и цифровом эквиваленте за счет интеграторов; преобразователи аналоговых, дискретных и импульсных функций для организации амплитудных, дискретных и временных исследуемых и образцовых сигналов.

Ниже рассмотрим неуправляемые релаксационные генераторы амплитудного, импульсного и числового типа на простейших ИС: компараторах и интеграторах, операционных усилителях и логических элементах.

4.3.1. Мультивибраторы

Мультивибраторы являются простейшими релаксационными генераторами амплитуды и служат для формирования импульсов трапецеидальной, П-образной и треугольной формы. Релаксация организуется за счет сравнения мгновенного значения $U(t)$ с нормированными порогами $|U_0|$ переключения, формируемыми из потенциалов насыщения высокого и низкого уровня, принимаемых за логические состояния «единица» и «ноль».

Длительность импульсов определяется постоянной времени заряда – разряда RC -цепочки и коэффициентом усиления операционного усилителя, образующих интегратор или дифференциатор с отрицательной обратной связью. Положительная обратная связь на активном делителе напряжения реализует аналоговый компаратор с двумя устойчивыми логическими состояниями. Структура мультивибратора соответствует последовательному включению интегратора и компаратора, причем выход последнего соединен со входом первого для организации следящей обратной связи. Схема мультивибратора приведена в табл. 4.3, 1а.

Характеристики и параметры мультивибратора определим по эквивалентной граф-схеме (см. рис. 4.1, б) и системе уравнений для узлов e_- , e_+ и U , синтезируемых по законам Кирхгофа:

$$\begin{cases} e_-(Y) = 0Y + I_C; \\ e_+(Y_1 + Y_2) = 0Y_1 + UY_2; \\ e_- = e_+ / \beta \rightarrow \infty, \end{cases} \quad (4.25)$$

4.3. Релаксационные генераторы

	1. Амплитудные	2. Импульсные	3. Числовые																		
а) схемы																					
б) таблицы	<table border="1"> <thead> <tr> <th>U</th> <th>U_{вых}</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>< U₂</td> <td>+ U₀</td> </tr> <tr> <td>≥ U₂</td> <td>- U₀</td> </tr> </tbody> </table>	U	U _{вых}	< U ₂	+ U ₀	≥ U ₂	- U ₀	<table border="1"> <thead> <tr> <th>U</th> <th>U_{вых}</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>< U₀</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>≥ U₀</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	U	U _{вых}	< U ₀	1	≥ U ₀	0	<table border="1"> <thead> <tr> <th>U_{0i}</th> <th>U_{вых}</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>< U₀</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>≥ U₀</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	U _{0i}	U _{вых}	< U ₀	1	≥ U ₀	0
U	U _{вых}																				
< U ₂	+ U ₀																				
≥ U ₂	- U ₀																				
U	U _{вых}																				
< U ₀	1																				
≥ U ₀	0																				
U _{0i}	U _{вых}																				
< U ₀	1																				
≥ U ₀	0																				
в) формулы	$U = U_0 \frac{\tau}{kT}$ $U \begin{cases} < \\ \geq \end{cases} U_0, \text{ то } U = \begin{cases} +U_0; \\ -U_0 \end{cases}$ $\tau = kT \left(1 - \frac{U_{00}}{U_{01}} \right)$	$U_0 = E \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right)$ $U \begin{cases} < \\ \geq \end{cases} U_0, \text{ то } U = \begin{cases} +U_0; \\ -U_0 \end{cases}$ $\tau = T \ln \frac{E - U_{00}}{E - U_{01}}$	$U_0 = \frac{1}{T_0} \int_0^{\tau} E dt$ $U \begin{cases} < \\ \geq \end{cases} U_0, \text{ то } U_{\text{вых}} = \begin{cases} 1; \\ 0 \end{cases}$ $\tau = T_0 \frac{U_0}{E}$																		
г) диаграммы																					

где $I_C = C \frac{dU}{dt}$ – ток конденсатора C . Подставляя первое и второе уравнение в третье (4.25), получим выражение

$$\frac{C}{Y} \frac{dU}{dt} = \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2} U.$$

С учетом разбаланса моста $Y_1 \gg Y_2$ и соответствующих замен проводимостей $Y = 1/R$, постоянной времени $T = CR$ и коэффициента усиления $k = R_2/R_1$, получаем дифференциальное уравнение первого порядка, удобное для интегрирования

$$kTdU = Udt. \quad (4.26)$$

Как показывают временные диаграммы (табл. 4.3, 1з), время релаксации является суммой интервалов линейно нарастающего τ_1 и убывающего τ_2 сигналов $\tau = \tau_1 + \tau_2$. Во время τ_1 емкость заряжается до порога U_{01} от амплитуды U_{00} , а на интервале τ_2 сигнал убывает от амплитуды U_{01} до порога U_{00} . Это соответствует решению двух интегральных уравнений, получаемых из выражения (4.26) на интервале $(0, \tau_1)$ и за время (τ_1, τ_2) :

$$kT \int_{U_{00}}^{U_{01}} dU = \int_0^{\tau_1} U_{01} dt, \quad (4.27)$$

так как амплитуда $U = U_{01}$ обеспечена потенциалом логической единицы, и

$$kT \int_{U_{01}}^{U_{00}} dU = - \int_{\tau_1}^{\tau_2} U_{00} dt, \quad (4.28)$$

так как $U = U_{00}$, а знак минус отражает убывание сигнала.

Интегрирование выражений (4.27) и (4.28) и подстановка соответствующих пределов приводит к системе

$$\begin{cases} kT (U_{01} - U_{00}) = U_{01}(\tau_1 - 0); \\ kT (U_{00} - U_{01}) = U_{00}(\tau_1 - \tau_2), \end{cases}$$

позволяющей выразить искомые интервалы

$$\begin{cases} \tau_1 = kT \frac{U_{01} - U_{00}}{U_{01}}; \\ \tau_2 = \tau_1 + kT \frac{U_{01} - U_{00}}{U_{00}}. \end{cases} \quad (4.29)$$

Из соотношений (4.29) находим время τ релаксации как сумму значений τ_1 и τ_2 :

$$\tau = 2kT \frac{U_{01} - U_{00}}{U_{01}} + kT \frac{U_{01} - U_{00}}{U_{00}},$$

или после приведения к общему знаменателю

$$\tau = kT \left(1 - \frac{U_{00}}{U_{01}} \right) \left(2 + \frac{U_{01}}{U_{00}} \right). \quad (4.30)$$

Принимая во внимание разнополярность амплитудных порогов $U_{00} = -U_{01}$, из выражения (4.30) с учетом, что $\left(2 + \frac{U_{01}}{U_{00}} \right) = 1$, находим временную характеристику мультивибратора

$$\tau = kT \left(1 - \frac{U_{00}}{U_{01}} \right), \quad (4.31a)$$

приведенную к порогу U_{01} на интервале τ_1 , а также

$$\tau = kT \left(1 - \frac{U_{01}}{U_{00}} \right), \quad (4.31b)$$

нормированную к потенциалу U_{00} логического нуля.

Характеристики (4.31) позволяют определить время релаксации $\tau = 2kT$ следования импульсов и частоту $f = 1/\tau$ генерации при подстановке значений $U_{00} = -U_{01}$ амплитуд. Выражение (4.30) эквивалентно характеристикам (4.31), которые более удобны для анализа мультивибратора, так как являются уравнениями первого порядка в отличие от уравнения (4.30) второго порядка. Эквивалентность характеристик (4.30) и (4.31) доказывается идентичностью результатов их решения для фиксированных значений τ , соответственно для моментов времени $2kT$ и 0 получаем условия для амплитуд $U_{00} = -U_{01}$ и $U_{00} = U_{01}$.

Математическая модель времяимпульсного преобразования мультивибратора может быть получена из характеристик (4.31) или уравнений (4.27) и (4.28) при замене порогового значения U_0 текущим значением амплитуды U . Например, после подстановки $U_{01} = U$ из выражений (4.27) и (4.31a) находим модель вида

$$U = U_{01} \frac{\tau}{kT} + U_{00}, \quad (4.32)$$

где первое слагаемое отражает линейную зависимость $U(\tau)$, а второе – начальное состояние амплитуды.

Вид функций (4.27) – (4.32) определяет алгоритм работы компаратора амплитудного мультивибратора:

$$\text{если } U_1 \begin{cases} < \\ \geq \end{cases} U_2, \text{ то } U_{\text{вых}} = \begin{cases} U_0; \\ \bar{U}_0 \end{cases} \quad (4.33)$$

со статической характеристикой

$$U_{\text{вых}} = k(U_1 - U_2).$$

Во время τ_1 на выходе компаратора присутствует потенциал высокого уровня $U_0 = U_{01}$ (логическая единица), если линейно нарастающий сигнал $U_1 = U$ меньше положительного порога $U_2 = U_{01}/k$. При выполнении условия $kU \geq U_{01}$ компаратор переключается в инверсное состояние $\bar{U}_0 = -U_0$, соответствующее отрицательному порогу $U_{00} = -U_{01}$, принимаемому за логический нуль. Для мультивибратора алгоритм (4.33) на интервале τ_1 преобразуется к виду:

$$\text{если } kU \begin{cases} < \\ \geq \end{cases} U_{01}, \text{ то } U_{\text{вых}} = \begin{cases} U_{01}; \\ U_{00}. \end{cases}$$

После переключения компаратора на интервале τ_2 при $U_{\text{вых}} = U_{00}$ линейно убывающий сигнал $U_1 = -kU$ стремится к порогу $U_{00} = -U_{01}$, а алгоритм (4.33) компаратора соответствует выражению:

$$\text{если } kU \begin{cases} < \\ \geq \end{cases} U_{00}, \text{ то } U_{\text{вых}} = \begin{cases} U_{00}; \\ U_{01}. \end{cases}$$

Математическое обеспечение амплитудного генератора сведено в табл. 4.3, 1в на уровне математической модели (4.32), алгоритма (4.33) переключения и временной характеристики (4.31). Алгоритм (4.33) систематизирован в виде таблицы переключения (см. табл. 4.3, 1б). Динамику работы мультивибратора поясняют временные диаграммы (табл. 4.3, 1з), где верхний график иллюстрирует пилообразный сигнал на входах операционного усилителя, а П-образный сигнал на его выходе отображает нижняя диаграмма.

Достоинствами мультивибратора являются простота конструкции и линейность амплитудно-временного преобразования, к недостаткам относятся аппаратное управление и узкий диапазон генерации импульсов, ограниченный областью нижних частот.

4.3.2. Импульсные генераторы

Импульсные генераторы являются разновидностью мультивибраторов, реализуемых на логических элементах, включаемых последовательно в цепь следящей положительной обратной связи.

Структурная схема генератора (табл. 4.3, 2а) приведена на примере логических элементов И-НЕ, замкнутых в обратную связь дифференцирующей RC-цепочкой. При этом на первом элементе собран интегратор, второй вход которого служит для включения и выключения импульсов релаксаций, а второй элемент функционирует в режиме компаратора. Компаратор сравнивает экспоненциальный сигнал U с пороговым $U_0 = \{0, 1\}$, соответствующим нулевому и единичному логическому состоянию включения U_{01} и выключения U_{00} второго элемента И-НЕ по алгоритму:

$$\text{если } U \begin{cases} < \\ \geq \end{cases} U_0, \text{ то } U_0 = \begin{cases} U_{01}; \\ U_{00}. \end{cases} \quad (4.34)$$

Алгоритм сравнения представлен таблицей переключения в табл. 4.3, 2б и функцией (4.34) (там же, 2в). Последний рисунок отражает математическое обеспечение импульсного генератора, включающее также экспоненциальную модель

$$U = E \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) \quad (4.35)$$

и время τ релаксации

$$\tau = T \ln \frac{E - U_{00}}{E - U_{01}}. \quad (4.36)$$

Выражение (4.36) получено по математической модели (4.35) и алгоритму (4.34) для интервала времени $\tau = t_2 - t_1$, так как

$$\begin{cases} t_1 = -T \ln \left(1 - \frac{U_{00}}{E} \right); \\ t_2 = -T \ln \left(1 - \frac{U_{01}}{E} \right) \end{cases}$$

при $U(t_1) = U_{00}$, $U(t_2) = U_{01}$, а $T = RC$ – постоянная времени дифференцирующей цепочки.

Из характеристики (4.36) определяется время τ и частота $f = 1 / \tau$ релаксации. Например, для логических элементов серий К155, К133, К564 ($E = 5$, $U_{00} = 1$, $U_{01} = 4$ В) находим $\tau = T \ln 4$, что соответствует приблизительно 1,4 периода.

Динамику функционирования импульсного генератора поясняют временные диаграммы (табл. 4.3, 2г), верхняя – на входе, а нижняя – на выходе компаратора (второго элемента И-НЕ). При достижении экспоненциального сигнала интегратора уровня $U_0 = \{U_{00}, U_{01}\}$ за счет заряда (разряда) конденсатора C через резистор R , логический элемент компаратора переключается в инверсное состояние. На выходе формируются П-образные или трапециевидные импульсы релаксации длительностью τ в соответствии с математическим обеспечением (4.34 – 4.36).

Преимуществами импульсных генераторов являются униполярное питание и простота конструкции, к недостаткам относятся нелинейность релаксации и ограниченный областью низких частот диапазон генерации импульсов из-за отсутствия операционного усилителя с избыточным коэффициентом преобразования. Для повышения стабильности и чувствительности, соответственно, линейности и диапазона используются амплитудные мультивибраторы, а расширить диапазон в область верхних частот позволяют числовые релаксационные генераторы.

4.3.3. Числовые генераторы

Числовые генераторы являются разновидностью мультивибраторов, в которых релаксация импульсов организуется временем задержки T_0 появления выходного сигнала (отклика) при воздействии сигнала на входе. Это обусловлено диффузионными процессами накопления и рекомбинации носителей заряда в полупроводниках при достижении равновесного состояния изменения электрического поля в области электронно-дырочного перехода. Диффузия зарядов регламентирует граничную частоту переключения интегральных схем и позволяет эффективно использовать предельные ресурсы базисных структур микроэлектроники для генерации импульсов в высокочастотном диапазоне.

В отличие от генераторов с навесными элементами, постоянная времени задержки T_0 на несколько порядков ниже постоянной времени $T = RC$ резистивно-емкостной цепочки, которая также ограничена режимными параметрами микросхем. В области граничных частот за счет диффузии релейная функция переключения соответствует линейному сигналу интегратора, преобразующему постоянный нормированный уровень

$$U_{0i} = \frac{1}{T_0} \int_0^{\tau} E dt, \quad (4.37)$$

поэтому реальный П-образный сигнал релаксации имеет форму трапеции. Это позволяет эффективно реализовать внутренние ресурсы микросхем для интегрирования нормированных мер и исключить схему внешнего интегратора из структуры генератора.

В качестве компаратора используется разбаланс релейной функции дискретного режима преобразования интегральных схем, реализующий алгоритм сравнения нормированного U_{0i} и порогового U_0 сигналов:

$$\text{если } U_{0i} \begin{cases} < \\ \geq \end{cases} U_0, \text{ то } U_0 = \begin{cases} 1; \\ 0; \end{cases} \quad (4.38)$$

где логические эквиваленты $\{1, 0\}$ соответствуют порогам переключения $\{U_{01}, U_{00}\}$ в единичное и нулевое состояние логических элементов.

Структурная схема число-импульсного генератора (табл. 4.3, 3а) организована в виде следящей положительной обратной связи из последовательного соединения инвертора 2И-НЕ и линии задержки, составленной из аналогичных элементов. Число элементов линии задержки определяет постоянную T_0 релаксации, которая является алгебраической суммой задержек t_0 n элементов и для одной серии с граничной частотой $f_0 = 1 / t_0$ является произведением $T_0 = n t_0$. Второй вход элемента 2И-НЕ служит для включения (выключения) импульсов релаксации, формируемых в цепи следящей обратной связи.

Релаксацию импульсов иллюстрирует семейство временных диаграмм (табл. 4.3, 3г), отражающих входные (верхний график) и выходные (нижний) сигналы инвертора. В исходном состоянии на выходе инвертора сформирован единичный уровень, который через линию задержки приложен к первому входу, а на втором входе присутствует запирающий потенциал логического нуля. Схема работает циклически при появлении открывающего сигнала логической единицы (нижний график), формирующего фронт релаксации в течение времени τ по линейной зависимости (4.37).

При достижении порога $U_{01} = U_{0i}$ на выходе инвертора формируется нулевой уровень U_{00} (нижний график) по модели (4.37) за время T_0 . В момент равенства $U_{0i} = U_{00}$ на выходе линии задержки (верхний график) также появляется линейно убывающий сигнал U_{0i} вида (4.37), который приложен к первому входу инвертора. Через интервал T_0 нормированный сигнал U_{0i} достигает порога U_{00} , а на выходе элемента 2И-НЕ нулевой потенциал входа инвертируется в единичный логический уровень также за время T_0 , что соответствует следующему циклу.

Анализ временных диаграмм показывает, что период T релаксации числового генератора включает четыре аналогичных интервала длительностью T_0 . Поэтому достаточно рассчитать первый интервал, а результат учесть для вычисления периода T . На первом интервале $\tau = \{0, \tau_1\}$, согласно алгоритму (4.38) и модели (4.37), равенство $U_{0i} = U_{01}$ имеет вид

$$U_{0i} = \frac{1}{T_0} \int_0^{\tau_1} U_{01} dt,$$

что соответствует после интегрирования выражению

$$U_{0i} = \frac{\tau_1 - 0}{T_0} U_{01}$$

и решению $\tau_1 = T_0$. Отсюда период релаксации число-импульсного генератора определяется тетрадой периодов граничной частоты $T = 4T_0$.

Математическое обеспечение в виде временной характеристики $\tau(U)$, алгоритма (4.38) сравнения и статического равенства по модели (4.37) систематизировано в табл. 4.3, 3в, а в 3б приведена таблица переключения логических элементов. Следует акцентировать внимание на дополнительные ресурсы логических элементов, составляющих линию задержки, предполагающую программное управление числом элементов периода релаксации число-импульсного генератора.

Таким образом, анализ релаксационных генераторов в базисе ИС показывает на их аппаратно управляемую структуру с фиксированным алгоритмом переключения. Математическое обеспечение генераторов, кроме алгоритма, включает математическую модель и амплитудно-временную характеристику. Основные формы функции релаксации импульсов представлены схемами и таблицами, временными диаграммами и математическим обеспечением, отражающими грани единого целого – информационного обеспечения микропроцессорных средств.

Достоинством аппаратно управляемых генераторов является простота схемных решений и экономическая эффективность, к недостаткам относятся регламентированный диапазон и точность релаксации последовательности импульсов, которые не разрешимы в базисе малых интегральных схем. Метрологические противоречия по точности и диапазону доступны на уровне СИС и БИС в базисе программируемой логики с адаптивным управлением. Основой интеллектуальных интерфейсов ввода-вывода и памяти служат программно управляемые генераторы импульсов.

4.4. Таймеры

Программно управляемые генераторы амплитуды, времени и кода за счет многофункциональности называют делителями или умножителями сигнала, программируемыми таймерами или формирователями. Основой генерации сигналов служит промежуточное преобразование в интервалах времени, поэтому генераторы в базисе БИС определяют как таймеры.

