

32,98
Б 87

А.А.Брагин А.Л.Семенюк

**ОСНОВЫ
МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО
ОБЕСПЕЧЕНИЯ
АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
СИГНАЛОВ**

Издательство стандартов

А.А.Брагин А.Л.Семенюк

ОСНОВЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ



Москва Издательство стандартов 1989

Брагин А. А., Семенюк А. Л. Основы метрологического обеспечения аналого-цифровых преобразователей электрических сигналов. — М.: Издательство стандартов, 1989, 000 с., с ил.

В книге изложены элементы теории аналого-цифрового преобразования и приведена классификация аналого-цифровых преобразователей (АЦП) электрических сигналов. Рассмотрены вопросы нормирования метрологических свойств АЦП в соответствии с действующими стандартами, подробно описаны различные методы экспериментального исследования метрологических свойств АЦП в статическом и динамическом режимах, дана их новая классификация, приведены рекомендации по созданию автоматизированных контрольно-измерительных систем для исследования АЦП и по выбору их при построении информационно-измерительных систем.

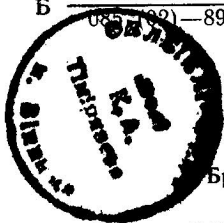
Книга рассчитана на инженерно-технических работников, занятых разработкой и применением АЦП электрических сигналов, и может быть полезна преподавателям, аспирантам и студентам приборостроительных и машиностроительных вузов.

Табл. 2 Ил. 70 Библиогр.: 35 назв.

Рецензенты: канд. техн. наук Б. С. Таубе,
д-р техн. наук Г. П. Шлыков

Б 2004010000—016
06.03.89—89 16—89

1170315



КО

Производственное издание

Брагин Алексей Алексеевич, Семенюк Ася Львовна

ОСНОВЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Редактор Н. А. Еськова

Обложка художника А. М. Павлова

Технические редакторы В. Н. Прусакова, В. Н. Малькова

Корректор Е. А. Богачкова

ИБ № 438

Сдано в наб. 14.10.88 Подп. в печ. 06.03.89 Т—00567 Формат 60×90¹/₁₆ Бумага тип. № 1
Гарнитура литературная Печать высокая 10,25 усл. п. л. 10,75 усл. кр.-отг. 10,59 усл.-зд. л.
Тир. 10000 экз. Зак. 2334 Цена 75 коп. Изд. № 8321/7

Ордена «Знак Почета» Издательство стандартов, 123840, Москва, ГСП,
Новопресненский пер., 3.
Калужская типография стандартов, ул. Московская, 256.

ISBN 5-7050-0016-2

© Издательство стандартов, 1989

ПРЕДИСЛОВИЕ

Появление аналого-цифровых преобразователей (АЦП) ознаменовало новый этап развития теории и техники измерений, вполне соответствующий духу совершающейся на наших глазах научно-технической революции, характеризующейся широким внедрением электронных вычислительных машин (ЭВМ), автоматизацией отбора, передачи и преобразования измерительной информации, созданием сложных измерительных и управляющих систем с применением средств вычислительной техники. И везде применяются АЦП, непосредственно связывая мир физических явлений с миром символики, на котором основаны процессы обработки, накопления и использования измерительной информации в науке и технике.

Успешному применению АЦП способствует стандартизация их метрологических свойств, а для экспериментального определения этих свойств необходимо создание специальных технических средств (средств измерений), привязанных через поверочные схемы к эталонам соответствующих физических величин. Другими словами, АЦП как изделие должно быть метрологически обеспечено.

Уровень метрологического обеспечения определяется тем, в какой степени технические средства, необходимые для экспериментального исследования и контроля параметров АЦП, и нормативно-техническая документация (НТД), регламентирующая процедуры исследования и описание метрологических свойств АЦП, отвечают потребностям практики. Развитие АЦП, особенно АЦП электрических сигналов, идет настолько быстрыми темпами, что наблюдается определенное отставание их метрологического обеспечения.