Основным информационным процессом на уровне БИС является хранение сообщений, т.е. управление по программе в координатах время – пространство – функция. В соответствии со способами хранения информации программно управляемые генераторы логично классифицировать на временные, пространственные и функциональные таймеры. По архитектуре БИС дифференцируют процесс хранения на аппаратные средства для копирования сообщений и программное обеспечение, управляющее адресным пространством. Ниже рассмотрим таймеры в основных формах представления функции генерации на уровне схемотехники, математики и физики.

4.4.1. Временные таймеры

Временные таймеры служат для формирования последовательности импульсов в широтной, частотной и фазовой форме с программным управлением параметрами импульсов пропорционально коду. Основой таймеров времени являются счетчики и регистры, дешифраторы и мультиплексоры. Синхронные генераторы включают последовательное соединение опорного генератора и управляемого по программе таймера, асинхронные генераторы реализуют в виде канала со следящей обратной связью, организованного на цифровых СИС.

Асинхронные управляемые генераторы отличаются широким динамическим диапазоном за счет релаксации импульсов на граничной частоте переключения СИС. Рассмотрим временные таймеры на примере частотного формирователя асинхронной последовательности импульсов из сравнения кодоимпульсных сигналов. Кодоимпульсная последовательность N формируется на прямых выходах Q счетчика (табл. 4.4, 2а) по срезу тактового импульса частоты F_0 , поступающего на вход C синхронизации (2г, верхний график). На инверсном выходе \bar{Q} счетчика появляется код \bar{N} (2г, нижний график) с задержкой T_0 граничной частоты переключения элементов СИС. Последовательности кодов N и \bar{N} сравниваются цифровым компаратором по алгоритму:

$$\text{если } N \begin{cases} = \\ \neq \end{cases} \bar{N}, \text{ то } F_0 = \begin{cases} 1; \\ 0, \end{cases} \quad (4.39)$$

где логическая единица соответствует высокому уровню потенциала, а ноль – низкому. На выходе компаратора формируется последовательность импульсов с частотой релаксации

$$F_0 = \frac{N}{T} \quad (4.40)$$

пропорционально коду N и периоду T включения генератора (табл. 4.4, 2а).

4.4. Таймеры

	1. Функциональные	2. Временные	3. Пространственные																																																																																																																																																								
а) с х е м ы																																																																																																																																																											
б) т а б л и ц ы	<table border="1" style="font-size: small; border-collapse: collapse;"> <tr><th>F_0</th><th>$Q1$</th><th>2</th><th>3</th><th>4</th><th>5</th><th>6</th><th>U</th></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>1,6</td></tr> <tr><td>2</td><td></td><td>1</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>3,2</td></tr> <tr><td>3</td><td></td><td></td><td>1</td><td></td><td></td><td></td><td>4,9</td></tr> <tr><td>4</td><td></td><td></td><td></td><td>1</td><td></td><td></td><td>6,6</td></tr> <tr><td>5</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>1</td><td></td><td>8,3</td></tr> <tr><td>6</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>1</td><td>10</td></tr> </table>	F_0	$Q1$	2	3	4	5	6	U	1	1						1,6	2		1					3,2	3			1				4,9	4				1			6,6	5					1		8,3	6						1	10	<table border="1" style="font-size: small; border-collapse: collapse;"> <tr><th>C</th><th>$Q1$</th><th>$Q2$</th><th>$\overline{Q1}$</th><th>$\overline{Q2}$</th><th>F_0</th></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> </table>	C	$Q1$	$Q2$	$\overline{Q1}$	$\overline{Q2}$	F_0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1	0	0	<table border="1" style="font-size: small; border-collapse: collapse;"> <tr><th></th><th>$a1$</th><th>2</th><th>i</th><th>n</th><th>$Q1$</th><th>2</th><th>i</th><th>n</th></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>2</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>3</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>i</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>n</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> </table>		$a1$	2	i	n	$Q1$	2	i	n	1	1	0	0	0	1	1	0	0	2	1	1	0	0	1	1	0	0	3	1	1	0	0	1	1	0	0	i	1	1	1	0	1	1	1	0	n	1	1	1	1	1	0	0	0
F_0	$Q1$	2	3	4	5	6	U																																																																																																																																																				
1	1						1,6																																																																																																																																																				
2		1					3,2																																																																																																																																																				
3			1				4,9																																																																																																																																																				
4				1			6,6																																																																																																																																																				
5					1		8,3																																																																																																																																																				
6						1	10																																																																																																																																																				
C	$Q1$	$Q2$	$\overline{Q1}$	$\overline{Q2}$	F_0																																																																																																																																																						
1	0	0	1	1	1																																																																																																																																																						
0	1	0	1	1	0																																																																																																																																																						
1	1	0	0	1	1																																																																																																																																																						
0	0	1	0	1	0																																																																																																																																																						
1	0	1	1	0	1																																																																																																																																																						
0	0	0	1	0	0																																																																																																																																																						
	$a1$	2	i	n	$Q1$	2	i	n																																																																																																																																																			
1	1	0	0	0	1	1	0	0																																																																																																																																																			
2	1	1	0	0	1	1	0	0																																																																																																																																																			
3	1	1	0	0	1	1	0	0																																																																																																																																																			
i	1	1	1	0	1	1	1	0																																																																																																																																																			
n	1	1	1	1	1	0	0	0																																																																																																																																																			
в) ф о р м у л ы	$U = \frac{1}{TF_0} \int_0^N U_0 dn$ $U = U_0 \frac{N}{N_{\max}}$	$N \begin{cases} = \\ \neq \end{cases} \overline{N}, \text{ то } F_0 = \begin{cases} 1; \\ 0 \end{cases}$ $F_0 = \frac{N}{T}$	$N_k = \sum_{i=1}^n \xi_{ik} a_k(i)$ $a_{k+1}(i) = a_k(i)$																																																																																																																																																								
г) д и а г р а м м ы																																																																																																																																																											

Математическое обеспечение программируемого таймера в виде алгоритма (4.39) и динамической характеристики (4.40) систематизировано в табл. 4.4, 2а. Таблица состояния (табл. 4.4, 2б) иллюстрирует программу работы асинхронного генератора на примере сравнения двоичного кода по двум разрядам $\{Q\}_1^2$ и $\{\bar{Q}\}_1^2$. Нечетные состояния отражают равенство кодов $N = \bar{N}$ на выходах $\{Q, \bar{Q}\}$ счетчика, что соответствует равенству потенциалов логического уровня на первых $\{a\}$ и вторых $\{b\}$ шинах сравнения компаратора и формированию логической единицы на его выходе. Логический нуль появляется при неравенстве кодов $N \neq \bar{N}$, как показано для четных состояний таблицы, так как при этом потенциалы на информационных шинах $\{a\}$ и $\{b\}$ не равны из-за неустановившихся процессов на выходах $\{Q, \bar{Q}\}$ счетчика.

Временные диаграммы (табл. 4.4, 2з) поясняют динамику функционирования временного таймера на примере линейно возрастающего кода N за период T сканирования. При увеличении разрядности счетчика число импульсов в таймере управляется по программе кодом N и периодом T включения. Временные диаграммы отражают физику генерации импульсов за восемь состояний, формируемых на двух разрядах прямых $\{Q\}$ и инверсных $\{\bar{Q}\}$ шинах счетчика, что соответствует появлению четырех импульсов (верхний график) за один цикл T сканирования. Таймер формирует импульсы в непрерывном режиме при наличии разрешающего потенциала на входе V счетчика. Более простое решение реализуется в пространственных генераторах на ПЗУ.

4.4.2. Пространственные таймеры

Пространственные таймеры являются цифровыми формирователями последовательностей импульсов с параллельным интерфейсом со следящей обратной связью. В отличие от временных таймеров последовательного действия с число-импульсным преобразованием цифровые формирователи инициируют релаксацию кодоимпульсной последовательности. В каждом цикле релаксации по программе формируется из разрядов адресного пространства интерфейса параллельный код

$$N_k = \sum_{i=1}^n \xi_{ik} a_k(i) \quad (4.41)$$

весом $\xi_{ik} = \overline{a_k(i) - 1}$ и основанием $a_k(i)$ на i -й позиции разряда для k -го состояния цикла.

Адресное пространство таймера программируется таблицей состояния (см. табл. 4.4, 3б) форматом $2n \times m$ с указанием разрядов входного N_k и выходного N_{k+1} кодов соответственно в таблицах дешифратора и мультиплексора, отражающих состояния в k -й и $(k+1)$ -й моменты времени, $k = \overline{1, m}$. Таблицу кодов дешифратора синтезируют [20] по правилам адресации параллельного кода с произвольной выборкой, например, позиционного единичного. Столбцы нумеруют согласно i -м позициям ($i = \overline{1, n}$) входного кода N_k с указанием оснований $a_k(i)$. При n -мерной адресации иллюстрируют два-три первых и последних разряда кода N_k , а также i -ю позицию, что повышает наглядность и читабельность функции генерации.

Строки таблицы адресуют k -е состояния кодов, систематизированных последовательно во времени в программу с произвольным доступом к памяти. При m -мерной длине программы показывают два-три первых и последних состояний программы, а также k -й шаг. Для симметричной матрицы программы n^2 , когда $n = m$, строки адресуют и иллюстрируют аналогично столбцам таблицы кодов.

Таблица мультиплексора размерностью $n \times m$ адресуется подобно исходной матрицы кодов N_k по правилам произвольной выборки. Мнемотехника программирования таблицы мультиплексора определяется оператором и предполагает прямую и относительную адресацию в явном и функциональном представлении. В табл. 4.4, 3б приведен пример косвенной адресации, сконструированный из k -й матрицы входной программы за счет структурного сдвига последней на один шаг. При этом основания кодов модифицированы по алгоритму [28]

$$a_{k+1}(i) = a_k(i) \quad (4.42)$$

со сдвигом кодов на один шаг $N_{k+1} = N_k$ и аналогичными программами последовательного счета, реализующими математическую модель таймера времени.

Математическое обеспечение на уровне алгоритма (4.42) управления и кода (4.41) программирования приведено в табл. 4.4, 3в, а временные диаграммы последовательного счета иллюстрируют физику изменения кодов N_k и N_{k+1} по линейно нарастающему закону (см. там же, 3з). Частоту F_0 релаксации определяет период T счета программы за m шагов длительностью τ_k граничной частоты переключения элементов матрицы СИС. В

простейшем случае $\tau_k = \tau_{k+1} = \tau_0$, а период прохождения программы определяется суммой $T = \sum_{k=1}^m \tau_k$ или с учетом

$F_0 = 1 / \tau_0$ выражением

$$\tau_0 \sum_{k=1}^m 1_k \approx \frac{1}{F_0} \int_0^m dm,$$

аппроксимируемым в области высоких частот интегралом. После несложных математических преобразований определяются частота F_0 релаксации аналогично отношению (4.40) и число импульсов генерации за период T

$$m = TF_0. \quad (4.43)$$

Схема таймера на программируемой логической матрице представлена в табл. 4.4, 3а. Информационные выходные разряды Q_i ПЛИМ объединены шиной с одноименными адресами a_i , где $i = \overline{1, n}$. Нулевой адрес a_0 служит входом синхронизации, а соответствующий выход Q_0 является программируемым выходом таймера, генерирующим последовательность импульсов с частотой $F = F_0 / m$ согласно зависимости (4.43), так как $T = 1 / F$. На адресных входах a_i в k -м состоянии формируется код N_k по соотношению (4.41), а на выходах Q_i появляется код N_{k+1} по алгоритму (4.42) и программе, регламентированной таблицей состояния (табл. 4.4, 3б). Коды N_k и N_{k+1} изменяются по линейному закону (там же, 3з) и на параллельном интерфейсе генерируется пилообразный сигнал в цифровом эквиваленте, который может быть преобразован в амплитуду с помощью ЦАП для организации прецизионных мер тока и напряжения. Генераторами аналоговых сигналов служат также функциональные таймеры.

4.4.3. Функциональные таймеры

Функциональные таймеры формируют по программе импульсы заданной формы с регламентированными параметрами амплитуды тока или напряжения, сопротивления или проводимости. Прецизионная форма аналогового сигнала достигается преобразованием цифрового эквивалента в амплитуду эталонных мер, которую сравнивают с опорным значением амплитуды за период сканирования. Цифровой эквивалент организуют в коде за счет сканирования импульсами фиксированной частоты в течение периода сравнения сигналов по амплитуде.

Способ цифроаналогового преобразования за широту периода реализуется функциональным таймером при помощи интерфейса со следящей обратной связью. Схема интерфейса (табл. 4.4, 1а) содержит последовательное включение компаратора (К), счетчика (С) и цифроаналогового преобразователя (ЦАП). Компаратор сравнивает амплитуды эталонных мер U с опорным напряжением U_0 по алгоритму:

$$\text{если } U \begin{cases} < \\ \geq \end{cases} U_0, \text{ то } U_{\text{вых}} = \begin{cases} 1; \\ 0 \end{cases} \quad (4.44)$$

и формирует на выходе широтный T сигнал в момент появления логической единицы, соответствующей потенциалу $U_{\text{вых}}$ высокого уровня. Счетчик за период T формирует код N из импульсов тактовой частоты F_0 по зависимости (4.43), так как

$$N = F_0 \int_0^T dt.$$

ЦАП из кода N организует по линейному закону набор эталонных мер в аналоговом эквиваленте

$$U = \frac{1}{TF_0} \int_0^N U_0 dn, \quad (4.45)$$

что соответствует характеристике (табл. 4.4, 1в)

$$U = U_0 N / N_{\text{max}} \quad (4.46)$$

согласно выражению (4.43), так как $N_{\text{max}} = TF_0$.

Математическое обеспечение функционального таймера включает алгоритм (4.44), математическую модель (4.45) и статическую характеристику (4.46).

Программное обеспечение схемы (табл. 4.4, 1а) представлено таблицей код-напряжение, отражающей характеристику (4.46). Цифровой сигнал приведен на примере позиционного кода (табл. 4.4, 1б)

$$N = \sum_{i=1}^n \xi_i i,$$

где вес кода $\xi_i = \overline{0, 1}$, а основание кода i реализуется разрядами Q_i счетчика. Для наглядности таблица выбрана 6×6 и иллюстрирует работу шестиразрядного счетчика при делении опорного напряжения $U_0 = 10$ В. На практике используется, как правило, двоичный код с разрядностью ЦАП и счетчика $i \geq 8$.

Временные диаграммы (табл. 4.4, 1э) поясняют динамику работы функционального генератора. За время T сравнения амплитуд U и U_0 счетчик суммирует импульсы частотой F_0 в код N по линейному закону (верхний график) в момент T , когда $U < U_0$. При выполнении условия $U \geq U_0$ на выходе компаратора появляется нулевой потенциал, и счетчик прекращает счет импульсов. Это соответствует максимальному коду N_{\max} счетчика, который обнуляется последним импульсом. После обнуления по алгоритму (4.44) на выходе ЦАП вновь формируется линейно нарастающий сигнал (4.46), и процесс генерации осуществляется вышеописанным образом.

Функциональный таймер реализует преобразование амплитуды по любому закону в соответствии с программой управления счетчиком. Жесткая программа реализуется на ПЗУ за счет «прошивки» матрицы по алгоритму заданной функции, а при замене счетчика микропроцессором генерируется необходимый вид функции, определяемой оператором по программе.

Программируемые генераторы импульсов, амплитуды и кода служат формирователями сигнала и магазином образцовых мер, генераторами функций и таймерами времени, операционными преобразователями и источниками энергии. На базе программируемых генераторов конструируют аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи автоматических интерфейсов ввода-вывода.

Выводы

1. Базисами АИС импульсной техники являются компараторы и формирователи, выполняющие функции анализа исследуемого сигнала с управляемым интегралом мер для представления информации в нормируемый эквивалент, определяемый автоматизацией аналитического контроля и технологических процессов, электрооборудования и энергопотребления.
2. Аналого-импульсные схемы интегрируются по вертикали и дифференцируются по горизонтам по вектору развития информационных процессов обмена и преобразования, управления и хранения информации.
3. Эффективность аппаратных средств АИС повышает дифференциация процесса преобразования на способы амплитудно- и время, число и кодоимпульсного представления при классификации компараторов и интеграторов на аналоговые, импульсные и цифровые.
4. АИС развиваются по вертикали от аппаратных средств компараторов и интеграторов ИС в архитектуру генераторов СИС и таймеров БИС за счет интеграции информационных процессов в программно управляемое преобразование.
5. Показана эффективность анализа и синтеза АИС методами делителя напряжения и программирования по аналогии для выявления условий разбаланса моста и создания минимизированных таблиц состояния, развивающих комбинаторную структуру АИС в упорядоченную архитектуру АЦП и ЦАП с линейным представлением информации в нормируемые эквиваленты мер.

5. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Проведен информационный анализ становления аппаратных средств и программного обеспечения аналого-цифровых (АЦП) и цифроаналоговых преобразователей (ЦАП) в гибкую архитектуру автоматических интерфейсов ввода-вывода (АИВВ) для синтеза интеллектуальных интерфейсов с матричной архитектурой, интегрирующей информативное математическое обеспечение и эффективные метрологические средства в коммуникабельное информационное обеспечение микропроцессорных систем с адаптивным диапазоном контроля и регулируемой точностью, определяемыми погрешностью нормируемых мер.

Аппаратные средства совершенствуются от ИС к СИС при интеграции информационных процессов в аппаратно управляемое преобразование сигнала, по которому АЦП и ЦАП систематизированы на амплитудно-, время- и кодоимпульсные. По способам преобразования сигнала показано развитие морфологических признаков, структур и связей от АЦП на основе интегратора к генераторам со следящей обратной связью на мультивибраторе и ЦАП. Упорядочивание комбинаторных схем в программируемые логические матрицы (ПЛМ) проиллюстрировано на примере анализа параллельных АЦП и ЦАП для синтеза комбинированных и смешанных преобразователей в базах СИС и БИС.

Архитектура, как неделимая совокупность аппаратных средств и программного обеспечения, организуется программно управляемым преобразованием сигнала при интеграции процесса обмена с хранением информации для реализации функций обработки и измерения. Показано развитие функциональных признаков, моделей и алгоритмов, архитектуры преобразователей по способам измерения для их классификации на последовательные, параллельные и смешанные (параллельно-последовательные). На примере АЦП следящего действия, двойного интегрирования и поразрядного уравнивания доказано совершенствование архитектуры по вектору развития математического обеспечения и повышения эффективности метрологических средств.

Анализ и синтез функций преобразования и измерения приведен в основных формах схемотехники, математики и физики методами эквивалентных преобразователей и программ, реализующих априори адаптивный диапазон и регулируемую точность, обусловленные принципами аналогии и эквивалентности, инверсии и симметрии. Проектирование АЦП и ЦАП предлагается по единой методике оценки метрологической эффективности АИВВ (относительной или приведенной погрешности) за счет эквивалентных нормированных статических характеристик с линейным представлением амплитуды в цифровой эквивалент.