В данной книге сделана попытка обобщить результаты работ, относящихся к метрологическому обеспечению АЦП электрических сигналов, независимо от того, являются ли они средствами измерений (цифровыми вольтметрами, компонентами измерительных систем) или элементами преобразовательной техники.

Изложение теоретических вопросов строится на основе фундаментальных метрологических понятий компаратора и меры фи-

зической величины. В литературе по теории сигналов термин «уровень квантования» обычно употребляется как значение квантованного сигнала, а в литературе по АЦП — как уровень, при котором происходит смена выходного кода (уровень межкодового перехода). В книге эта двойственность устранена путем уточнения и использования двух различных понятий «уровень компарирования» и «уровень квантования» и производного понятия «функция погрешности».

Существует много публикаций о методах исследования динамических свойств АЦП, однако их систематизация отсутствует. Известные математические модели АЦП, по нашему мнению, не отвечают задачам нормирования и исследования динамических свойств АЦП и их использования в составе измерительных систем. Не решен ряд вопросов метрологического обеспечения АЦП, работающих в динамическом режиме, отсутствует достаточно строгая, основанная на физической сущности преобразования, классификация АЦП, которая могла бы быть полезной при решении вопросов стандартизации АЦП и их метрологического обеспечения. Поэтому в настоящей книге этим проблемам уделено максимальное внимание. Некоторые рассматриваемые положения, касающиеся метрологического обеспечения АЦП, регламентированы стандартами, некоторые известны из литературы, некоторые выдвигаются впервые и, возможно, являются спорными и подлежат дальнейшему обсуждению, в связи с чем обойтись без введения новых обозначений и понятий оказалось невозможным.

АЦП более других средств измерений приспособлены для автоматизации метрологических исследований и как объект, и как образцовое средство, в связи с чем методы измерений метрологических свойств АЦП излагаются в основном с учетом требований автоматизации на основе средств цифровой вычислительной техники, методы с визуальным отсчетом приводятся в исключительных случаях.

Из вопросов, которые приходится решать пользователю АЦП, рассмотрены выбор АЦП (при включении АЦП в измерительную систему) и оценивание погрешности результатов измерения.

В книге не рассматриваются выбор соотношения погрешностей образцовых средств и исследуемых АЦП, учет риска изготовителя и потребителя, так как они являются вопросами разработки конкретной методики; кроме того, они общие для всех средств измерений.

Предисловие, главы 1, 3—7 написаны Брагиным А. А., глава 2 — Семенюк А. Л.

Авторы выражают признательность сотрудникам отдела метрологии информационно-измерительных систем и автоматизированных систем управления технологическими процессами НПО «Система», принимавшим участие в совместных исследованиях вопросов метрологического обеспечения АЦП и оказавшим помощь при написании книги.

ОСНОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

- N — значение кода (число) на выходе АЦП; выходная переменная, принимающая значения $0, 1, 2, \dots, M$;
 M — максимальное значение выходного кода;
 n — число двоичных разрядов АЦП;
 S — некоторое конкретное значение выходного кода;
 x — входной сигнал АЦП (постоянный);
 $x(t)$ — входной сигнал АЦП;
 x_N — уровни компарирования (действительные);
 x_N^0 — уровни компарирования (номинальные);
 q — шаг квантования;
 $\varepsilon_q(x)$ — функция погрешности;
 X_q — квантованные значения сигнала x ;
 $\Delta(x)$ — инструментальная погрешность (непрерывная функция);
 $\Delta[N]$ — инструментальная погрешность (дискретная функция);
 Δ_ξ — погрешность (индекс — вид погрешности: м — методическая; с — систематическая; н — линейности; д — динамическая; Σ — суммарная; о — смещения нуля); могут применяться дополнительные верхний и нижний индексы, поясняющие условия возникновения погрешности и т. п.;
 $\overset{\circ}{\Delta}$ — случайная составляющая погрешности;
 τ_d — погрешность датирования отсчетов;
 $f_{\text{пр}}$ — максимальное число преобразований в единицу времени (частота запуска АЦП);
 $g(t-t')$ — импульсная характеристика линейного звена;
 $p(\cdot)$ — плотность вероятности непрерывной случайной величины;
 $P\{\cdot\}$ — вероятность какого-либо события.

Глава 1

АЦП КАК ОБЪЕКТ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

1.1. ОСОБЕННОСТИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ. МЕТОДИЧЕСКАЯ ПОГРЕШНОСТЬ

Измерение любой физической величины можно рассматривать, вообще говоря, как процесс аналого-цифрового преобразования. Измерение, например, размеров детали с помощью штангенциркуля или кровяного давления человека с помощью сфигмоманометра заканчивается результатом, фиксируемым в цифровой форме. Какое конкретное число приписать результату в любом из упомянутых случаев решает человек (рабочий или врач), проводящий наблюдение за показаниями измерительного устройства. При этом в силу непрерывности возможных значений измеряемой величины и конечной разрешающей способности измерительного устройства всегда возникает проблема выбора числа, которое следует приписать результату измерения. В конце концов она решается на основе сведений о погрешностях измерительного устройства или в более общем случае на основании априорных данных о метрологических свойствах средства измерений и принятой методики измерений.

Только результат измерения в виде числа имеет практическое значение, так как может неограниченно долго храниться и использоваться в разное время для описания и сравнения объектов измерения, для накопления и обработки данных о них и в конечном итоге для построения и развития всей системы научных знаний.

В последние десятилетия широкое распространение получили цифровые средства измерений, которые представляют результат измерения в цифровой форме и снимают с человека проблему выбора (определения) числа при считывании показаний (взятии отсчета). При этом, естественно, снижаются субъективные погрешности и ускоряется процесс измерения. Однако истинный смысл и значение автоматизации принятия решения о числе, выражающем результат измерения, состоит не столько в том, что повышается точность и быстродействие, сколько в том, что процессы отбора, хранения и обработки больших массивов информации, включая принятия решения об ее использовании, можно поручить ЭВМ.

Одно из важнейших направлений цифровой измерительной техники связано с созданием и использованием АЦП электрических сигналов (в дальнейшем АЦП).

АЦП входят как составляющая часть в информационно-измерительные системы, информационно-вычислительные комплексы, различные измерительные установки и приборы. АЦП как вто-

ричные преобразователи широко используются в области измерений неэлектрических величин электрическими методами.

При организации измерительного процесса с применением АЦП встречаются две существенно различные ситуации.

1. Измеряемый параметр объекта исследования практически не изменяется и может считаться постоянным как во время измерения, так и в течение времени, отделяющего момент измерения от момента использования результата измерения. Значение постоянного параметра обозначим через x .

2. Измеряемый параметр является функцией времени, как правило, случайной, и может изменяться существенно даже за время единичного измерения (за интервал времени, в течение которого начинается и заканчивается процесс аналого-цифрового преобразования). Зависящий от времени измеряемый параметр обозначим через $x(t)$.

Первая ситуация характерна для процесса измерения параметров отдельных объектов. Примером может служить автоматическое устройство для выходного контроля резисторов по сопротивлению. Результаты измерения используются для того, чтобы занести в документацию на изделие конкретное значение его параметра; путем накопления и обработки они могут служить для оценки состояния технологического процесса и т. п.

Вторая ситуация характерна для измерения параметров динамического объекта. Примером могут служить различные автоматизированные системы управления объектами, находящимися под непрерывным воздействием возмущающих факторов. Если обработка информации о состоянии объекта и выдача управляющих воздействий производятся в цифровой форме, то измерительные каналы системы обязательно содержат АЦП. Последний производит преобразование сигнала какого-либо измерительного канала в заданные моменты времени.