Показаны преимущества информационной технологии проектирования АИВВ для различных архитектур АЦП, обусловленных способами преобразования и измерения, по отношению к комбинаторным методам итерационного анализа. При этом хаотический перебор массива узкоспециализированных решений заменяется целенаправленным синтезом и анализом гибкой архитектуры АЦП адаптивных АИВВ коммуникабельных микропроцессорных систем.

5.1. Последовательные АЦП

Амплитудно-дискретное преобразование последовательного действия предполагает промежуточное формирование импульсного сигнала по широте или частоте, фазе или скважности. При этом одновременно присутствуют амплитудно-временное и импульсно-цифровое преобразования, которые организуют последовательно друг за другом при кольцевой архитектуре микропроцессорных средств. По способам обмена информации различают синхронные широтно-, частотно- и фазоимпульсные преобразования, а также асинхронное времяимпульсное представление сигнала и иницируемое по программе ритмом.

Измерительные процессы дифференцируют последовательные аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи на интегральные, дифференциальные и компенсационные с двойным интегрированием. Если интегральные и дифференциальные АЦП непосредственно измеряют сигнал, гальванически связанный со входом и выходом, то отличительной особенностью компенсационных АЦП является последовательная во времени обработка исследуемого и образцового сигналов с их гальванической развязкой по входу и выходу топологического пространства. Компенсационные преобразования АЦП двойного интегрирования отличают прецизионная точность и высокая помехозащищенность, широкий диапазон и регламентированная чувствительность. Данные АЦП из-за своих особенностей рассмотрены при изучении сложных структур смешанного действия (см. 5.3.2), а ниже анализируются простые технические решения широтного и частотного типа.

Последовательные АЦП по конструктивным решениям классифицируют в виде схем на интеграторе, генераторе и ЦАП, последние из которых отличают низкая погрешность и расширенный диапазон, высокая интеграция дифференцированных функций – особенность АЦП на генераторах, а простота и наглядность присущи АЦП на интеграторе.

5.1.1. АЦП на интеграторе

Условия преобразования сигналов позволяют синтезировать по принципу аналогии схемы АЦП. При последовательном преобразовании амплитуды в код через временной интервал, на первом шаге формируют импульс шириной τ пропорционально исследуемому напряжению U , а затем организуют код N импульсами частотой F_0 эквивалентно времени τ на втором шаге. Решение сводится к поэтапному синтезу аналого-импульсного

(АИП) и импульсно-цифрового (ИЦП) преобразователей по соответствующим необходимым и достаточным условиям.

Необходимым условием аналого-импульсного преобразования является сравнение исследуемой амплитуды напряжения U с образцовыми мерами U_{0i} за интервал τ . Функцию сравнения двух аналоговых сигналов с представлением их в широту реализует компаратор К по алгоритму:

$$\text{если } U \begin{cases} > \\ \leq \end{cases} U_{0i}, \text{ то } \tau = \begin{cases} 1(t); \\ 0(t). \end{cases} \quad (5.1)$$

Достаточное условие аналого-импульсного преобразования требует различия двух сигналов во временном соотношении хотя бы на порядок. Предполагаем для простоты рассуждений, что исследуемый сигнал U изменяется медленно, т.е. является постоянным при его сравнении с мерами U_{0i} , тогда достаточному условию удовлетворяет линейно нарастающий сигнал U_{0i} , на порядок во времени отличающийся от постоянного. Из опорного сигнала U_0 формирует линейно нарастающую амплитуду U_{0i} , например, аналоговый интегратор И с характеристикой

$$U_{0i} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} U_0 dt, \quad (5.2)$$

где $T = RC$ – постоянная времени интегрирования, эквивалентная максимальной широте $\tau_{\max} \leq T$ для выполнения линейного преобразования по необходимому условию. Для этого предусмотрим синхронизацию интегратора И импульсами с периодами T , назначение которых обнулять интегратор И в начале цикла измерения.

Следовательно, решением промежуточного представления амплитуды во время по методу аналогии может служить амплитудно-импульсный преобразователь (АИП) из последовательного включения интегратора И и компаратора К (см. табл. 5.1, 1а). Исследуемый сигнал U поступает на первый вход компаратора К для сравнения с мерами U_{0i} , формируемыми интегратором И из опорного напряжения U_0 .

В каждом цикле на выходе интегратора И появляется пилообразный сигнал, обусловленный линейным нарастанием амплитуды напряжения по динамической характеристике (5.2) до максимального значения и его обнулением импульсом синхронизации тактовой частоты $F = 1 / T$ в начале периода T (см. табл. 5.1, 1з, верхний график). На выходе компаратора К формируется широтно-импульсный сигнал τ от начала периода T измерения до момента сравнения амплитуд $U = U_{0i}$ (там же, средний график) в соответствии с алгоритмом (5.1).

Синтез дискретного преобразователя широты τ в код N аналогичен созданию АИП, но по условиям импульсно-цифрового преобразования функции. Необходимое условие требует сравнения исследуемой и образцовой импульсных последовательностей за период T измерения, а достаточное – регламентирует точность преобразования, определяемую погрешностью кодирования. Указанным условиям в импульсной и цифровой технике удовлетворяет счетчик, суммирующий число n импульсов фиксированной частоты F_0 на интервале широтой τ за период T с их представлением в код N по зависимости

5.1. Последовательные АЦП

	1. на интеграторе	2. на ЦАП	3. на мультивибраторе
а) схемы			
б) характеристики			
в) формулы	$U \begin{cases} > \\ \leq \end{cases} U_{0i}, \text{ то } \tau = \begin{cases} 1; \\ 0 \end{cases}$ $U_{0i} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} U_0 dt$ $N = \int_0^{\tau} F_0 dt$ $U/U_0 = \tau/T = N/N_m$ $N = N_m U/U_0$	$U \begin{cases} > \\ \leq \end{cases} U_{0i}, \text{ то } \tau = \begin{cases} 1; \\ 0 \end{cases}$ $U_{0i} = U_0 \frac{N}{N_m}$ $N = \int_0^{\tau} F_0 dt$ $U/U_0 = \tau/T = N/N_m$ $N = N_m U/U_0$	$U \begin{cases} > \\ \leq \end{cases} U_{0i}, \text{ то } f = \begin{cases} 1; \\ 0 \end{cases}$ $U_i = -\frac{1}{T} \int_0^{\tau} U dt$ $N = \int_0^{\tau} f dt$ $U/U_0 = f/F = N/N_m$ $N = N_m U/U_0$
г) диаграммы			

$$N = \int_0^{\tau} F_0 dt. \quad (5.3)$$

Частота F_0 с периодом $T = \tau_{\max}$ связаны, как следует из выражения (5.3), максимальным кодом N_{\max}

$$N_{\max} = F_0 T,$$

а с минимальной дискретой времени $\Delta\tau$, при которой $\Delta N = 1$, соотношением

$$1 = F_0 \Delta\tau.$$

Через погрешность ε_τ и диапазон $D_\tau = \tau_{\max} - \tau_{\min}$ широтного преобразования также можно рассчитать частоту F_0 счета импульсов

$$F_0 = \frac{1}{\varepsilon_\tau D_\tau}.$$

Совместное решение уравнений (5.2) и (5.3) при условии (5.1) $U = U_{0i}$ позволяет найти статическую характеристику широтного АЦП на интеграторе

$$N = N_{\max} \frac{U}{U_0}, \quad (5.4)$$

а также пропорциональные соотношения амплитуды, времени и кода

$$\frac{U}{U_0} = \frac{\tau}{T} = \frac{N}{N_{\max}}, \quad (5.5)$$

подтверждающие линейные преобразования сигнала. Входные и выходные значения напряжений, широты и кода связаны между собой погрешностью ε_A , дискретой ΔA и диапазоном $D_A = A_{\max} - A_{\min}$ преобразования, где $A = \{U, \tau, N\}$ – сигнал, соответствующий амплитуде U , широте τ и коду N . Например, приведенная погрешность ε_U по напряжению определяется соотношением

$$\varepsilon_U = \frac{\Delta U}{U_{\max} - U_{\min}}, \quad (5.6)$$

аналогичные зависимости справедливы для время- и кодоимпульсных оценок, так как $\varepsilon_A = \varepsilon_U = \varepsilon_\tau = \varepsilon_N$.

Структурная схема широтного АЦП (табл. 5.1, 1а) состоит из последовательного соединения аналого-импульсного и импульсно-цифрового преобразователей с линейными статическими характеристиками (там же, 1б) $\tau / T = U / U_0$ и $N / N_{\max} = U / U_0$, которые следуют из математического обеспечения (там же, 1в). Оно интегрирует алгоритм (5.1) и условие баланса амплитуд, динамические (5.2), (5.3) и статическую (5.4) характеристики АИП, ИЦП и АЦП. В счетчике С (там же, 1а) за широту τ суммируются импульсы опорной частоты F_0 и формируется код $N = F_0 \tau$ в соответствии с характеристикой (5.3). Разрядные шины счетчика С служат выходами АЦП, а код N изменяется аналогично пилообразному сигналу образцового напряжения U_{0i} мер, но с усеченной вершиной (см. табл. 5.1, 1г, нижний график) за счет хранения информации с момента τ равенства амплитуд $U = U_{0i}$ до конца периода T измерения.

Анализ АЦП организуют для каждого блока в частности и АЦП в целом по соотношениям (5.6), регламентированным погрешностью ε_0 . Если вычисленная погрешность меньше или равна заданной $\varepsilon_0 \geq \varepsilon_A$, то рассчитывают характеристики следующего блока, в противном случае $\varepsilon_0 < \varepsilon_A$ корректируют значения диапазона D_A или дискреты ΔA проектируемого преобразователя. При завершении анализа характеристик блоков оценивают погрешность и диапазон АЦП в целом, проектирование завершают, если выполняются условия задания. Под проектированием АЦП понимают неделимый комплекс синтеза и анализа функции амплитудного, импульсного и дискретного преобразования в основных их формах представления на уровне схемотехники, математики и физики.

Информационная методика проектирования включает синтез аналоговых, импульсных и дискретных блоков в основных формах представления функций преобразования (схемы и характеристики, формулы и диаграммы) по принципам аналогии соответственно заданным диапазонам и погрешностям (5.6) и анализ рассчитанных значений по регламентам задания. Итоговый анализ линейности преобразования по критерию метрологической эффективности завершает проектирование АЦП.

Следует подчеркнуть неделимость проектирования как совокупности синтеза и анализа функций преобразования в основных формах представления. При этом в процессе анализа одной из форм представления функции осуществляется синтез другой формы. Например, анализ схемы инициирует синтез характеристик, формул или временных диаграмм, а анализ последних приводит к синтезу математического и программного обеспече-

ния. Анализ эффективности метрологических средств формирует аппаратные средства, анализ которых организует мнемонические и математические формы функций преобразования.

5.1.2. АЦП на основе ЦАП

Анализ временных диаграмм (табл. 5.1, 1з) схемы АЦП (табл. 5.1, 1а) показывает подобие динамических характеристик $U_{0i}(t) \approx N(t)$ на выходах интегратора И (5.2) и счетчика С (5.3), которые отличаются лишь усеченной вершиной, а также способами преобразования сигналов: в аналоговой и дискретной форме. Это позволяет утверждать об аналогичных функциях преобразования интегрирования амплитуды И и суммирования С импульсов. Известно, что точность цифровых преобразований значительно выше аналоговых из-за отсутствия температурных, временных и параметрических дрейфов амплитуды. Дублирование функций интегрирования и счета повышает погрешность преобразования и не позволяет организовать следящую обратную связь между кодом N счетчика и мерами напряжения U_{0i} интегратора. Для устранения указанных недостатков целесообразно из схемы (табл. 5.1, 1а) исключить аналоговый интегратор И, а по принципу аналогии использовать цифроаналоговый преобразователь (ЦАП).

ЦАП организуют из последовательного включения счетчика С и управляемого делителя напряжения (УДН) или тока (там же, 2а) со статической характеристикой

$$U_{0i} = U_0 N / N_{\max}. \quad (5.7)$$

Принимая во внимание динамическую характеристику (5.3) счетчика С и численное значение интегрирования импульсов с частотой F_0 за широту τ , а также условие $U_{0i} = U$ баланса находим зависимость

$$U = U_0 F_0 \tau / N_{\max},$$

откуда следует статическая характеристика АЦП на основе ЦАП

$$N = N_{\max} U / U_0, \quad (5.8)$$

аналогичная выражению (5.4) схемы АЦП на интеграторе.

Схема АЦП на основе ЦАП включает последовательное соединение (там же, 2а) компаратора К, счетчика С и делителя УДН, образующих следящую обратную связь: напряжение-время-код-напряжение. Это позволяет компенсировать погрешности преобразования, увеличить число нормированных мер и значительно расширить линейный диапазон.

Анализ схемы АЦП (табл. 5.1, 2а), характеристик (там же, 2б) и формул (там же, 2в) позволяет синтезировать временные диаграммы (там же, 2з), подобные АЦП на интеграторе (там же, 1з). Отличие заключается в эквивалентных преобразованиях мер амплитуды $U_{0i} = kN$ (см. 5.7) и кода N , которые имеют трапециевидную форму по напряжению U_{0i} на выходе УДН и числу N импульсов на шине счетчика С. Как видно из диаграмм (там же, 2з), компаратор К работает по предыдущему алгоритму (5.1)

АЦП на основе ЦАП частотного типа синтезируют по принципу инверсии из схемы с широтным представлением. Для этого достаточно поменять друг на друга информационные сигналы U_0 и U на входах УДН и компаратора К (табл. 5.1, 2а). В этом случае математическое обеспечение широтного типа (там же, 2в) инвертируется на частотное представление (там же, 3в), аналогичное асинхронным АЦП, реализуемым на генераторах, например, мультивибраторах.

5.1.3. АЦП на мультивибраторе

АЦП на мультивибраторе является логическим развитием АЦП на интеграторе за счет интеграции последнего с компаратором в генератор импульсов для реализации функции аналого-импульсного преобразования. В мультивибраторе (см. табл. 5.1, 3а) интегратор реализован RC -цепочкой отрицательной обратной связи операционного усилителя, положительная обратная связь которого организует компаратор резистивным делителем R_1, R_2 . При поступлении исследуемого сигнала U на входы мультивибратора на его выходе формируется последовательность импульсов с частотой f , пропорциональной амплитуде. Частота импульсов преобразуется в код N за период T синхронизации счетчиком С.

Компаратор мультивибратора определяет алгоритм аналого-импульсного преобразования:

$$\text{если } U_0 \begin{cases} > \\ \leq \end{cases} U_i, \text{ то } f = \begin{cases} 1(t); \\ 0(t), \end{cases} \quad (5.9)$$

и условие баланса амплитуд опорного U_0 и интегрированного U_i напряжений $U_0 = U_i$. Интегратор мультивибратора повышает порядок времени преобразования исследуемого U сигнала по динамической характеристике

$$U_i = -\frac{1}{T_0} \int_0^{\tau} U dt, \quad (5.10)$$

где $T_0 = RC$ – постоянная времени интегрирования, знак минус отражает инвертирование амплитуды. Частота $f = 1/\tau$ релаксации аналого-импульсного преобразования находится из выражения (5.10) в виде линейной зависимости

$$f = F_0 U / U_0 \quad (5.11)$$

для момента τ баланса амплитуд $U_i = U_0$ с учетом замены $F_0 = 1/T_0$.

Импульсно-дискретное преобразование частоты f в код N организуется счетчиком C (см. табл. 5.1, 3а) за период T по характеристике

$$N = \int_0^T f dt. \quad (5.12)$$

Совместное решение выражений (5.11) и (5.12), с учетом $-F_0 T = N_{\max}$, приводит к статической характеристике АЦП частотного типа

$$N = N_{\max} U / U_0, \quad (5.13)$$

аналогичной по структуре для АЦП с широтным представлением сигнала (см. выражения 5.4 и 5.8). Из анализа характеристик (5.10 – 5.13) очевидна линейная пропорциональность амплитуды U/U_0 , кода N/N_{\max} и частоты f/F_0 , однако, время-амплитудная статическая характеристика $\tau/T_0 = U/U_0$ описывается обратной зависимостью (см. табл. 5.1, 3б).

Отличие частотного преобразования от широтного иллюстрируют временные диаграммы (табл. 5.1, 3з) АЦП на мультивибраторе. На верхней диаграмме асинхронно сопоставляются интегралы (5.10) амплитуд U_i с опорным напряжением U_0 . В момент τ их равенства $U_i = U_0$ генерируются на выходе мультивибратора импульсы с частотой f (табл. 5.1, 3з, средний график) по характеристике (5.11), причем $\tau_i \neq \tau_{i+1}$. Это обусловлено формой интеграла амплитуды U_i : линейно нарастающий сигнал пилообразной формы для постоянной амплитуды U , положительной параболы для нарастающего сигнала U и инверсной параболы U_i при убывании напряжения (см. там же, 3з, верхний график). Каждый импульс частотной последовательности за период T синхронизации суммируется в счетчике C (табл. 5.1, 3а) и формирует код N (там же, 3з, нижний график) в соответствии с характеристикой (5.12). Аналогичные временные диаграммы соответствуют частотным АЦП на интеграторе (там же, 1а) и ЦАП (там же, 2а) при инвертировании исследуемого U и опорного U_0 сигналов между собой.

Сопоставительный анализ последовательных АЦП с промежуточным преобразованием в код показывает простоту схемы реализации генераторных преобразователей и аппаратную избыточность АЦП на основе ЦАП. За счет следящей обратной связи и ЦАП их точность выше, чем у преобразователей на генераторах. Функциональная избыточность ЦАП повышает гибкость АЦП, а функция хранения инициирует программное управление преобразованием и измерением информации для организации АИВВ последовательного, смешанного и параллельного счета.

Принцип инверсии позволяет использовать последовательные АЦП для цифроаналогового представления информации за счет задания кода N на информационных входах счетчика и формирования эталонной меры U_0 из нормированного напряжения U_0 при управлении компаратором по входу U потенциалом переполнения счетчика. Основным недостатком последовательных АЦП является низкая оперативность, которая повышается в преобразованиях смешанного и параллельного действия.

5.2. Параллельные АЦП и ЦАП

Импульсные преобразователи параллельного действия являются формирователями непосредственного отсчета аналогового сигнала в цифровой эквивалент и обратно. Параллельные автоматические интерфейсы целесообразно классифицировать по информационным процессам обмена и преобразования, управления и хранения сигналов на синхронные и асинхронные аналого-цифровые (АЦП) и цифроаналоговые (ЦАП) преобразователи с программной и аппаратной коммутацией токов и напряжений (зарядов и потенциалов, проводимостей и сопротивлений).

На основе АЦП и ЦАП конструируют комбинированные преобразователи параллельного действия, организующие каскадное аналого-цифровое преобразование информации с промежуточным инверсным формированием цифроаналогового сигнала в виде разницы (или алгебраической суммы) исследуемой и эквивалентной амплитуд. Каскадные преобразователи расширяют диапазон и повышают точность аналого-цифрового представления информации за счет дифференциации числа разрядов соответственно иерархии мер с повышенным классом точности и их интеграции в цифровой эквивалент с нормируемой по программе погрешностью.