Каждый отсчет (результат единичного преобразования) описывается парой чисел: значением сигнала N и моментом времени, к которому оно относится. Следует подчеркнуть, что привязка отсчетов к условному или реальному времени (датирование отсчетов) является необходимым условием правильной организации обработки измерительной информации и выдачи управляющих воздействий. При исследовании нестационарных процессов должно быть известно время взятия отсчета по отношению к начальному моменту времени (нулю временной шкалы). При исследовании стационарных процессов результаты измерений (в виде оценок числовых характеристик функций распределения и др.) обычно инвариантны по отношению к временному сдвигу; достаточно, чтобы было известно взаимное расположение отсчетов на временной оси.

Преобразование сигналов обычно производится или в диапазоне от $-x_m$ до $+x_m$ (биполярные АЦП), или в диапазоне от 0 до x_m (униполярные АЦП).

В дальнейшем без потери общности для упрощения и наглядности графики и математических выражений, как правило, рассматривается униполярное преобразование ($0 \leq x(t) \leq x_m$). Биполярное преобразование ($-x_m \leq x(t) \leq x_m$) вводится только при необходимости.

Квантование по уровню. Будем полагать, что преобразуемые величины могут принимать любые значения в диапазоне от 0 до x_m . Каждое значение можно рассматривать как элемент множества возможных входных сигналов. Любое устройство, осуществляющее аналого-цифровое преобразование, выполняет операцию отображения бесконечного множества входных сигналов на конечное множество выходных сигналов. При этом каждому значению выходного кода (элементу выходного множества) соответствует некоторое подмножество исходного множества значений x .

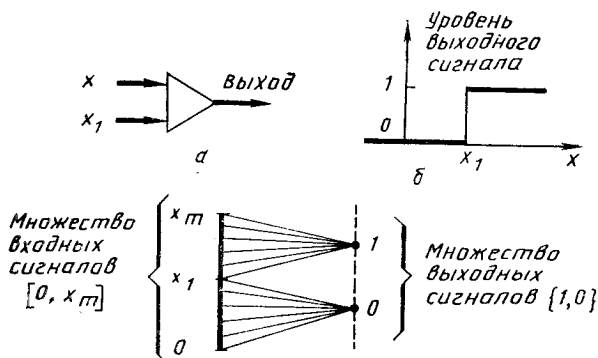


Рис. 1.1. Компаратор (одноуровневый АЦП):
 а—условное обозначение; б—характеристика преобразования; в—отображение непрерывного множества на дискретное множество сигналов

Теория аналого-цифрового преобразования может быть построена на основе операции сравнения двух однородных физических величин — двух сигналов: x_α и x_β . Реально эта операция выполняется с помощью устройства, называемого компаратором.

У идеального безынерционного компаратора выходной сигнал равен 0 при $x_\alpha < x_\beta$ и 1 при $x_\alpha \geq x_\beta$.

Компаратор может рассматриваться как простейший (одноуровневый) АЦП, если на один его вход подать измеряемый сигнал x , а на второй вход — заданный уровень компарирования x_1 (рис. 1.1).

АЦП часто называют преобразователем формы информации, имея ввиду, что аналоговая форма информационного сообщения заменяется цифровой (дискретной) формой (см. рис. 1.1, в). При этом неизбежна потеря части информации. Так, при квантовании по одному уровню потери информации наибольшие. По результату преобразования (0 или 1), содержащему не более 1 бит информа-

ции, можно только указать, в какой из двух областей диапазона находится значение входного аналогового сигнала. В то же время количество информации в аналоговом сигнале x , если рассматривать его как единичное сообщение, обычно во много раз больше и определяется априорным отношением полезной части сигнала и помехи.

Для того, чтобы уменьшить потери информации, увеличивают число уровней компарирования. Наиболее простой способ достичь этого — применить соответствующее число компараторов с заданными уровнями $x_1, x_2, \dots, x_s, \dots, x_M$ (рис. 1.2).