Эталонные меры тока и напряжения формируют из образцового сигнала опорного генератора амплитуды (импульсов, кода) при аппаратной или программной коммутации матрицы сопротивлений по операционному

алгоритму исчисления или счисления. Простейшие преобразователи реализуют логические операции сравнения (равно, больше, меньше) и арифметические функции (сложения и вычитания, деления и умножения) для линейных представлений амплитуды в код и цифрового эквивалента в аналоговый сигнал.

Синтез и анализ ЦАП, АЦП и комбинированных преобразователей проиллюстрируем информационными методами проектирования в основных формах представления функции.

5.2.1. Управляемые делители сигналов

Управляемые делители сигналов служат основой АЦП и ЦАП для коммутации токов и напряжений за счет изменения по программе проводимости или сопротивления резистивной матрицы, включенной в цепь генератора амплитуды. По роду коммутации амплитуды делители сигналов систематизируют на управляемые делители напряжения (УДН) и тока (УДТ), характеристики и параметры которых связаны между собой эквивалентными преобразованиями. Способы преобразования сигнала дифференцируют УДН и УДТ на аналоговые, импульсные и дискретные, а по функции обработки информации делители классифицируют соответственно методам счисления на позиционные и непозиционные.

На практике широкое применение получили резистивные матрицы тока и напряжения с коммутацией сигнала в бинарном и унитарном коде. Ниже рассмотрим проектирование делителей сигнала на примере УДН с коммутацией в единичном коде, что обусловлено наглядностью и простотой синтеза и анализа функции в основных формах представления.

Делители напряжения (или тока) синтезируют по методам аналогии из основных форм представления функции деления сигнала. Анализ основных схем соединения структур сопротивления (или проводимости) показывает, что последовательное включение сопротивлений в цепь генератора напряжения организует схему делителя напряжения, а их параллельное соединение соответствует схеме делителя тока в цепи аналогичного генератора. Благодаря дуальности проводимости и сопротивления, схемы генераторов тока и напряжения, их параметры и характеристики эквивалентны.

УДН конструируют из последовательного соединения i -х структур резистивной матрицы с сопротивлениями $R_0 = R_{0,i+1} = R_{0i}$ ($i = \overline{0, n-1}$), подключаемых к выходу через коммутатор каналов n в один (см. табл. 5.2, 1а). Коммутатор адресует один из n каналов на вход операционного усилителя в соответствии с кодом управления

$$N_a = \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i a(i), \quad (5.14)$$

где $a(i) = \overline{1, \infty}$ – основание кода на i -й позиции; $\xi_i = \overline{0, a(i)-1}$ – вес кода. В унитарной форме код (5.14) с основанием $a(i) = 1_i$ и весом $\xi_i = \overline{0, 1}$ представляется видом

$$N_1 = \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i 1_i.$$

5.2. Параллельные АЦП и ЦАП

	1. ЦАП	2. АЦП/ЦАП	3. АЦП																																																												
а)																																																															
б)	<table border="1" style="margin: auto;"> <tr><th>a_0</th><th>a_1</th><th>a_i</th><th>a_{n-1}</th><th>U_{0i}</th></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>U_0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>U_1</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>U_i</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>U_{n-1}</td></tr> </table>	a_0	a_1	a_i	a_{n-1}	U_{0i}	0	0	0	0	0	1	0	0	0	U_0	1	1	0	0	U_1	1	1	1	0	U_i	1	1	1	1	U_{n-1}		<table border="1" style="margin: auto;"> <tr><th>$U \geq$</th><th>a_0</th><th>a_1</th><th>a_i</th><th>a_{n-1}</th></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>U_0</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>U_{01}</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>U_{0i}</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>U_{n-1}</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> </table>	$U \geq$	a_0	a_1	a_i	a_{n-1}	0	0	0	0	0	U_0	1	0	0	0	U_{01}	1	1	0	0	U_{0i}	1	1	1	0	U_{n-1}	1	1	1	1
a_0	a_1	a_i	a_{n-1}	U_{0i}																																																											
0	0	0	0	0																																																											
1	0	0	0	U_0																																																											
1	1	0	0	U_1																																																											
1	1	1	0	U_i																																																											
1	1	1	1	U_{n-1}																																																											
$U \geq$	a_0	a_1	a_i	a_{n-1}																																																											
0	0	0	0	0																																																											
U_0	1	0	0	0																																																											
U_{01}	1	1	0	0																																																											
U_{0i}	1	1	1	0																																																											
U_{n-1}	1	1	1	1																																																											
в)	$N = \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i a(i)$ $\xi_i = \{0, 1\}$ $R_{0,i+1}/R_{0i} = a(i)$ $U_{0i} = U_0 N / N_{\max}$	$U = \sum_{j=n}^l \frac{U_j}{k_j!}; U_j = U_0 N_j \varepsilon_j$ $\varepsilon_j / k_j! = \varepsilon_j!$ $k_j = N_{j-1, \max}$ $N = \sum_{j=n}^l U_j (\varepsilon_{j-1}!) / k_j! \varepsilon U_0$	$U \begin{cases} > \\ \leq \end{cases} U_{0i}, \text{ то } \xi_i = \begin{cases} 1; \\ 0 \end{cases}$ $N = \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i a(i)$ $R_{0,i+1}/R_{0i} = a(i)$ $N = N_{\max} U / U_0$																																																												
г)																																																															

Эквивалентное сопротивление последовательной цепи резисторов определяется суммой

$$R = \sum_{i=1}^n R_i,$$

а с учетом алгоритма коммутации

$$R_i = \begin{cases} R_0; \\ 0 \end{cases} \text{ для } \xi_i = \begin{cases} 1; \\ 0, \end{cases}$$

при условии $R_i = \xi_i R_{0i}$ находим

$$R = \sum_{i=1}^n \xi_i R_{0i}.$$

После переадресации позиций $i = \overline{0, n-1}$ для равных i -х сопротивлений получим выражение эквивалентного сопротивления в виде

$$R = R_0 \sum_{i=1}^n \xi_i 1_i = R_0 N_1$$

и полное сопротивление резистивной матрицы при $\xi_i = \xi_{i+1} = 1$

$$R_{\max} = R_0 \sum_{i=1}^n 1_i = R_0 n = R_0 N_{\max}.$$

В соответствии с информационной технологией проектирования, предполагающей линейные преобразования $U/U_{\max} = R/R_{\max}$, определим статическую характеристику УДН

$$U = U_0 N_1 / N_{\max}, \quad (5.15)$$

так как $U_{\max} = U_0$, а $R/R_{\max} = R_0 N_1 / R_0 N_{\max}$. Выражение (5.15) устанавливает линейное соотношение преобразования кода N в напряжение U при выполнении условия равенства сопротивлений резистивной матрицы УДН.

Аналогичную (5.15) характеристику УДН несложно синтезировать из схемы в процессе ее анализа методом индукции за n шагов итерации i -х состояний схемы ($i = \overline{0, n-1}$). На нулевом шаге при $a_0 = 1$, $a_i = a_{i+1} = 0$, $i = \overline{1, n-1}$ только одно сопротивление R_0 через ключ a_0 подключено к выходу УДН, на котором формируется амплитуда U_{00} из опорного напряжения U_0 . По методу делителя напряжения эквивалентная схема соответствует последовательному соединению нулевого резистора R_0 с резистором сопротивлением $R_{\max} - R_0$, а амплитуда U_{00} соответствует отношению

$$U_{00} = U_0 R_0 / \sum_{i=0}^{n-1} R_i.$$

На первом шаге итерации замыкается ключ a_1 , т.е. $a_1 = 1$, а другие ключи разомкнуты, т.е. $a_i = a_{i+1} = 0$ при $i \neq 1$. На выходе УДН появляется напряжение U_{01} , определяемое последовательным включением нулевого и первого резисторов сопротивлением $R_0 + R_1$:

$$U_{01} = U_0 (R_0 + R_1) / \sum_{i=0}^{n-1} R_i.$$

При замыкании ключа a_2 на второй итерации, когда $a_2 = 1$ для $a_i = a_{i+1} = 0$, $i \neq 2$, на выходе УДН снимается амплитуда напряжением U_{02} с трех последовательно включенных резисторов сопротивлением $R_0 + R_1 + R_2$:

$$U_{02} = U_0 (R_0 + R_1 + R_2) / \sum_{i=0}^{n-1} R_i.$$

По аналогии с вышеизложенным на i -м шаге итерации поступает напряжение U_{0i} с выхода последовательно соединенных i -х резисторов сопротивлением $R_i = \sum_{j=0}^{i-1} R_j$

$$U_{0i} = U_0 \frac{\sum_{j=0}^{i-1} R_j}{\sum_{i=0}^{n-1} R_i}, \quad (5.16)$$

так как замкнут ключ a_i , при этом $a_i = 1$ для $a_j = a_{j+1} = 0, j \neq i$.

Выбирая резисторы в соотношении, кратном основанию $a(i)$

$$R_{0i+1}/R_{0i} = a(i), \quad (5.17)$$

и состояния ключей a_i с весом $\xi_i = \overline{0, a(i)-1}$, выражение (5.16) принимает вид

$$U_{0i} = U_0 R_0 \frac{\sum_{j=0}^{i-1} \xi_j a(j)}{R_0 \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i a(i)},$$

соответствующий характеристике УДН с линейным преобразованием амплитуды

$$U_{0i} = U_0 N_i / N_{\max}. \quad (5.18)$$

В частном случае для $a(i) = 1_i$ и веса $\xi_i = \overline{0, 1}$ формула (5.18) приводится к отношению (5.15) УДН, управляемого по униполярному коду.

Нормирование выражения (5.18) относительно сопротивления R_0 приводит к линейной зависимости тока I_{0i} от кода N_i . Аналогичные решения получают при подключении УДТ в цепь обратной связи операционного усилителя для реализации ЦАП тока и напряжения. Использование УДН в качестве нормированных мер напряжения позволяет конструировать АЦП параллельного действия за счет сравнения образцовых амплитуд с исследуемым сигналом n -разрядным компаратором.

5.2.2. Цифроаналоговые преобразователи

Аппаратно управляемые преобразователи кода в амплитуду называют цифроаналоговыми преобразователями (ЦАП). Функция обмена в ЦАП интегрирует информационные процессы управления и преобразования, что соответствует базису СИС микроэлектроники.

Схему ЦАП синтезируют по методам аналогии из структур активного делителя амплитуды тока (или напряжения), управляемого через коммутатор каналов регистром кода по регламентированному алгоритму. Схема ЦАП на примере УДН из резистивной матрицы, включенной в цепь операционного усилителя для линейного формирования нормируемых мер амплитуды U_{0i} из опорного напряжения U_0 при управлении кодом N , приведена в табл. 5.2, 1а.

Синтезируем статическую характеристику ЦАП в процессе анализа схемы методом графов. Для сигнального графа схемы на операционном усилителе по первому и второму законам Кирхгофа справедлива система уравнений

$$\begin{cases} e(\sum_{i=0}^{n-1} Y_i + Y) = \sum_{i=0}^{n-1} U_i Y_i + UY; \\ e = 0 \quad \text{при} \quad \beta \rightarrow \infty, \end{cases} \quad (5.19)$$

где Y_i – проводимости сопротивлений R_i резисторной матрицы; e – потенциал на входе операционного усилителя; U_i, U – напряжения на i -х входах и выходе ЦАП.

Предполагая для простоты рассуждений равенство сопротивлений $R_i = R_{i+1} = R_0$ резисторов УДН и кратность потенциалов в i -х узлах $U_i = \xi_i a(i) U_0$ опорному напряжению U_0 с весом позиции $\xi_i = \overline{0, 1}$ и основанием $a(i)$, из выражения (5.19) следует

$$U = -\frac{1}{Y} \sum_{i=0}^{n-1} U_i Y_i = -U_0 \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i a(i). \quad (5.20)$$

Знак минус отражает инверсию сигнала, а сумма соответствует коду N . Максимальный код N_{\max} возможен при $\xi_i = \xi_{i+1} = 1$, когда $U = U_{\max} = U_0$:

$$U_0 = -U_0 \sum_{i=0}^{n-1} a(i) = U_0 N_{\max}. \quad (5.21)$$

Совместное решение выражений (5.20) и (5.21) приводит к статической характеристике с линейным преобразованием

$$U_{0i} = U_0 N_i / N_{\max}, \quad (5.22)$$

где $U_{0i} = U$ и пропорционально i -й позиции коммутатора, так как $U_0 / N_{\max} = U_{01}$ – дискрета квантования ЦАП.

Аналогичные результаты справедливы для частных рассуждений, например при бинарном коде, когда $a(i+1) = a(i)/2$, что соответствует эквивалентному алгоритму $a(i) = 2a(i+1) = 2^{i-(n-1)}$. После замены основания его алгоритмом выражение (5.20) примет вид

$$U = -U_0 \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i 2^{i-n+1} = -U_0 \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i 2^i / 2^{n-1},$$

а с учетом $2^{n-1} = N_{\max}$ частное решение подобно общей линейной зависимости (5.22).

Метод эквивалентных генераторов, сопротивлений и проводимостей справедлив не только для пассивных, но и активных преобразователей. Это видно на примере замены УДН схемой замещения УДТ (см. табл. 5.2, 1а), для которой по законам Кирхгофа и соответствующих узловых потенциалов сигнального графа имеет место математическая модель в виде системы уравнений

$$\begin{cases} e \left(\sum_{i=0}^{n-1} Y_i + Y \right) = \sum_{i=0}^{n-1} U_0 Y_i + UY; \\ e = 0 \text{ при } \beta \rightarrow \infty. \end{cases} \quad (5.23)$$

Сопоставительный анализ выражений (5.19) и (5.23) показывает сходство структур моделей ЦАП на УДН и УДТ.

Отличительная особенность заключается в параллельном соединении сопротивлений $R_i = 1/Y_i$ резистивной матрицы УДТ, подключенной по входу к источнику тока напряжением U_0 через управляемый коммутатор. С учетом алгоритма коммутации

$$Y_i = \begin{cases} Y_{0i}; \\ 0 \end{cases} \text{ для } \xi_i = \begin{cases} 1; \\ 0, \end{cases} \quad (5.24)$$

при условии

$$\frac{Y_{0i+1}}{Y_{0i}} = a(i), \quad (5.25)$$

из модели (5.23) следует соотношение

$$I = -I_0 \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i \cdot a(i),$$

где $I = UY$, $I_0 = U_0 Y_0$ – токи на входе и выходе ЦАП. Рассуждения, подобные при анализе УДН, приводят к линейной статической характеристике ЦАП на УДТ

$$I_{0i} = \frac{I_0 N}{N_{\max}}, \quad (5.26)$$

аналогичной по структуре с зависимостями (5.20) и (5.22).

На практике аналоговые меры тока I_{0i} и напряжения U_{0i} формируют из опорных амплитуд двоичным кодом N_2 при управлении резистивными матрицами: а) с весовыми двоично-взвешенными сопротивлениями; б) с двумя номиналами сопротивлений R - $2R$. Взвешенная резистивная матрица удобна для анализа, но отличается громоздкостью за счет увеличения числа сопротивлений пропорционально адресам коммутации и повышенной сложностью технологии изготовления прецизионных резисторов с номиналами 2^i , $i = \overline{0, n-1}$. Матрица R - $2R$ обладает высокой технологичностью, необходимой для интегральной технологии, за счет наличия дополнительного резистора в каждом разряде номиналом R для организации УДН и питания резисторов весом $2R$, составляющих УДТ. В интегральной технологии матрицы R - $2R$ занимают меньшую площадь на поверхности кристалла и позволяют снизить до минимума паразитные емкости и индуктивности структур и связей [13, 15].

В табл. 5.2 систематизированы основные формы представления функции цифроаналогового преобразования на уровне схемо- (1а) и мнемотехники (1б), формул (1в) и временных диаграмм (1з). Таблица кодов (1б) поясняет i -е состояния выходной амплитуды U_{0i} относительно кода N статической характеристики (5.20), график которой приведен в табл. 5.2, 2б. Система счисления в коде (5.14) и формула статической характеристики (5.22), алгоритм коммутации веса ξ_i и условие (5.17) выбора основания $a(i)$ для сопротивлений резистивной матрицы УДН (1в) составляют математическое обеспечение ЦАП. Временные диаграммы (1з) иллюстрируют динамику цифроаналогового преобразования по разрядам $a(i)$ кода N и результирующим значениям амплитуды U_{0i} на выходе ЦАП.

Анализ ЦАП показывает эквивалентность решений на базе УДН и УДТ и их широкое разнообразие, обусловленное методами систем счисления, регламентированное на практике унитарным и двоичным кодами. Перспективным направлением интегральной технологии ЦАП для двоичного кода является конструирование резистивных матриц с двумя сопротивлениями $R-2R$.

5.2.3. Аналого-цифровые преобразователи

Аналого-цифровыми преобразователями (АЦП) называются аппаратно управляемые преобразователи амплитуды тока (напряжения) в цифровой эквивалент – код. Как базис СИС микроэлектроники, АЦП генерируют информационные процессы обмена, преобразования и управления.

Синтез схемы АЦП организуют методами аналогии, например по необходимым и достаточным условиям представления аналогового сигнала в дискретный за один такт синхронизации. Исследуемый сигнал амплитуды напряжения U сравнивают с интегралом образцовых мер $U_{0i} = \sum_{j=0}^{i-1} \xi_j U_{0j}$ по алгоритму:

$$\text{если } U \begin{cases} > \\ \leq \end{cases} U_{0i}, \text{ то } \xi_i = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases} \quad (5.27)$$

одновременно по j каналам в i -м такте измерения и формируют параллельный код $N_i = \sum_{j=0}^{i-1} \xi_j a_j$. Основание a_j кода N_i задают резистивной матрицей делителя тока (ДТ) или напряжения (ДН) из условия

$$a_j = R_{0j} / R_{0,j-1}, \quad (5.28)$$

регламентирующего соотношение между сопротивлениями резисторов на j -х каналах образцовых мер U_{0j} .

Схема АЦП (табл. 5.2, 3а) включает последовательное соединение n -разрядных резистивной матрицы ДН из сопротивлений R_{0j} и сравнивающего устройства на компараторах K_j , где $j = \overline{0, n-1}$ – число каналов преобразования амплитуды в код. Компаратор K_j j -го разряда обнулен ($\xi_{ij} = 0$), если $U \leq U_{0j}$, и устанавливается в единичное состояние ($\xi_{ij} = 1$), когда $U > U_{0j}$. Это соответствует термам логического нуля ($\xi_{ij} a_j = 0$) или единицы ($\xi_{ij} a_j = 1$), составляющим в i -м состоянии код $N_i = \sum_{j=0}^{i-1} \xi_{ij} a_j$ (см. табл. 5.2, 3б). Таблица систематизирует i -е состояния

($i = \overline{0, n-1}$) компараторов K_j в позиционном унитарном коде и отражает статическую характеристику $N = f(U)$ АЦП линейного вида (там же, 2б).

Семейство временных диаграмм (там же, 3з) синтезировано из таблицы состояния (там же, 3б) методом аналогии и иллюстрирует динамику работы АЦП на примере синусоидального исследуемого сигнала U . Правила перехода от таблицы к диаграммам в положительной логике определяются заменой логических состояний «1» и «0» соответствующими им потенциалами высокого $\xi_{ij} a_j \equiv E$ и низкого $\xi_{ij} a_j \equiv 0$ уровня. Математическое обеспечение (там же, 3в) можно спроектировать из любой формы представления функции аналого-цифрового преобразования классическими и информационными методами по аналогии. Используя принцип инверсии, математическое обеспечение АЦП несложно также получить из математической модели и алгоритма, условий линейности преобразования и статической характеристики ЦАП (там же, 1в). Например, за счет дуальности аналоговых и дискретных представлений инвертирование кода из амплитудной зависимости ЦАП (5.18) $U_{0i} = U_0 N / N_{\max}$ приводит к статической характеристике АЦП

$$N = N_{\max} U_{0i} / U_0. \quad (5.29)$$

Итерационный метод предполагает пошаговый анализ кода N_i по известным условиям основания a_j для поиска амплитудно-цифровой зависимости. Например, для простого позиционного кода

$$N_i = \sum_{j=0}^{i-1} \xi_j a_j \quad (5.30)$$

с линейным основанием

$$a_j = R_{0j} / R_{00} \quad (5.31)$$

и алгоритмом сравнения (5.27) регламентированные условия

$$R_{0j} = 2R_{0,j-1}, \quad (5.32a)$$

$$R_{0j} = R_{0,j-1}, \quad (5.32б)$$

соответствуют бинарному и унитарному счислениям.

Решение организуют в три этапа в процессе анализа максимального N_{\max} и исследуемого N_i кодов для известных условий (5.32), получения их нормированного отношения в виде статической характеристики АЦП. Максимальный код анализируют для выявления в явном виде линейного преобразования опорного напряжения U_0 по отношению к нормированным дискретам числа $\Delta N = 1$ и амплитуды U_{00} заданных систем счисления. Максимальный код характеризуют равные веса $\xi_i = \xi_{i+1} = 1$, поэтому

$$N_{\max} = \sum_{i=0}^{n-1} \xi_i a_i = \sum_{i=0}^{n-1} a_i,$$

при бинарном основании (см. 5.32a)

$$N_2 = \sum_{i=0}^{n-1} R_{0i} / R_{00} = \frac{1}{R_{00}} \sum_{i=0}^{n-1} 2^i R_{00} = 2^n,$$

а при унитарном счислении (см. 5.32б)

$$N_1 = \frac{1}{R_{00}} \sum_{i=0}^{n-1} 1_i R_{00} = n.$$

Учитывая линейность преобразования

$$R_{0j} / R_{0,j-1} = U_{0j} / U_{0,j-1},$$

обусловленную законом Ома $U_{0j} = R_{0j} I_0$, находим линейность нормированных отношений

$$N_{\max} / \Delta N = U_0 / U_{00}, \quad (5.33)$$

так как $N_{\max} = \frac{1}{U_{00}} \sum_{i=0}^{n-1} U_{0i}$.

Это очевидно и для бинарного кода

$$N_2 = \frac{1}{U_{00}} \sum_{i=0}^{n-1} 2^i U_{00} = 2^n U_{00} / U_{00},$$

и для единичного счисления

$$N_1 = \frac{1}{U_{00}} \sum_{i=0}^{n-1} 1_i U_{00} = n U_{00} / U_{00}.$$

По аналогии с линейностью нормированных отношений максимальных значений (5.33) справедлива зависимость для измеряемых величин

$$N_i / \Delta N = U_{0i} / U_{00}, \quad (5.34)$$

так как из выражений (5.30) и (5.31) следует

$$N_i = \sum_{j=0}^{i-1} \xi_j U_{0j} / U_{00},$$

где сумма $\sum_{j=0}^{i-1} \xi_j U_{0j} = U_{0i}$ j -х значений мер эквивалентна исследуемой величине амплитуды.

Совместное решение системы уравнений (5.33) и (5.34) позволяет найти статическую характеристику АЦП

$$N_i = N_{\max} U_{0i} / U_0, \quad (5.35)$$

а также линейность амплитудно-дискретного преобразования

$$N_i/N_{\max} = U_{0i}/U_0, \quad (5.36)$$

справедливые при условиях (5.27) и (5.28) формирования кодов (5.30).

К недостаткам итерационного метода относятся пошаговый анализ максимального кода по известным условиям основания кода, для которого на практике соотношения сопротивлений резистивных матриц неизвестны и их необходимо определить. Решить поставленную задачу позволяет следующий метод, основанный на дедукции по принципам схемотехники.

Информационный метод синтезирует статическую характеристику непосредственно в процессе сравнения необходимого *a priori* решения, принимаемого за эталон, с результатом анализа и определения условий их эквивалентности. При создании математического обеспечения АЦП постановка задачи сводится к заданию кода преобразования N_i (5.30) и требования линейной характеристики (5.35).

Основой АЦП является линейное преобразование информации (5.36), регламентируемое статической характеристикой (5.35), нормирование которых относительно максимального кода N_{\max} служит априорным решением, принимаемым за эталон

$$N_i = U_{0i}/(U_0/N_{\max}) = U_{0i}/U_{00}, \quad (5.37)$$

где $U_{00} = U_0/N_{\max}$ – амплитуда квантования.

Сравним эталонное (5.37) и исследуемые (5.30) решения по принципу симметрии, составив систему уравнений

$$\begin{cases} N_i = \sum_{j=0}^{i-1} \xi_j a_j; \\ N_i = U_{0i}/U_{00}, \end{cases}$$

из которой следует тождество

$$U_{0i}/U_{00} = \sum_{j=0}^{i-1} \xi_j a_j.$$

Полученное равенство справедливо при разложении мер U_{0i} в j -м базисе системы координат

$$U_{0i} = \sum_{j=0}^{i-1} \xi_j U_{0j} \quad (5.38)$$

с алгоритмом сравнения:

$$\text{если } U \begin{cases} > \\ \leq \end{cases} U_{0i}, \text{ то } \xi_i = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases} \quad (5.39)$$

для оснований

$$a_j = U_{0j}/U_{00}, \quad (5.40)$$

или с линейным набором мер

$$U_{0j} = U_{00} a_j. \quad (5.41)$$

Сопротивления R_{0j} резистивной матрицы делителей напряжения и тока рассчитывают из соотношения (5.28), следующего из выражения (5.40) по закону Ома.

Например, для унитарного кода N_1 , когда $a_j = 1_j$,

$$R_{0j} = R_{0,j+1} = R_{00},$$

так как равны основания $a_j = a_{j+1}$ и соблюдается линейность

$$U_{0j}/U_{00} = R_{0j}/R_{00}.$$

При бинарном коде N_2 , когда $a_j = 2^j$, меры U_{0j} согласно (5.41) связаны соотношением $U_{0j} = U_{00}2^j$ по алгоритму

$$U_{0j} = 2U_{0,j-1},$$

так как в процессе i -х итераций справедливо тождество

$$U_{0j} = 2^1 U_{0,j-1} = 2^2 U_{0,j-2} = 2^i U_{0,j-i},$$

а при $i = j$, когда $U_{0,jj} = U_{00}$, находим

$$U_{0j} = U_{00}2^j = 2U_{0,j-1}.$$

Из анализа АЦП в двоичном коде видно разложение мер $U_{0i} = \sum_{j=0}^{i-1} \xi_j 2^j U_{00}$ и соотношение сопротивлений резистивной матрицы

$$R_{0j} = 2R_{0,j-1}.$$

В отличие от итерационного (доказательство по индукции – от частного к общему), информационный метод по принципам аналогии приводит к линейному решению в явном виде статической характеристики АЦП с эквивалентными условиями и алгоритмами.

Согласно принципу инверсии АЦП и ЦАП дуальны при параллельном преобразовании кода, однако ЦАП, кроме процессов обмена, преобразования и управления, присущих АЦП, реализует хранение информации и предполагает не только аппаратное, но и программное управление, необходимое БИС.

5.2.4. Комбинированные АЦП

Комбинированные АЦП параллельного действия служат для расширения диапазона и повышения точности за счет увеличения числа разрядов преобразования исследуемого сигнала относительно дифференциации нормируемых мер. Кроме прецизионных преобразований, комбинированные АЦП интегрируют малоразрядные комбинаторные решения в схемотехнику БИС с упорядоченной архитектурой.

Способ дифференциации нормируемых мер основан на организации иерархической структуры аналого-цифрового преобразования с формированием аналоговых мер из его инверсии для сравнения с исследуемым сигналом. На каскадном уровне иерархии выявляют амплитуду дискретизации младшего разряда в виде алгебраической суммы или остатка, которые усиливают на коэффициент масштабирования (максимальный код) для инициализации разрядов АЦП в каскаде с иерархической структурой более низкого ранга. Комбинированное аналого-цифровое представление информации соответствует покаскадной аналого-цифровой/цифроаналоговой итерации интеграла остатков амплитуды исследуемого сигнала эквивалентно иерархии нормированных мер, повышающих точность измерения за счет дифференциации нормы. Увеличение суммы дифференцированных мер развивает функцию аналого-цифрового преобразования до программного управления БИС автоматических интерфейсов ввода/вывода.

Схему каскадного АЦП параллельного действия синтезируют методом аналогии в виде последовательного включения n , m , l -разрядных каналов (см. табл. 5.2, 2а) АЦП/ЦАП. Прямые входы каналов АЦП являются входом исследуемого сигнала U , а инверсные служат для сравнения с интегралом амплитуд U_n , U_m эталонных мер, формируемых ЦАП каналов более высокого ранга. При этом нормированный сигнал АЦП _{n} высшего ранга по инверсному входу равен нулевому потенциалу, эталонные меры амплитуд U_n , U_m формируются ЦАП _{n} , ЦАП _{m} из опорного напряжения U_0 кодами N_n , N_m , которые с кодом N_l составляют полный код N разрядностью $\{n, m, l\}$ комбинированного АЦП, регистрируемый на параллельных выводах АЦП _{n} , АЦП _{m} , АЦП _{l} . Повышение разрядности комбинированного АЦП осуществляется последовательным включением каналов более низкого ранга по аналогии со схемными решениями каналов m , l , однако, на практике иерархия не превышает трех уровней, так как коэффициент усиления разрядных АЦП увеличивается пропорционально максимальному коду.

Принцип работы схемы (табл. 5.2, 2а) поясняют временные диаграммы (2з) на примере двух рангов преобразования синусоидального аналогового сигнала U (2з, верхний график). Второй график (2з) иллюстрирует код $N_n = N_{n \max} U / U_0$ на выходе АЦП _{n} с дискретизацией по n разрядам, сформированный из исследуемого сигнала U , а с выхода ЦАП _{n} из опорного U_0 поступает амплитуда $U_n = U_0 N_n / N_{n \max}$, подобная по форме цифровому эквиваленту N_n . На втором ранге АЦП _{m} преобразует разностный сигнал $\Delta U_n = U - U_n$, усиленный в $k_n = N_{n \max}$ раз амплитудой $U_m = (\Delta U k)_n$, форма которого приведена на третьем графике временной диаграммы (2з). Первые четыре такта формируют разностные сигналы U_m , повторяющие по фронту измеряемую амплитуду U , пятый такт соответствует синусоидальному сигналу, а в последних тактах синхронизации импульсы U_m копируют амплитуду U только по срезу. Амплитуда разностного сигнала U_m отображается эквивалентно в код N_m второго ранга АЦП _{m} (2з), который в сумме с кодом N_n старших разрядов составляет $(n + m)$ -разрядный числовой эквивалент N (2з, четвертый график) с погрешностью дискретизации младшего разряда АЦП _{m} . Из сопоставления диаграмм

видно, что комбинированный код N с меньшей погрешностью дискретизации повторяет по форме амплитуду U исследуемого сигнала.

Программное обеспечение ранговых АЦП и ЦАП соответствует таблицам состояния программных преобразователей (см. табл. 5.2, 1б и 3б), из которых формируется линейная характеристика $N = f(U)$ комбинированного АЦП (там же, 2б). Математическое обеспечение ЦАП и АЦП по каналам эквивалентно формулам параллельных СИС (см. 1в и 3в), но отличается дифференциацией интегрального кода по рангам и дополнительным условиям операторов исчисления разностных сигналов (2в). Ниже рассмотрены основные соотношения математического обеспечения комбинированного АЦП на примере трех рангов дифференциации.

Исследуемая амплитуда U комбинированного преобразователя является суммой нормированных амплитуд U_j ранговых ЦАП j -го порядка ($j = 0, n, m, l$), отличающихся между собой j -м коэффициентом усиления k_j :

$$U = \sum_{j=n}^l U_j / k_j! \quad (5.42)$$

Нормирование остаточных амплитуд U_j по j -м каналам до уровня опорного напряжения U_0 определяется произведением j -х коэффициентов k_j , так как $k = \prod_{j=n}^l k_j$, что отражено факториалом в формуле (5.42). Учитывая линейность статических характеристик ЦАП _{j}

$$U_j = U_0 N_j \varepsilon_j,$$

где $\varepsilon_j = 1 / N_{j \max}$ – погрешность дискретизации, определяемая максимальным кодом, выражение (5.42) можно представить в виде

$$U_0 N \varepsilon = U_0 \sum_{j=n}^l N_j \varepsilon_j / k!$$

После сокращения на постоянный коэффициент U_0 находим код N комбинированного АЦП в виде суммы дифференцированных кодов N_j ранговых АЦП _{j}

$$N = \sum_{j=n}^l N_j \varepsilon_j / \varepsilon k_j! \quad (5.43)$$

Взаимосвязь между коэффициентами усиления k_j и цифровыми эквивалентами ε_j позволяет выявить методом аналогии анализ структуры k -разрядного кода N_a при его нормировании по рангам n, m, l , т.е. для $k = n + m + l$. Для наглядности рассмотрим простой позиционный степенной код с основанием $a_j = a^i$ и максимальным весом $\xi_i = \xi_{i+1} = 1$:

$$N_a = \sum_{i=0}^{k-1} \xi_i a^i = \underbrace{a^0 + a^1 + \dots + a^{l-1}} + \underbrace{a^l + a^{l+1} + \dots + a^{l+m-1}} + \underbrace{a^{l+m} + \dots + a^{l+m+n-1}}.$$

Ранжирование k -разрядного кода по j -м рангам позволяет представить его суммой произведений

$$N_a = \sum_{i=0}^{n+m+l-1} a^i = a^0 \sum_{i=0}^{l-1} a^i + a^l \sum_{i=0}^{m-1} a^i + a^{l+m} \sum_{i=0}^{n-1} a^i,$$

где суммы соответствуют j -му коду $N_j = \sum_{i=0}^{j-1} \xi_i a^i$, а коэффициенты устанавливают его меру значимости. После замены полиномов кодами

$$N_a = a^0 N_l + a^l N_m + a^{l+m} N_n$$

и нормировки на максимальный код $N_{\max} = a^{n+m+l}$ получим уравнение

$$N_a \varepsilon = N_l \varepsilon_n \varepsilon_m \varepsilon_l + N_m \varepsilon_n \varepsilon_m + N_n \varepsilon_n,$$

где $\varepsilon_j = a^j$ – погрешность дискретизации. Последнее выражение представляет собой сложный код

$N_{a/b} = \sum_{j=n}^l N_j b_j$ с основанием a/b и весом $N_j = N_a(j)$, который имеет вид

$$N_{a/b} = \sum_{j=n}^l N_j (\varepsilon_j!) / \varepsilon. \quad (5.44)$$

Анализ доказывает эквивалентность систем счисления, их инвариантность по отношению к математическим преобразованиям координат векторного пространства.

Аналогия математических моделей кодов исследуемого АЦП (5.43) и принимаемого за эталонную меру цифрового эквивалента (5.44) позволяет выявить условия и алгоритмы линейности амплитудно-импульсных преобразований. Оптимизация решений требует равенства математических моделей проектируемого АЦП (5.43) и эталона линейности (5.44), что соответствует системе уравнений

$$\begin{cases} N\varepsilon = \sum_{j=n}^l N_j \varepsilon_j / k_j!; \\ N_{a/b} \varepsilon = \sum_{j=n}^l N_j (\varepsilon_j!). \end{cases} \quad (5.45)$$

Линейность преобразования возможна при идентичности оснований b_j сложных кодов согласно условию

$$\varepsilon_j / k_j! = \varepsilon_j! \quad (5.46)$$

и следующему из него алгоритму линейности преобразования

$$b_j = 1 / k_{j+1}, \quad (5.47)$$

где $b_j = \varepsilon_j$, а также алгоритму расчета коэффициентов усиления

$$k_j = N_{j-1, \max}, \quad (5.48)$$

где $N_{j \max} = a_j$ – максимальный код по младшему основанию для позиций $j = 0, n, m, l, k, \dots$ сложного кода $N_{a/b}$ по основанию b_j старшего ранга.

Алгоритмы (5.47), (5.48) следуют из условия (5.46) при решении системы уравнений

$$\begin{cases} k_n = \varepsilon_n / \varepsilon_n; \\ k_n k_m = \varepsilon_m / \varepsilon_n \varepsilon_m; \\ k_n k_m k_l = \varepsilon_l / \varepsilon_n \varepsilon_m \varepsilon_l; \\ k_n k_m k_l k_k = \varepsilon_k / \varepsilon_n \varepsilon_m \varepsilon_l \varepsilon_k \end{cases}$$

в процессе деления j -го уравнения на $(j - 1)$ -е выражение. Результаты решения для кода в базе степенного полинома $a_j = a^j$ соответствуют соотношениям:

$$\begin{aligned} k_n = 1 / \varepsilon_0 = a^0; & \quad k_l = 1 / \varepsilon_m = a^m; \\ k_m = 1 / \varepsilon_n = a^n; & \quad k_k = 1 / \varepsilon_k = a^l, \end{aligned}$$

что преобразует условие (5.46) к явному виду, представленному алгоритмами линейности преобразования (5.47) и расчета коэффициентов усиления (5.48). Из алгоритмов АЦП несложно оценить разрядности j -х каналов иерархии по отношению к коэффициентам усиления k_j и максимальным кодам $N_{j \max}$, значениям оснований b_j и погрешности ε_j дискретизации:

$$\begin{aligned} j = \log_a k_{j+1}; & \quad j = -\log_a b_j; \\ j = \log_a N_{j \max}; & \quad j = \log_a 1 / \varepsilon_j. \end{aligned} \quad (5.49)$$

Число адресов k комбинированного АЦП определяется суммой разрядов j ранговых преобразователей, которые регламентируют количество i позиций j -х каналов

$$j = \sum_{j=n, m, l}^k j; \quad j = \sum_{i=0}^{j-1} i. \quad (5.50)$$

Статическую характеристику комбинированного АЦП находят из принятого за эталон эквивалентного решения (5.44) при замене кода N_j его значением $U_j / \varepsilon_j U_0 (k_j!)$ и математической модели (5.45), которая после преобразований $\varepsilon_j! / \varepsilon_j = \varepsilon_{j-1}!$ имеет вид

$$N = \sum_{j=n}^l U_j (\varepsilon_{j-1}!) / k_j! \varepsilon U_0, \quad (5.51)$$

где $\varepsilon = 1 / N_{\max} = \varepsilon_n \varepsilon_m \varepsilon_l$ – погрешность дискретизации кода N . Анализ выражения (5.51) показывает линейный характер статической характеристики АЦП в целом, как и нормированного эквивалента в модели из систем уравнений (5.45), так как согласно условию линейности (5.46) получаем известное выражение (5.29) для АЦП. Метод эквивалентных преобразователей априори приводит к оптимальному решению с минимальными затратами и более оперативен по отношению к классическим методикам.