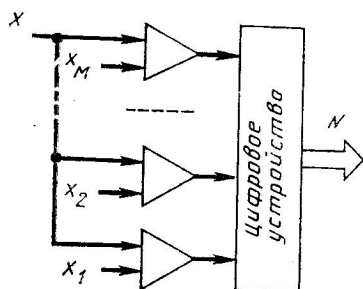


Рис. 1.2. Многоуровневый АЦП (структурная схема)

Пусть $x_1 < x_2 < \dots < x_s < \dots < x_M$. При воздействии на вход АЦП сигнала x , удовлетворяющего условию $x_N \leq x < x_{N+1}$, на выходах компараторов с уровнями компарирования $x_1, x_2, \dots, x_N$ появится сигнал «1», а на выходах остальных компараторов — «0».

Таким образом, устройство принимает одно из $M+1$ возможных состояний, которые, в принципе, могут быть пронумерованы

в произвольном порядке. Однако удобно их пронумеровать в соответствии с числом N сработавших компараторов. Тогда N — состояние будет представлено сигналами на выходах компараторов в виде так называемого параллельного унитарного кода числа N .

Очевидно, что такой код неудобен для фиксации результата преобразования в привычной десятичной системе исчисления или для ввода в ЭВМ, работающих обычно в двоичных или в двоично-десятичной системах счисления. Перевод числа из одного кода в другой производится с помощью цифрового устройства, подключаемого к выходам компараторов. Рассматриваемая схема отражает принцип действия АЦП параллельного типа.

Вообще схема любого АЦП содержит две части — аналоговую (включая компараторы) и цифровую. Аналоговая часть воздействует на цифровую через выходы компараторов. Однако и цифровая часть у АЦП многих типов производит различные управляющие воздействия на аналоговую часть в процессе формирования выходного кода (АЦП с замкнутой структурой). Структуры и алгоритмы преобразования основных типов АЦП будут описаны ниже (разд. 1.2).

Вернемся к рассмотрению схемы, показанной на рис. 1.2. Число N , полученное на выходе АЦП в виде кодовой комбинации, является образом некоторого подмножества значений входной ве-

личины $[x_N, x_{N+1}]^*$. Тогда операция преобразования в целом может быть задана, например, в таком виде:

x	$0 \leq x < x_1$	$x_1 \leq x < x_2$	$\dots$	$x_S \leq x < x_{S+1}$	$\dots$	$x_{M-1} \leq x < x_M$	$x_M \leq x \leq x_m$
N	0	1	$\dots$	S	$\dots$	M-1	M

Если интервал между смежными уровнями компарирования (шаг компарирования) обозначить как $q_N^* = x_N - x_{N-1}$, то оператор преобразования можно записать в более компактной форме**

$$N \leftarrow \left\{ \sum_{j=0}^N q_j^* + \Delta_N^* = x \right\}; \Delta_N^* < q_{N+1}^*; x_0 = 0. \quad (1.1)$$

Здесь Δ_N^* — своего рода дополнение, обеспечивающее равенство суммы значению x .

При мысленном эксперименте с точки зрения наблюдателя, следящего за выходом АЦП, число N имеет смысл в том случае, когда априори известна область соответствующих ему значений входной величины $[x_N, x_{N+1}]$. Более того, поскольку пользоваться множеством значений неудобно, числу N должно быть приписано некоторое конкретное значение величины $X_q = x_N + \varepsilon_N$ в полуинтервале $[x_N, x_{N+1}]$. Собственно в этом и заключается операция квантования входного сигнала.

Таким образом, как и в случае аналогового измерительного прибора, для АЦП должна быть указана градуировочная характеристика:

N	0	1	2	$\dots$	S	$\dots$	M-1	M
X_q	ε_0	$x_1 + \varepsilon_1$	$x_2 + \varepsilon_2$	$\dots$	$x_S + \varepsilon_S$	$\dots$	$x_{M-1} + \varepsilon_{M-1}$	$x_M + \varepsilon_M$

или в компактной форме $X_q \leftarrow N$.