Проектирование функции комбинированного АЦП в основных формах представления схемотехники, математики и физики организуют по информационной методике синтеза и анализа АИВВ [22], но дополнительно рассчитывают по формулам (5.47 – 5.51) характеристики каналов, а также анализируют диапазоны и погрешности преобразования амплитуды U и кода N на базе соотношений (5.42) и (5.44) в координатах степенных полиномов.

При адресации кодов в отличных от степенных системах счисления или в базисе координат с другими основаниями синтезируют соответствующее математическое обеспечение по вышерассмотренной методике эквивалентных преобразований. Для этого формируют по аналогии с формулами (5.42 – 5.51):

- исследуемые модели амплитуды (5.42) и кода (5.43);
- меры цифрового эквивалента (4.44) и критерия оптимизации (5.45);
- из критерия оценки выявляют условия (5.46) и алгоритмы (5.47 – 5.48) линейности преобразования;
- характеристики (5.49 – 5.51) оценки диапазона и погрешности амплитудно-дискретного представления информации.

Метод проектирования эквивалентных преобразователей аналого-дискретной техники является логическим развитием методов пассивного и активного делителя напряжения аналоговой техники [28], методов проектирования по аналогии логических функций цифровых схем и импульсных преобразователей энергии [21, 29], а также неделимой частью синтеза и анализа АИВВ информационной технологии проектирования микропроцессорных систем [22, 24, 25]. Основой эквивалентных методов в частности и технологий проектирования в целом служат информационные принципы и концепция микросхемотехники.

Комбинированные АЦП интегрируют комбинаторные ИС и СИС с хаотической структурой в упорядоченную архитектуру БИС и микропроцессорных систем с коммуникабельным информационным обеспечением для адаптации по диапазону преобразования информации с программным управлением точностью по образцовым мерам.

Для создания современных информационных технологий микропроцессорных систем вектор развития структуры последовательных и архитектуры параллельных АЦП/ЦАП совершенствует математическое обеспечение в преобразователях смешанного действия.

5.3. Смешанные АЦП

Аналого-цифровые преобразователи смешанного действия организуют параллельные и последовательные операции над сигналами мер, управляемыми по программе алгоритма измерения, реализующего оптимальные критерии эффективности их сравнения с исследуемой амплитудой и представления в цифровой эквивалент. Архитектура смешанных АЦП совершенствуется по вектору развития математического обеспечения и повышения эффективности метрологических средств при интеграции процессов управления и хранения, обработки и анализа информации в прецизионных АИВВ микропроцессорных систем с адаптивным диапазоном аналитического контроля.

Критерии эффективности минимизируют число-импульсные преобразования в АЦП поразрядного уравновешивания по количеству позиций кода и сокращают до минимума число тактов синхронизации в АЦП следящего действия. По принципу компенсации повышаются точность измерений и помехозащищенность в АЦП двойного интегрирования, а по законам ПИД-регулирования снижается погрешность оцифровывания при последовательном приближении за счет следящей обратной связи. Способ двойного интегрирования гальванически развязывает амплитуды эталонных мер и исследуемых сигналов, а при поразрядном уравновешивании максимизируется гибкость программного управления цифровыми эквивалентами.

АЦП смешанного действия интегрируют достоинства параллельных АЦП и ЦАП в процессе параллельно-последовательных операций, исключая недостатки способов последовательного действия. В отличие от последовательных, смешанные АЦП реализуют высокую оперативность и прецизионную точность, гибкость управления мерами и адаптивный диапазон. Смешанные АЦП по отношению к параллельным исключают аппаратную избыточность и расширяют гибкость архитектуры АИВВ, повышают помехозащищенность и снижают погрешность амплитудно-дискретных представлений информации.

Информационный анализ АЦП смешанного действия приведен ниже с позиций развития математического обеспечения и эффективности метрологических средств, совершенствующихся в архитектуре от следящего действия и двойного интегрирования до поразрядного уравнивания.

5.3.1. АЦП следящего действия

АЦП следящего действия обладают достоинствами преобразователей последовательного измерения (высокой технологичностью и простотой конструкции, надежным способом формирования аналоговых мер из цифровых эквивалентов и помехозащищенным каналом следящей обратной связи с времяимпульсным управлением) и интегрируют преимущества параллельных АЦП (непосредственное представление амплитуды в код с минимальным временем синхронизации в следящем режиме измерения). Структура АЦП следящего типа является логическим развитием схемы последовательного АЦП на основе ЦАП (п. 5.1.2, табл. 5.1, 2), организованной из последовательного включения компаратора К, счетчика С и делителя напряжения ДН (см. табл. 5.3, 1а), но отличается реверсивным счетчиком. Реверс позволяет не только накапливать сумму импульсов, но и вычитать их, что разрешает формировать в каждом такте синхронизации интеграл эквивалентных мер, равный амплитуде исследуемого сигнала в реальном масштабе времени.

Способ следящего действия реализует операцию математического ожидания по известным в автоматике ПИД-законам регулирования, достигающим условия равновесия между исследуемым и эталонным сигналами пропорционально их абсолютной погрешности (пропорциональный – П-закон), сумме ошибок (интегральный – И-закон), скорости их изменения (дифференциальный – Д-закон). Наиболее простым является пропорциональный закон регулирования

$$y = k(U_i - U_{0i}),$$

где y – управляющее воздействие в аналоговой (амплитуда U), импульсной (время τ) или цифровой (код N) форме представления; U_i , U_{0i} – исследуемый и эталонный сигналы; k – коэффициент пропорциональности. Из П-закона регулирования несложно вывести алгоритм преобразования:

$$\text{если } U_i \begin{cases} > \\ \leq \end{cases} U_{0i}, \text{ то } \tau = \begin{cases} 1; \\ 0, \end{cases} \text{ а } F_0 = \begin{cases} \Sigma; \\ \Delta, \end{cases} \quad (5.52)$$

который расширяет алгоритм амплитудно-импульсного компаратора К (5.1) до правил накопления импульсов частотой F_0 реверсивного счетчика С для их суммирования Σ или вычитания Δ в процессе формирования цифрового эквивалента

$$N_i = \int_0^{\tau_i} F_0 dt \quad (5.53)$$

и интеграла амплитуды U_{0i} аналоговых мер

$$U_{0i} = \frac{1}{T_0} \int_0^{\tau_i} U_{01} dt \quad (5.54)$$

на выходе делителя напряжения ЦАП (табл. 5.3, 1а), где U_{01} – дискрета амплитуды напряжения.

Алгоритм преобразования (5.52) регламентирован ошибкой y регулирования. Если она положительна $y > 0$, то из П-закона следует, что разность амплитуд больше нуля $U_i - U_{0i} > 0$, компаратор К переключается в единичное состояние $\tau = 1$, а счетчик С суммирует импульсы $F_0 = \Sigma$. На интервале $\tau = 1$ по характеристике (5.53) код N_i в счетчике С увеличивается и пропорционально ему возрастает интеграл аналоговых мер U_{0i} (5.54) на выходе ЦАП (табл. 5.3, 1б). Когда ошибка регулирования меньше или равна нулю $y \leq 0$, то интеграл мер U_{0i} превышает значение исследуемой амплитуды $U_i \leq U_{0i}$ (5.52). При этом компаратор К обнуляется (табл. 5.3, 1б, нижний график) и на интервале $\tau = 0$ счетчик С работает в режиме вычитания импульсов $F_0 = \Delta$. Соответственно уменьшаются код N_i (5.53) и аналоговый эквивалент U_{0i} (5.54) ЦАП (там же, 1б, верхний график) пропорционально импульсам F_0 синхронизации (см. там же, 1б, средний график) до момента $\tau = 1$ с положительной ошибкой $y > 0$ регулирования. Семейство временных диаграмм (табл. 5.3, 1б) наглядно иллюстрирует принцип следящей обратной связи с заданным законом регулирования, при котором амплитуда нормируемых мер U_{0i} повторяет функцию исследуемого напряжения U_i по способу последовательного приближения.

Погрешность цифрового отсчета следящего ЦАП определяется ошибкой регулирования, пропорциональной дискрете амплитуды U_{01} напряжения и частоте F_0 синхронизации, выбранным законом ПИД-регулирования и характеристиками АЦП. Для медленно изменяющегося сигнала, близкого к постоянному (см., например, максимум амплитуды на

графике 1з), погрешность оцифровывания ΔN соответствует младшему разряду счетчика С и дискрете $U_{01} = U_0/N_{\max}$ отсчета ЦАП, наблюдаемым на осциллограмме в виде колебания мер на квант $\pm U_{01}$ с частотой F_0 синхронизации АЦП. Методика проектирования АИВВ по приведенной погрешности однозначно соответствует синтезу и анализу АЦП следящего типа, так как его статическая характеристика подобна амплитудно-дискретным зависимостям последовательных и параллельных преобразователей.

5.3. Смешанные АЦП

	1. Следящего действия	2. Двойного интегрирования	3. Поразрядного уравнивания																																																																																																												
а) схем																																																																																																															
б) таблицы	<table border="1"> <tr> <td>τ</td> <td>U_{0i}</td> <td>a_0</td> <td>a_1</td> <td>a_i</td> <td>a_n</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>i</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>n</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>i</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> </table>	τ	U_{0i}	a_0	a_1	a_i	a_n	1	1	1	0	0	0	2	0	0	1	0	0	i	0	0	0	1	0	n	0	0	0	0	1	0	i	0	0	1	0	2	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	<table border="1"> <tr> <td>C</td> <td>Q_{k+1}</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>Q_k</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>D_k</td> </tr> </table>	C	Q_{k+1}	0	Q_k	1	D_k	<table border="1"> <tr> <td>F</td> <td>a_1</td> <td>a_2</td> <td>Q_1</td> <td>Q_2</td> <td>N</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>2</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>4</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>3</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>2</td> </tr> <tr> <td>i</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>3</td> </tr> </table>	F	a_1	a_2	Q_1	Q_2	N	0	0	0	0	1	2	1	0	0	0	0	4	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	1	1	3	0	1	1	0	1	2	i	1	1	1	1	3
τ	U_{0i}	a_0	a_1	a_i	a_n																																																																																																										
1	1	1	0	0	0																																																																																																										
2	0	0	1	0	0																																																																																																										
i	0	0	0	1	0																																																																																																										
n	0	0	0	0	1																																																																																																										
0	i	0	0	1	0																																																																																																										
2	0	1	0	0	0																																																																																																										
1	1	0	0	0	0																																																																																																										
C	Q_{k+1}																																																																																																														
0	Q_k																																																																																																														
1	D_k																																																																																																														
F	a_1	a_2	Q_1	Q_2	N																																																																																																										
0	0	0	0	1	2																																																																																																										
1	0	0	0	0	4																																																																																																										
0	1	0	0	0	0																																																																																																										
1	1	0	1	0	1																																																																																																										
0	0	1	1	0	1																																																																																																										
1	0	1	1	1	3																																																																																																										
0	1	1	0	1	2																																																																																																										
i	1	1	1	1	3																																																																																																										
в) формулы	$U_i \begin{cases} > \\ \leq \end{cases} U_{0i}; \tau = \begin{cases} 1; \\ 0 \end{cases}; F_0 = \begin{cases} \Sigma; \\ \Delta \end{cases}$ $U_{0i} = \frac{1}{T_0} \int_0^{\tau_i} U_{01} dt$ $N_i = \int_0^{\tau_i} F_0 dt$ $U/U_{01} = \tau/T_0 = N/N_{01}$ $N_i = N_m U_i / U_0$	$u(t) \begin{cases} > \\ \leq \end{cases} U_{0i}, \text{ то } \tau = \begin{cases} 1; \\ 0 \end{cases}$ $\frac{1}{T} \int_0^{T_0} U_i dt = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_i} U_0 dt$ $\tau_i = T_0 U_i / U_0$ $Q_{k+1} = D_k; N = F_0 \tau_i$ $N_i = N_m U_i / U_0$	$U_i \begin{cases} \geq \\ < \end{cases} U_{0i}; \tau_j = \begin{cases} 1; \\ 0 \end{cases}; \xi_j = \begin{cases} 1; \\ 0 \end{cases}$ $U_{0i} = \sum_{j=0}^{i-1} U_{01} a_j$ $N_i = \sum_{j=0}^{i-1} \xi_j a_j$ $N_i / U_i = a_j / U_{0j}$ $N_i = N_m U_i / U_0$																																																																																																												
з) диаграммы																																																																																																															

Статический метод анализа временной диаграммы позволяет синтезировать характеристику АЦП следящего действия. Статический режим баланса наблюдается (см. табл. 5.3, 1з, верхний график) при равенстве эквивалента U_{0i} мер (5.54) амплитуде U_i измеряемого напряжения на интервале $\tau_i = 0$ (5.52):

$$U_i = \frac{1}{T_0} \int_0^{\tau_i} U_{01} dt,$$

что соответствует линейной зависимости

$$\tau_i / T_0 = U_i / U_{01}. \quad (5.55a)$$

За тот же интервал τ_i в счетчике С формируется импульсами частотой F_0 код N_i (5.53) по линейному закону

$$\tau_i/T_0 = N_i/N_0, \quad (5.55б)$$

так как частота F_0 обратно пропорциональна периоду $T_0 = 1/F_0$, а $N_0 = 1$ – минимальная дискрета кода N_i , соответствующая одному импульсу за такт синхронизации.

Совместное решение системы (5.55) линейных уравнений приводит к статической характеристике АЦП следящего типа в виде

$$N_i = N_0 U_i / U_{01}, \quad (5.56а)$$

а для максимальных значений амплитуды $U_i = U_0$, ограниченной опорным напряжением U_0 , и кода N_{\max} , следует выражение

$$N_{\max} = N_0 U_0 / U_{01}. \quad (5.56б)$$

Из последних уравнений (5.56) находим нормированную характеристику функции следящего действия

$$N_i = N_{\max} U_i / U_0, \quad (5.57)$$

аналогичную линейным преобразованиям других АЦП (5.4 и 5.8, 5.13 и 5.29). В табл. 5.3, 1а систематизировано математическое обеспечение следящего АЦП на уровне алгоритмов функционирования (5.52) компаратора и счетчика, динамических характеристик счетчика (5.53) и делителя напряжений ЦАП (5.54), условий линейности преобразования (5.55) и статической характеристики (5.57).

Алгоритм преобразования АЦП представлен таблицей состояний (табл. 5.3, 1б) для режимов суммирования импульсов $\tau = 1$ и их вычитания $\tau = 0$ на примере унитарного кода для интеграла эквивалентных мер U_{0i} , $i = \overline{1, n}$. Таблица отображает линейную зависимость цифровых эквивалентов в зависимости от i -х состояний нормированной амплитуды U_{0i} , которым пропорциональны i -е веса a_i и позиции унитарного кода.

Таким образом, в отличие от АЦП последовательного отсчета, преобразователь следящего типа содержит реверсивный счетчик, организующий с другими компонентами следящую обратную связь по ПИД-законам регулирования. Способ последовательного приближения в номинальном режиме слежения не уступает по оперативности преобразованиям параллельного действия, но в отличие от них обладает высокой помехозащищенностью за счет формирования интеграла эквивалентных мер по гибким алгоритмам управления. Повышает точность не только развитие математического обеспечения, но и совершенствование метрологических средств при реализации компенсационных измерений, которые рассмотрим на примере способов аналого-цифрового преобразования двойного интегрирования.

5.3.2. АЦП двойного интегрирования

Высокая помехозащищенность и прецизионная точность, гальваническая развязка сигналов и компенсационные измерения выгодно отличают АЦП двойного интегрирования от других амплитудно-дискретных преобразователей, когда оперативность не является доминирующим фактором. Невысокое быстродействие определяет способ двойного интегрирования, включающий два такта в одном цикле времяимпульсных преобразований, следующих последовательно друг за другом: накопление исследуемого электрического заряда и его сравнение с интегралом эквивалентных мер. Представление амплитуды в широту и частоту, фазу и скважность служит для промежуточного формирования времени в код, как в АЦП последовательного действия.

Способы двойного интегрирования дифференцируют по аналого- и времяимпульсным преобразованиям соответственно с заданными амплитудой и интегралом, фиксированными циклом и тактом [15]. Сущность способов заключается в интегрировании амплитуды одного сигнала за первый такт и компенсации сформированного результата интегралом амплитуды другого сигнала во втором такте, при этом мерой отсчета служат интегралы эквивалентных мер регламентированных характеристик сигналов. Ниже рассмотрим проектирование функции двойного интегрирования в формах представления схемо- и мнемотехники, математики и физики на примере аналого-цифрового преобразования с фиксированным тактом синхронизации.

Схему АЦП двойного интегрирования синтезируют по принципу аналогии из структуры последовательно преобразователя на интеграторе (см. п. 5.1.1, табл. 5.1, 1а). Для компенсационных измерений на входе последовательно включенных интегратора и компаратора ИК (см. табл. 5.3, 2а) введен аналоговый ключ К, коммутирующий исследуемый U_i и опорный U_0 сигналы в первом τ_1 и втором τ_2 тактах периода $T = \tau_1 + \tau_2$. Управляет ключом К формирователь импульсов на D -триггере Т, который включают между выходом компаратора ИК и управляющим входом счетчика С для синхронизации тактов и периода пропорционально последовательности импульсов опорной частоты F_0 с регламентированным периодом $T_0 = 1/F_0$. Это обусловлено тем, что блок ИК сравнивает интегралы амплитуд с пороговым напряжением U_{Π} асинхронно во времени и для устранения динамической погрешности необходимо оценивать исследуемые интервалы в нормируемых эквивалентах времени.

Алгоритм работы D -триггера (см. там же, 2а) представлен таблицей состояний для динамического режима, когда статические входы отключены, а на счетный C вход поступают тактовые импульсы F_0 (там же, 2б). На информационном входе D задержки в k -м ($k = \overline{1, l}$) такте формируются логические значения нуля и единицы, которые появляются на выходе Q в следующем $(k + 1)$ -м такте, что соответствует структурной формуле $Q_{k+1} = D_k$.

Управляет состояниями D -триггера T блок ИК, включающий интегратор для накопления электрического заряда с динамической характеристикой $u(t) = \frac{1}{T} \int_0^t U dt$ и компаратор, сравнивающий значение интеграла $u(t)$ с амплитудой U_{Π} порога по алгоритму:

$$\text{если } u(t) \begin{cases} > \\ \leq \end{cases} U_{\Pi}, \text{ то } \tau = \begin{cases} 1; \\ 0. \end{cases} \quad (5.58)$$

В простейшем случае уровень порога задан потенциалом земли $U_{\Pi} = 0$, а интеграл напряжения $u(t)$ при этом сравнивают с нулем. Причем, если $u(t) > 0$, то в момент $\tau = 1$ на выходе компаратора появляется потенциал высокого уровня, соответственно $D_k = 1$, в противном случае $D_k = 0$, так как $u(t) = 0$ в момент времени $\tau = 0$.