В отличие от оператора преобразования (1.1) градуировочная характеристика представляет собой однозначное отображение значения числа N на множество $[0, x_m]$, приводящее выходной сигнал (результат преобразования) ко входу и придающее АЦП свойства измерительного прибора.

В дальнейшем под термином «характеристика преобразования АЦП» мы будем подразумевать в основном отображение вида $X_q \leftarrow x$.

* Так обозначается полуинтервал числовой оси от $x \geq x_N$ до $x < x_{N+1}$.

** Символ $\leftarrow$ может быть прочитан как «порождается».

Характеристика преобразования АЦП (рис. 1.3, а) полностью определяется значениями уровней компарирования и значениями квантованного сигнала.

Пусть выбранные согласно какому-либо правилу требуемые значения уровней компарирования равны $x_1^0, x_2^0, \dots, x_M^0$ (будем называть их номинальными). Если действительные уровни компарирования АЦП установлены равными номинальным ($x_M = x_N^0; N = \overline{1, M}$), то характеристика преобразования являет-

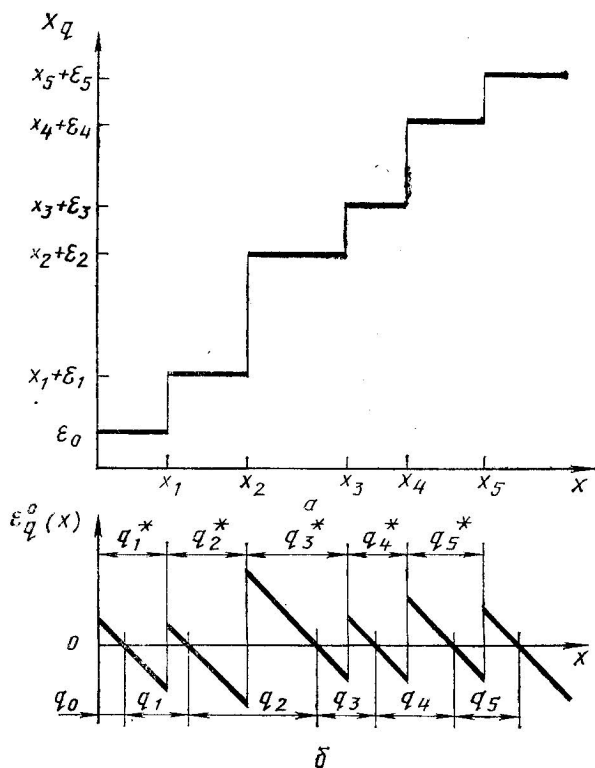


Рис. 1.3. Характеристика преобразования АЦП и функция методической погрешности

ся идеальной в том смысле, что не содержит никаких других погрешностей, кроме методической (ошибки квантования). Последняя — есть разность между квантованным и действительными значениями величины x

$$\epsilon_q^0(x) = X_q - x. \quad (1.2)$$

В дальнейшем $\epsilon_q^0(x)$ будем называть функцией методической погрешности.

Графическая интерпретация (1.2) показана на рис. 1.3, б. Легко видеть, что уровни компарирования и значения квантованного сигнала на выходе АЦП не совпадают; не совпадают в общем случае шаг квантования q_N и шаг компарирования q_N^* .

Неравномерное квантование входной величины, обеспечивая в отдельных случаях его применения определенный выигрыш, малоприемлемо в общетехническом плане, поскольку требуется дешифровка состояния квантователя в числовое значение X_q , приписываемое этому состоянию. В результате градуировочная характеристика может иметь сложный вид.

Поэтому удобно, чтобы число, обозначающее номер дискретного состояния АЦП, было бы количественной характеристикой (мерой) входной величины, т. е.

$$X_q = Nq. \quad (1.3)$$

Удовлетворение этого требования обеспечивает равномерное квантование входной величины ($q_0=0$; $q_N = q$ для всех $N=\overline{1, M}$) и линеаризует градуировочную характеристику, которая задается одним числом q . При этом уровни компарирования могут быть заданы в известных пределах произвольно: $(N-1)q < x_N^0 < Nq$.

Значения x_N^0 полностью определяют функцию методической погрешности $\varepsilon_q^0(x)$, что позволяет оценивать погрешности результата измерения. Однако пользоваться функцией погрешности, локальные экстремумы которой изменяются по диапазону, неудобно, так как усложняется процесс оценивания погрешности результата измерения. Практически при нормировании характеристик погрешности и оценивании погрешностей пришлось бы пользоваться максимальным значением $|\varepsilon_q^0(x)|$. Поэтому целесообразно минимизировать методическую погрешность. Требование минимума $|\varepsilon_q^0(x)|$ можно записать в следующем виде:

$$\min_{x_1, x_2, \dots, x_M} [\max_x |\varepsilon_q^0(x)|].$$

Ему эквивалентно требование минимума методической погрешности в окрестности каждого уровня компарирования x_N :

$$\min_{x_N} [\max \{ \varepsilon_N, q - \varepsilon_N \}]; \quad N = \overline{1, M}.$$

Легко видеть, что это требование удовлетворяется при условии $\varepsilon_N = 0,5q$; $x_N + \varepsilon_N = Nq$ для всех $N \geq 1$.

Таким образом, приходим к так называемому «линейному АЦП» с равномерным размещением уровней компарирования (с шагом $q_N^* = q$):

$$x_N^0 = (N - 0,5)q; \quad N = \overline{1, M}. \quad (1.4)$$

Характеристика преобразования «линейного» АЦП на основании (1.2), (1.3) имеет вид

$$Nq = x + \varepsilon_q^0(x), \quad (1.5)$$

причем $\varepsilon_q^0(x)$ определяется уровнями компарирования (1.4).

АЦП применяется не только как измерительный прибор, чаще он является промежуточным преобразователем — элементом измерительного канала системы. Рассмотрим преобразование (в общем случае функциональное) $Y_q \leftarrow x$, где Y_q — выходной квантованный сигнал.

Пусть, как и выше, число N является количественной мерой выходной квантованной величины $Y_q = Nq$. Пусть также задан закон функционального преобразования в виде

$$y = \Psi(x). \quad (1.6)$$

С формальной точки зрения безразлично, считать ли, что квантованию подвергается сначала входная величина ($X_q \leftarrow x$), а затем производится преобразование $Y_q = \Psi(X_q)$ или, наоборот, сначала осуществляется непрерывное преобразование в соответствии с (1.6), и только после этого — квантование величины y с помощью компараторов с уровнями компарирования $y_1, y_2, \dots, y_M$.

В любом случае уровни компарирования и погрешность квантования могут быть приведены как ко входу, так и к выходу преобразователя с помощью соотношения (1.6).

Легко видеть, что решение задачи выбора номинальных уровней компарирования $y_1^0, y_2^0, \dots, y_M^0$ из условия минимума методической погрешности по выходу $\min_{y_1^0, y_2^0, \dots, y_M^0} \{\max_y |\varepsilon_q^0(y)|\}$, где $\varepsilon_q^0(y) = y_q - y$, приводит к выражению, аналогичному (1.4): $Y_N^0 = Nq - q/2$; $N = \overline{1, M}$.

Уровни компарирования, уровни квантования и функция методической погрешности, приведенные ко входу, равны, соответственно,

$$x_N^0 = \Psi^{-1}(Nq - q/2); \quad (1.7)$$

$$X_q = \Psi^{-1}(Nq); \quad (1.8)$$

$$\varepsilon_q^0(x) = \Psi^{-1}(Nq) - x; \quad x_N^0 \leq x < x_{N+1}^0, \quad (1.9)$$

для всех $N = \overline{1, M}$.