Состояние ключа K регламентирует инверсный \overline{Q} выход D -триггера по правилам: если $Q_k = 1$ (соответственно, $\overline{Q}_k = 0$), то на вход интегратора ИК коммутируется нормируемый потенциал U_0 (ключ K установлен в нижнее положение, см. табл. 5.3, 2а); а при инверсном сигнале $Q_k = 0$ ключ K устанавливается в верхнее состояние и на интегратор ИК поступает измеряемое напряжение U_i .

АЦП функционирует циклически, последовательно за два такта в i -м периоде T_i преобразования. В исходном состоянии перед началом i -го цикла интегратор и компаратор ИК обнулены (см. табл. 5.3, 2з, второй и средний графики), в счетчике C регистрируется код N_{i-1} предыдущего периода (там же, нижний график), триггер T установлен в единицу $Q_k = 1$ (там же, предпоследний график), а ключ K замкнут в нижнее положение (там же, 2а).

Первый такт $\tau_1 = T_0$ i -го периода (там же, 2з, второй график) начинается при появлении первого импульса опорной частоты F_0 (там же, верхний график) на счетных входах C триггера T и счетчика C , которые обнуляются. Это обусловлено записью логического нуля $Q_i = 0$ в триггер T со входа задержки $D_k = 0$ по алгоритму таблицы состояния (там же, 2б) и появлению потенциала высокого уровня на его инверсном $\overline{Q}_{k+1} = 1$ выходе, воздействующем на управляющие входы счетчика C и ключа K . Фронтом единичного импульса \overline{Q}_i ключ K устанавливается в верхнее положение (там же, 2а) и коммутирует в течение первого такта τ_1 исследуемый сигнал U_i на вход блока ИК. Интегратор ИК преобразует амплитуду U_i по линейному закону (там же, 2з, второй график)

$$u(\tau_1) = \frac{1}{T} \int_0^{T_0} U_i dt \quad (5.59)$$

за первый такт длительностью $\tau_1 = T_0$ частоты F_0 синхронизации. В начале интегрирования компаратор ИК переключается по алгоритму (5.58) в единичное состояние $\tau = 1$ (табл. 5.3, 2з, средний график), так как значение интеграла больше нуля $u(\tau_1) > 0$. Потенциал высокого уровня с выхода компаратора ИК поступает на вход D задержки триггера T .

Следующий импульс опорной частоты F_0 (там же, 2з, верхний график) переписывает логическую единицу со входа D задержки в триггер, ограничивает первый такт длительностью периода $T_0 = \tau_1$ частоты синхронизации и формирует начало второго такта длительностью τ_2 (там же, 2з, предпоследний график). На инверсном выходе формируется логический нуль $\overline{Q}_{k+2} = 0$, который по управляющим входам запускает суммирующий счетчик C и через ключ K коммутирует опорный сигнал U_0 отрицательной полярности на вход ИК. За время второго такта $\tau_2 = nT_0$ интегратор формирует линейно убывающий сигнал (там же, 2з, второй график)

$$u(\tau_2) = \frac{1}{T} \int_{\tau_1}^{\tau_2} U_0 dt, \quad (5.60)$$

компенсируя суммой эквивалентных мер $u(\tau_2)$ интеграл $u(\tau_1)$ исследуемой амплитуды.

В момент τ_2 компенсации интегралов (5.59) и (5.60), когда $u(\tau_1) = u(\tau_2)$ или

$$\frac{1}{T} \int_0^{T_0} U_i dt = \frac{1}{T} \int_{\tau_1}^{\tau_2} U_0 dt, \quad (5.61)$$

интегратор и компаратор ИК обнуляются (там же, 2е, второй и средний графики). Из последовательности частоты F_0 n -й импульс переписывает со входа D задержки нулевой потенциал в триггер Т, что соответствует концу i -го и началу следующего $(i + 1)$ -го цикла преобразования. Длительность второго такта $\tau_i = \tau_2 - \tau_1$ несложно найти из равенства (5.61) в виде линейной зависимости

$$\tau_i/T_0 = U_i/U_0, \quad (5.62a)$$

соответствующей линейному закону (5.55) кодоимпульсного преобразования счетчика С

$$\tau_i/T_0 = N_i/1. \quad (5.62b)$$

Совместное решение выражений (5.62) относительно текущего N_i и максимального N_{\max} кодов приводит к системе уравнений

$$\begin{cases} N_i = U_i/U_0; \\ N_{\max} = U_0/U_0, \end{cases}$$

из которой следует нормированная статическая характеристика АЦП двойного интегрирования

$$N_i = N_{\max} U_i/U_0, \quad (5.63)$$

подобная для других преобразователей.

Математическое обеспечение компенсационного АЦП систематизировано в табл. 5.3, 2в на уровне алгоритма амплитудно-временного преобразования (5.58) и метрологической оценки компенсации интегралов (5.61), условий линейности кодоимпульсных представлений (5.62) и статической характеристики (5.63). Эквивалентность нормированных статических характеристик амплитудно-кодовых преобразователей позволяет проектировать АЦП двойного интегрирования по информационной технологии АИВВ метрологической оценки (5.6) адаптивного диапазона по программно управляемой точности.

Компенсационная оценка интегралов амплитуд гальванически развязанных исследуемого и нормированного сигналов за счет последовательного разделения их в координатах пространства и времени, в отличие от других преобразователей, реализует высокоэффективные с прецизионной точностью АЦП двойного интегрирования. Интегральная метрологическая оценка повышает помехозащищенность преобразований от влияния случайных помех, а компенсационный способ двойного интегрирования исключает температурный, временной и параметрический дрейф.

Перспективным направлением развития коммуникабельности микропроцессорных систем является дифференциация аппаратных средств АЦП в матричную структуру для интеграции их с программным обеспечением в гибкую архитектуру АИВВ. Совершенствование архитектуры АИВВ проанализируем на примере АЦП смешанного действия с поразрядным уравниванием.

5.3.3. АЦП поразрядного уравнивания

АЦП поразрядного уравнивания относятся к преобразователям параллельно-последовательного действия, их отличает высокая коммуникабельность и оперативность амплитудно-дискретной обработки информации. Достоинства этих АЦП обусловлены упорядоченной матричной структурой с микропрограммным управлением по гибким алгоритмам информативного математического и универсального программного обеспечения. Создание открытой архитектуры совершенствует способы поразрядного уравнивания до саморазвивающихся информационных технологий с высокоэффективными метрологическими средствами.

Сущность способов поразрядного уравнивания заключается в непосредственном представлении амплитуды в код со взвешенными основаниями числоимпульсной последовательности. За период формирования последовательности количество знакомест импульсов организуют соответственно числу позиций оператора счисления, включающего оценку по операторам исчисления уровня исследуемого сигнала с интегралом эквивалентных мер для выявления значимости знакоместа. При положительной оценке формируют на адресе знакоместа импульс в виде потенциала высокого уровня, принимаемого за логическую единицу, в противном случае на адресуемом интервале иницируют потенциалом низкого уровня логический нуль.

АЦП поразрядного уравнивания синтезируют по принципу аналогии из преобразователей последовательного отсчета, организованных по кольцевой структуре канала регулирования из последовательного соединения компаратора К, счетчика С и управляемого делителя ДН (см., например, табл. 5.1, 2а). Повышают гибкость структуры заменой счетчика С с аппаратным управлением на регистр (Р) и знакогенератор (ЗГ) на ПЗУ с упорядоченной архитектурой программируемой матрицы (см. табл. 5.3, 3а).

Компаратор К служит для сравнения исследуемого сигнала U_i с суммой эквивалентных мер U_{0i} и преобразования амплитуды во время τ по алгоритму

$$\text{если } U_i \begin{cases} \geq \\ < \end{cases} U_{0i}, \text{ то } \tau_j = \begin{cases} 1; \\ 0. \end{cases} \quad (5.64)$$

Регистр Р адресует знакоместо τ_j число-импульсной последовательности $T = \sum_{j=0}^{n-1} \tau_j$ и позиции j -го кода разрядной шины, т.е. синхронизирует координаты времени $a(\tau_j)$ и пространства a_j для инициализации веса импульсов $\xi(\tau_j)$ в ξ_j кода.

Знакогенератор ЗГ формирует веса ξ_j оснований a_j кода $N_{0i} = \sum_{j=0}^{i-1} \xi_j a_j$ синхронно j -м пространственно-временным координатам $\tau_j = \xi(\tau_j) a(\tau_j) T_0$ регистра Р по операторам исчисления алгебры, арифметики и логики. Алгебраические операции возведения в степень организуют код N_i в виде степенного полинома по правилам нормально дизъюнктивной (НДФ) или конъюнктивной (НКФ) формы. Логическими операциями сдвига регистра Р реализуется нормировка эквивалентов U_{0i} , включающая умножение или деление на меру основания α_j кода и его оценку погрешности по величине ξ_i веса кода N_i . Например, в бинарном коде НДФ знакогенератор ЗГ синтезирует цифровой эквивалент по итерационному алгоритму

$$\Delta N_j = \Delta N_{j+1} - \xi_{j+1} 2^{j+1} \quad (5.65a)$$

при выполнении условия:

$$\text{если } \Delta N_j \begin{cases} \geq \\ < \end{cases} \xi_j 2^j, \text{ то } \xi_j = \begin{cases} 1; \\ 0. \end{cases} \quad (5.65b)$$

Последовательная итерация разностных алгоритмов (5.65) приводит к интегральной оценке позиционных кодов исследуемой N_i и нормируемой N_{0i} величин в НДФ:

$$\text{если } N_i \begin{cases} \geq \\ < \end{cases} N_{0i}, \text{ то } \xi_j = \begin{cases} 1; \\ 0, \end{cases} \quad (5.66)$$

где $N_{0i} = \sum_{j=0}^{i-1} \xi_j 2^j$, что очевидно из анализа нулевой разницы ΔN_0 алгоритма (5.65a) для i итераций ($j = \overline{0, i-1}$)

при условии $\Delta N_j \geq N_j$ (5.65b). Это соответствует разностному уравнению нулевого уровня

$$\Delta N_0 = \Delta N_1 - \xi_1 2^1,$$

где $N_1 = \xi_1 2^1$. Для принятого условия соблюдается равенство $\xi_j = \xi_{j+1} = 1$ и при замене ΔN_1 его значением (5.65a) получим неравенство

$$\Delta N_0 \leq \Delta N_2 - \xi_2 2^2 - \xi_1 2^1.$$

После замены ΔN_2 значением (5.65) для $j = 2$ находим выражение

$$\Delta N_0 \leq \Delta N_3 - \xi_3 2^3 - \xi_2 2^2 - \xi_1 2^1,$$

что на i -й итерации, с учетом $\Delta N_i = N_i$, приводит к зависимости

$$\Delta N_0 \leq N_i - \sum_{j=1}^{i-1} \xi_j 2^j.$$

Принимая во внимание, что $\Delta N_0 = \xi_0 2^0$ – нулевой эквивалент кода $N_{0i} = \sum_{j=0}^{i-1} \xi_j 2^j$, после несложных преобразований исследуемой зависимости получим интегральный алгоритм (5.66) оценки кодов N_i и N_{0i} .

Оценка дифференциального (5.65) и интегрального (5.66) алгоритмов по точности приводит к метрологическим критериям эффективности АЦП на уровне алгоритма:

$$\text{если } \varepsilon \begin{cases} \geq \\ < \end{cases} \varepsilon_0, \text{ то } \xi_j = \begin{cases} 1; \\ 0, \end{cases} \quad (5.67a)$$

системы ограничений:

$$\begin{cases} N_{m-0} - N \leq -\varepsilon; \\ N_m - N \leq \varepsilon; \end{cases} \quad \begin{cases} N - N_{m-0} < \varepsilon; \\ N - N_m < -\varepsilon \end{cases} \quad (5.67б)$$

и мер нормировки:

$$\frac{N_m - N_{m-0}}{2} = |\varepsilon_0|, \quad (5.67в)$$

где N_m и N_{m-0} – цифровые эквиваленты кодов $N_{0i} = \sum_{j=0}^{i-1} \xi_j a_j$ и $N_{0,i-0} = \sum_{j=1}^{i-1} \xi_j a_j = N_{0i} - \xi_0 a_0$.

Из критериев метрологической эффективности (5.67) следует физический смысл веса ξ_j кода, который соответствует нормируемой погрешности ε_0 , т.е. $\xi_j = \varepsilon_0$ для $j = \overline{0, n}$. Это обусловлено тем, что относительная разница j -х минтермов $(N_j - N_{j-1})/N_j$ пропорциональна отношению N_j/a_j , соответственно равным j -м весам $\xi_j = \xi_{j+1}$ и погрешности ε_0 за счет условия линейности кода N_i . По аналогии понятен физический смысл оснований a_j кода N_i – это нормируемые меры. Справедливо и обратное утверждение, позволяющее по заданным метрологическим критериям (5.67) эффективности $\varepsilon_0 \geq |\varepsilon_0|$ синтезировать математическое обеспечение (5.64 – 5.66) АЦП и его функцию в различных формах представления науки и техники.

ЦАП в схеме АЦП (табл. 5.3, 3а) формирует из цифрового эквивалента N_{0i} знакогенератора ЗГ нормируемые аналоговые меры амплитудой U_{0i} по линейной статической характеристике

$$U_{0i} = U_0 N_{0i} / N_{\max}$$

с приведенной погрешностью ε_U (5.6). За счет линейных статических характеристик компаратора и регистра, знакогенератора и ЦАП справедливы условия линейности амплитудно-дискретных преобразований поразрядного уравнивания

$$N_i / U_i = N_{\max} / U_0 = 1 / U_{01} = a_j / U_{0j}. \quad (5.68)$$

Схема (см. табл. 5.3, 3а) работает циклически в i -м периоде T_i измерения, включающем последовательность τ_j тактов, т.е. $T_i = \sum_{j=0}^{i-1} \tau_j$. На временном интервале T_i число знакомест $\tau_j = \xi(\tau_j) a(\tau_j) T_0$ выбирают эквива-

лентно минтермам $N_j = \xi_j a_j$ кода $N_{0i} = \sum_{j=0}^{i-1} N_j$, формируемого на выходах Q_j n -разрядной шины $Q = \{Q_j\}_{j=0}^{n-1}$

знакогенератора ЗГ и регистра Р. Функционирование АЦП поясняют временные диаграммы (табл. 5.3, 3з), синхронизируемые в каждом периоде T_i по знакоместам τ_j , где $j = \overline{0, n-1}$, последовательностью j -х импульсов с частотой F_0 (см. табл. 5.3, 3з, средний график).

В начале периода в старшем разряде Q_{n-1} регистра Р знакогенератором ЗГ инициализируется логическая единица $Q_{n-1} = 1$, причем остальные разряды обнулены $Q_j = 0$. Это соответствует в бинарной системе счисления максимальному коду N_{\max} и номинальной амплитуде U_0 опорного напряжения на выходе $U_{0i} = U_0$ ЦАП (там же, 3з, верхний график). Компаратор К по алгоритму (5.64) сравнивает аналоговый эквивалент U_{0i} с измеряемым напряжением U_i . Для приведенного примера $U_i < U_{0i}$ и на выходе компаратора формируется нулевой потенциал на старшем знакоместе $\tau_{n-1} = 0$, который регистрируется в старшем разряде $Q_{n-1} = 0$ регистра Р нулевым импульсом частоты F_0 (там же, 3з, нижний график).

Первым импульсом частоты F_0 в разряде Q_{n-2} регистра Р появляется логическая единица с выхода знакогенератора ЗГ, $Q_{n-2} = 1$, что преобразуется ЦАП в потенциал $U_0/2$ на втором входе компаратора К, т.е. $U_{0i} = U_0/2$. При этом $U_{0i} < U_i$ (там же, 3з, верхний график) и по алгоритму (5.64) компаратор К переключается в единичное состояние, которое подтверждается на знакоместе $\tau_{n-2} = 1$ записью логической единицы $Q_{n-2} = 1$ в $(n-2)$ -й разряд регистра Р (там же, 3з, нижний график) первым импульсом частоты F_0 .

Аналогично в j -м такте $(n-1-j)$ -го разряда регистра Р инициализируется знакогенератором ЗГ по алгоритму (5.65) логическая единица, т.е. $Q_{n-1-j} = 1$, а в старших разрядах Q сохраняются уравновешенные потенциалы цифровых эквивалентов. На выходе ЦАП формируется аналоговый интеграл эквивалентов U_{0i} , который сопоставляется компаратором К с исследуемой амплитудой U_i . На знакоместе τ_{n-1-j} периода T_i фиксируется потенциал логического уровня по алгоритму (5.64), сформированный на выходе компаратора К и записываемый в Q_{n-1-j} разряд регистра Р j -м импульсом тактовой частоты F_0 .

В каждом периоде T за i тактов частоты синхронизации F_0 в регистре P на разрядной шине Q по алгоритмам (5.65), (5.66) формируется цифровой эквивалент N_{0i} из интеграла аналоговых мер U_{0i} , равных исследуемой амплитуде U_i при поразрядном уравнивании кода N_i . В момент уравнивания соблюдается баланс кодов и амплитуд:

$$\begin{cases} N_i = N_{0i}; \\ U_i = U_{0i}, \end{cases}$$

откуда следует статическая характеристика

$$N_i = N_{0i} U_i / U_{0i} \quad (5.69a)$$

АЦП поразрядного уравнивания и ее вид в нормированных координатах

$$N_i = N_{\max} U_i / U_0 \quad (5.69b)$$

с учетом условий (5.68) линейности преобразования, так как $N_{0i} / U_{0i} = N_{\max} / U_0$.

Линейность и вид характеристик (5.69) доказывается следующим образом. При балансе амплитуд согласно алгоритмам (5.65) и (5.64) соблюдается равенство

$$\Delta U_{0j} = \Delta U_{0,j+1} - U_{0,j+1}, \quad (5.70a)$$

где $U_{0j} = U_0 N_{0j} / N_{\max}$ – нормируемая амплитуда ЦАП, определяемая цифровым эквивалентом $N_{0j} = \xi_j a_j$ кода

$N_{0i} = \sum_{j=0}^{i-1} N_{0j}$ знакогенератора ЗГ, а $\Delta U_{0j} = U_0 N_j / N_{\max}$ – остаток образцовой амплитуды, пропорциональный

j -му коду $N_j = \xi_j a_j$ (в бинарном коде $N_{2j} = \xi_j 2^j$). Для i итераций алгоритм (5.70a) приводится к виду

$$\Delta U_{0j} = U_i - \sum_{j+1}^{i-1} U_{0j},$$

так как остаток $\Delta U_{0i} = U_i$ равен измеряемому напряжению. После сложения остатка ΔU_{0j} и суммы мер амплитуд U_{0j} находим измеряемую величину U_i как интеграл U_{0i} мер

$$U_i = \sum_{j=0}^{i-1} U_{0j} = U_0 N_{0i} / N_{\max}, \quad (5.70b)$$

а выражение (5.70b) приводится к равенству (5.64), т.е. $U_i = U_{0i}$. Аналогично алгоритм (5.65a) организует равенство

$$N_i = N_{0i} = \sum_{j=0}^{i-1} \xi_j a_j.$$

Математическое обеспечение АЦП поразрядного уравнивания систематизировано в табл. 5.3, 3в на уровне алгоритмов сравнения компаратора (5.64) и регистра (5.66), характеристик знакогенератора и ЦАП (5.67), линейности амплитудно-дискретных преобразований (5.68) и нормированной статической характеристики (5.69). Его отличают универсальность и информативность, оперативность и точность число-импульсного преобразования.

Статическая характеристика (5.69) аналогична нормированным функциям амплитудно-дискретного представления информации других АЦП, поэтому информационная технология их проектирования справедлива для синтеза и анализа метрологической эффективности (5.6) АЦП поразрядного уравнивания в основных формах науки и техники. Следует особенно выделить гибкую архитектуру этих АЦП, которая обусловлена матричной структурой ЗГ с микропрограммным управлением его связями по универсальным алгоритмам исчисления.

Таблица состояния (см. табл. 5.3, 3б) иллюстрирует один из адаптивных алгоритмов исчисления в двоичном коде счисления для трех разрядов, позволяющих наглядно оценить сущность метода программирования по аналогии. Таблица соответствует ПЛИМ с тремя адресными a_k входами, $k = \overline{0, 2}$, и k -ми выходами $Q = \{Q_k\}_0^2$.

Нулевой вход a_0 является синхронизирующим и информационным для считывания логических состояний по алгоритму (5.64) импульсов τ_j , формируемых компаратором K при сравнении исследуемой амплитуды U_i с интегралом аналоговых мер U_{0i} .

Адресные входы $\{a_1, a_2\}$ соединены поразрядно с информационными выходами $\{Q_1, Q_2\}$ ПЛИМ и организуют за счет следящей обратной связи программируемый генератор. Входы a_k определяют в адресном про-

странстве памяти ПЛМ знакоместо подпрограммы алгоритма исчисления по заданным оператором правилам техники адресации (непосредственной или прямой, косвенной или относительной). Приведенный пример реализует относительную адресацию, при которой адрес памяти операнда равен сумме адресов a_k , причем базис адреса формирует операнд с шины $\{Q_1, Q_2\}$ по условиям (5.64) преобразования амплитуд во время на синхронизирующем входе a_0 и алгоритма смещения (5.65), реализуемого операндами адресации входов $\{a_1, a_2\}$.

В простейшем случае программируемый генератор (или таймер) синтезируют по таблице кодов в адресном пространстве $a = \{a_k\}_1^{n-1}$, ее смещенным отображением в области памяти на шине $Q = \{Q_k\}_1^{n-1}$, программ таймера по выходам $Q = \{Q_k\}_n^p$ и состояниям тактового входа по адресу a_0 [20, 29]. Проектирование программного обеспечения знакогенератора осуществляют методом эквивалентов.

В приведенной таблице (см. табл. 5.3, 3б) не показан выход Q_0 , соответствующий знакоместу старшего разряда с основанием 2^2 , так как значащая логическая единица запрограммирована во второй строке (число $N_2(4) = 001$), а все другие состояния столбца Q_0 обнулены. Выходы Q_k и входы a_k для $k = 1, 2$ отражают на k -х позициях j -е состояния по основаниям 2^{k-1} бинарного кода. Вход синхронизации a_0 моделирует текущую позицию j с весом ξ_{2-j} с программируемым основанием 2^{2-j} для $j = 0, 1, 2$.

По адресным входам a_k таблица синтезирует двоичный код от 0 до 7 и соответствует таблице дешифратора, программируемой стандартным образом. Начинается в нулевом состоянии с нулей и заканчивается на седьмом состоянии единицами. Нулевая позиция с основанием a_0 заполняется по очереди (в разрядку) термами 0 и 1, по первому адресу a_1 с разрядкой в два раза (два нуля – две единицы) и с разрядкой через четыре на второй позиции для адреса a_2 . При расширении таблицы дешифратора разрядка удваивается по степенному полиному 2^k бинарного кода.

Выходная таблица мультиплексора по выходам Q_1, Q_2 программирует операнды в кодах таблицы дешифратора и моделирует алгоритм поразрядного уравнивания (5.65), (5.66) или (5.67) для реализации метода половинного сечения. В двоичном коде операторы деления или умножения на два организуют циклическим сдвигом операнда на одну позицию влево или вправо. Исходные операнды половинного $N_{\max}/2$ и максимального N_{\max} (или минимального $N = 0$) кода размещают на нулевом или первом состояниях по выходам Q соответственно рангу. В предлагаемом примере $N_{\max} = 4$, $N_{\max}/2 = 2$ (001₂, 010₂) и их программируют в первой и нулевой строке таблицы мультиплексора по выходам $\{Q_1, Q_2, Q_0\}$ с основаниями $\{1, 2, 4\}$. Исходные операнды по выходам Q указывают адреса перехода при нулевом импульсе F для $j = 0$, при этом на адресе a_0 формируется минтерм $\xi_2 2^2$ второй позиции, так как $k = 2 - j$, а нулевое и первое состояние организуют старт программы.

Исходное состояние старта программы регламентирует адрес $\{a_1, a_2\} = \{0, 0\}$ за счет пересылки операнда по выходам $\{Q_1, Q_2, Q_0\} = \{0, 0, 1\}$ на исходный адрес $\{a_1, a_2, a_0\} = \{0, 0, 1\}$, а при маскировании тактового входа подтверждается адрес старта $\{00\}$. Поэтому в исходном состоянии моделируется статика по адресу $\{00\}$, а на шине Q сформирован максимальный цифровой эквивалент, т.е. $N = 4$. Если на адресном входе a_0 появляется нулевой импульс $F = 1$ единичного уровня – исходный адрес $\{001\}$ подтверждается, а адрес пересылки не изменяется. Таким образом моделируется статический режим: программа не переключается, а на выходной шине Q фиксируется код $N = 4$. При отсутствии нулевого импульса $F = 0$ генерируется нулевой адрес $\{000\}$ по входам a_k , а на шине Q формируется адрес перехода $\{01\}$ и половина максимального эквивалента $N = 2$.

По нулевому импульсу $F = 0$ программа переключается с нулевого на второй адрес $\{01\}$ четвертого состояния. При отсутствии импульса $F = 0$ указывается адрес $\{10\}$ и эквивалент уменьшается в два раза $N = 1$. Программа пересылается на первый адрес и при $F = 0$ останавливается на втором состоянии, так как пересылается на нулевой адрес $\{00\}$ по выходам Q , который сформирован на них. Это обусловлено адресом a_0 , моделирующим нулевое основание и маскирующим логическую единицу нулевым уровнем. Возврат на текущий адрес организует команду «стоп», фиксируется второе состояние, а на выходах Q регистрируется нулевой эквивалент $N = 0$.

Если по первому адресу $\{10\}$ появляется единичный уровень $F = 1$ на входе a_0 синхронизации, то программа останавливается на третьем состоянии и формируется эквивалент единицы $N = 1$. Команда статике обусловлена равенством кода пересылки на шине Q входному адресу $\{10\}$ третьей строки. Аналогично синтезируются цифровые меры 2 и 3 на шестой и седьмой строке таблицы состояний, а пятая строка организует условия (5.64) за счет пересылки со второго $\{01\}$ на третий $\{11\}$ адрес при появлении импульса $F = 1$ единичного уровня по входу a_0 синхронизации.

Приведенный пример трансформируется в многомерную матрицу по методам аналогии размерностью $2(k+1)2^{k+1}$ с числом позиций $k = \log_2 N_2$ представления бинарного кода N_2 . При этом таблица с k -м рангом базируется на матрицах $(k-1)$ -го уровня и является основой таблиц состояния старшего $(k+1)$ -го базиса. Это соответствует интеграции программы из однотипных подпрограмм, синтезирующих подобные модули. Синтез и анализ программ по аналогии интеграции дифференцированных модулей из подобных морфологических (структур и связей) и функциональных (алгоритмов и моделей) признаков является методом проектирования эквивалентного программного обеспечения (блок-схем и языков программирования, таблиц кодов и состояний). Метод проектирования программ по эквивалентам отличается от комбинаторного программирования высокой метрологической и технологической, экономической и эргономической эффективностью. При этом хаотиче-

ский перебор массива узкоспециализированных решений заменяется информационной технологией создания оптимального программного продукта для гибкой архитектуры АЦП адаптивных АИВВ коммуникабельных микропроцессорных систем.

Метод эквивалентных программ предназначен для синтеза и анализа программного обеспечения на различных иерархических уровнях (от таблиц кодов до блок-схем программ) по принципам аналогии. Программирование таблицы состояния включает:

- синтез таблицы дешифратора в системе счисления заданных кодов (в бинарном коде по стандарту в диапазоне от минимального до максимального числа);
- анализ таблицы кодов дешифратора методами булевой алгебры или аналогии;
- использование спроектированной таблицы в качестве эквивалента для синтеза таблицы мультиплекса по операторам исчисления за счет техники адресации;
- анализ адресов пересылки операндов таблицы мультиплекса при формировании адресной последовательности в таблице дешифратора для синтеза исследуемого алгоритма функции;
- оценка исследуемой функции с образцовой и синтез программ более высокого ранга из эквивалентных модулей, сформированных из спроектированных таблиц состояния адекватных функций.

Наглядность и простота, оперативность и экономичность, прямой алгоритм проектирования оптимального по нормированным эквивалентам технического решения и открытая архитектура с адаптацией к априорной информации позволяют автоматизировать метод эквивалентных программ для создания современных информационных технологий. Благодаря этому гибкая архитектура АЦП поразрядного уравнивания развивается и в перспективе достигнет уровня интеллектуальных кибернетических интерфейсов.

Анализ АЦП смешанного действия показывает совершенствование архитектуры по вектору развития математического обеспечения и повышения эффективности метрологических средств от преобразователей следящего типа и двойного интегрирования комбинаторных СИС к матричным БИС поразрядного уравнивания.

Выводы

1. Архитектуру АЦП и ЦАП автоматических интерфейсов ввода-вывода классифицируют на уровне аппаратных средств по способам преобразования сигнала с амплитудно-, время- и кодоимпульсным представлением, а с позиции программного обеспечения систематизируют по способам измерения информации на преобразователи последовательного, параллельного и смешанного действия.

2. Функция преобразования инвариантна в основных формах представления схемо- и мнотехники, математики и физики, развивает морфологические признаки (структуры и связи) аппаратных средств АЦП и ЦАП по метрологическим и технологическим критериям эффективности от время- и число- к кодоимпульсным преобразователям.

3. Функция измерения совершенствует архитектуру преобразователей по функциональным признакам (алгоритмы и модели) в информационное обеспечение АИВВ по экономическим и эргономическим показателям от АЦП последовательного к ЦАП параллельного и смешанного действия.

4. АЦП и ЦАП организуют линейные преобразования сигнала с представлением информации в нормируемый эквивалент с аналогичными нормированными статическими характеристиками для различного интеграла информационных процессов, что позволяет синтезировать и анализировать их функции в основных формах науки и техники методами аналогии информационной технологии проектирования АИВВ с адаптивным диапазоном и регулируемой точностью, регламентированными погрешностью нормируемых мер.

5. Информационная технология проектирования интеллектуальных АИВВ интегрирует методы пассивных и активных делителей сигнала аналоговой техники и создания по аналогии логических функций цифровых схем и импульсных преобразователей энергии, синтеза и анализа архитектуры эквивалентных преобразователей и программного обеспечения по эквивалентам аналого-дискретной техники за счет развития математического обеспечения и повышения эффективности метрологических средств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жеребцов, И.П. Основы электроники / И.П. Жеребцов. – Л. : Энергоатомиздат, 1985. – 352 с.
2. Ленк, Дж. Руководство для пользователей операционных усилителей / Дж. Ленк. – М. : Связь, 1978. – 328 с.
3. Аналоговые интегральные схемы / под ред. С.В. Якубовского. – М. : Сов. радио, 1979. – 336 с.
4. Прагер, И.Л. Электронные аналоговые вычислительные машины / И.Л. Прагер. – М. : Машиностроение, 1979. – 231 с.
5. Современные интегральные микросхемы и их применение / под ред. М.В. Гальперина. – М. : Энергия, 1980. – 272 с.
6. Мейзда, Ф. Интегральные схемы: Технология и применение / Ф. Мейзда. – М. : Мир, 1981. – 280 с.
7. Шило, В.Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре / В.Л. Шило. – М. : Сов. радио, 1974. – 312 с.
8. Применение интегральных схем. Кн. 1. / под ред. А. Уильямса. – М. : Мир, 1987. – 432 с.
9. Полянин, К.П. Интегральные стабилизаторы напряжения / К.П. Полянин. – М. : Энергия, 1979. – 192 с.
10. Электрические измерения / под ред. А.В. Фремке и Е.М. Душина. – Л. : Энергия, 1980. – 392 с.
11. Гольденберг, Л.М. Импульсные устройства / Л.М. Гольденберг. – М. : Радио и связь, 1981. – 224 с.
12. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника / У. Титце, К. Шенк. – М. : Мир, 1982. – 512 с.
13. Гиттис, Э.И. Аналого-цифровые преобразователи / Э.И. Гиттис, Е.А. Пискулов. – М. : Энергоиздат, 1981. – 360 с.
14. Калабеков, Б.А. Цифровые устройства и микропроцессорные системы / Б.А. Калабеков, И.А. Мамзелев. – М. : Радио и связь, 1987. – 400 с.
15. Гутников, В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В.С. Гутников. – Л. : Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
16. Ефимов, И.Е. Микроэлектроника / И.Е. Ефимов, И.Я. Козырь, Ю.И. Горбунов. – М. : Высш. шк., 1987. – 416 с.
17. Алексенко, А.Г. Микросхемотехника / А.Г. Алексенко, И.И. Шагурин. – М. : Радио и связь, 1990. – 496 с.
18. Федорков, Б.Г. Микросхемы ЦАП и АЦП / Б.Г. Федорков, В.А. Телец. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 320 с.
19. Чернявский, Е.А. Аналого-цифровые измерительно-вычислительные преобразователи / Е.А. Чернявский, Чье Ен Ун. – СПб. : Энергоатомиздат, 1994. – 140 с.
20. Герасимов, Б.И. Микропроцессорные аналитические приборы / Б.И. Герасимов, Е.И. Глинкин. – М. : Машиностроение, 1989. – 248 с.
21. Герасимов, Б.И. Микропроцессоры в приборостроении / Б.И. Герасимов, Е.И. Глинкин. – М. : Машиностроение, 1997. – 246 с.
22. Глинкин, Е.И. Схемотехника БИС. Автоматические интерфейсы ввода-вывода / Е.И. Глинкин. – Тамбов : ТГТУ, 1997. – 72 с.
23. Кирьянов, А.В. Схемотехника полупроводниковых приборов и аналоговых интегральных схем / А.В. Кирьянов, Е.И. Глинкин. – Тамбов : Изд-во ТГТУ, 1998. – 41 с.
24. Глинкин, Е.И. Схемотехника микропроцессорных измерительных средств / Е.И. Глинкин, А.В. Кирьянов, А.Е. Бояринов. – Тамбов : Изд-во ТГТУ, 1998. – 60 с.
25. Глинкин, Е.И. Схемотехника микропроцессорных систем / Е.И. Глинкин. – Тамбов : Изд-во ТГТУ, 1998. – 158 с.
26. Глинкин, Е.И. Схемотехника БИС. Выпрямители и инверторы / Е.И. Глинкин, М.Е. Глинкин. – Тамбов : Изд-во ТГТУ, 1999. – 72 с.
27. Схемотехника измерительно-вычислительных систем / под ред. Е.И. Глинкина. – Тамбов : Изд-во ТГТУ, 2000. – 80 с.
28. Глинкин, Е.И. Схемотехника аналоговых интегральных схем / Е.И. Глинкин. – Тамбов : Изд-во ТГТУ, 2000. – 120 с.
29. Глинкин, Е.И. Схемотехника СИС: Проектирование дешифратора и мультиплексора, счетчика и регистра / Е.И. Глинкин. – Тамбов : Изд-во ТГТУ, 2001. – 48 с.
30. Альтшуллер, Г.С. Найти идею / Г.С. Альтшуллер. – Новосибирск : Наука, 1986. – 209 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1. ИНФОРМАЦИОННАЯ ТЕХНОЛОГИЯ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ	7
1.1. Технологическая концепция	7
1.2. Информационная концепция	9
1.3. Универсальность архитектуры	16
1.4. Принципы микросхемотехники	20
1.4.1. Принцип аналогии	20
1.4.2. Принцип эквивалентности	24
1.4.3. Принцип дуальности	26
1.4.4. Принцип симметрии	29
ВЫВОДЫ	34
2. Преобразование амплитуды в код	35
2.1. Условия преобразования сигналов	35
2.2. Синтез временных диаграмм	38
2.3. Амплитудно-временные преобразования	40
2.4. Дискретно-импульсные преобразования	43
2.5. Автоматические интерфейсы ввода-вывода	46
ВЫВОДЫ	50
3. Методы проектирования АИС	51
3.1. Дифференциальные методы	52
3.2. Интегральные методы	58
3.3. Методы физико-химического контроля	61
3.4. Информационные методы	65
ВЫВОДЫ	72
4. Аналого-импульсные схемы	73
4.1. Сравнивающие устройства	73
4.1.1. Аналоговый компаратор	74
4.1.2. Цифровые компараторы	79
4.1.3. Импульсные компараторы	81
4.2. Интеграторы	83
4.2.1. Счетчики импульсов	84
4.2.2. Запоминающие устройства	88
4.2.3. Программируемые аналоговые схемы	89
4.3. Релаксационные генераторы	91
4.3.1. Мультивибраторы	92
4.3.2. Импульсные генераторы	97
4.3.3. Числовые генераторы	98
4.4. Таймеры	100
4.4.1. Временные таймеры	101
4.4.2. Пространственные таймеры	103
4.4.3. Функциональные таймеры	105
ВЫВОДЫ	107

5. Аналого-цифровые преобразователи	108
5.1. Последовательные АЦП	109
5.1.1. АЦП на интеграторе	109
5.1.2. АЦП на основе ЦАП	114
5.1.3. АЦП на мультивибраторе	115
5.2. Параллельные АЦП и ЦАП	117
5.2.1. Управляемые делители сигналов	118
5.2.2. Цифроаналоговые преобразователи	122
5.2.3. Аналого-цифровые преобразователи	125
5.2.4. Комбинированные АЦП	130
5.3. Смешанные АЦП	136
5.3.1. АЦП следящего действия	137
5.3.2. АЦП двойного интегрирования	141
5.3.3. АЦП поразрядного уравнивания	145
ВЫВОДЫ	155
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	156