Проведя несложное преобразование (1.9), получаем выражение для характеристики преобразования идеального функционального (нелинейного) АЦП:

$$Nq = \Psi(x + \varepsilon_q^0(x)). \quad (1.10)$$

Если выходной сигнал АЦП проградуировать в значениях входной величины, используя выражение (1.8), являющееся в сущ-

ности градуировочной характеристикой, то получим характеристику преобразования:

$$X_q = x + \varepsilon_q^0(x). \quad (1.11)$$

Ее вид показан на рис. 1.4, а. АЦП в этом случае также может рассматриваться как «линейный» измерительный преобразователь, имеющий переменный шаг квантования. Внешне (1.11) совпадает с (1.5), но следует иметь в виду, что входящие в них функции методической погрешности определены различным образом,

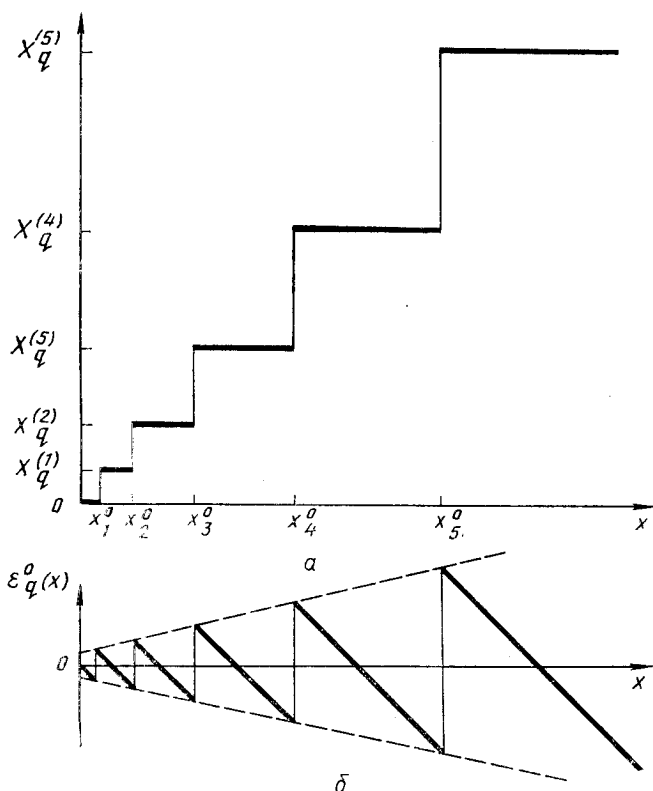


Рис. 1.4. Характеристика преобразования АЦП с неравномерным шагом квантования.

одна — в соответствии с (1.7) и (1.8), другая — в соответствии с (1.3) и (1.4).

Локальные экстремумы функции методической погрешности $\varepsilon_q^0(x)$ равны, очевидно, $\varepsilon_q^0(x_N^0) = \Psi^{-1}\Psi^{-1}(Nq) - \Psi^{-1}(Nq - q/2)$ для положительных ее значений и $\varepsilon_q^0(x_{N+1}^0 - 0) = \Psi^{-1}(Nq) - \Psi^{-1}(Nq + q/2)$ для отрицательных значений (см. рис. 1.4, б).

АЦП с неравномерным шагом квантования находят применение в аппаратуре связи, акустики и в некоторых других областях, так как позволяют расширить динамический диапазон преобразуемых сигналов при заданном числе уровней квантования или уменьшить число разрядов выходного кода без существенной потери информации.

Частным случаем функционального преобразования (1.6) является линейное преобразование

$$Y = kx. \quad (1.12)$$

Тогда характеристика преобразования АЦП в соответствии с выражениями (1.10) и (1.12) может быть записана в виде $Nq = kx + ke_q^0(x)$.

АЦП с такой характеристикой относится к типу «линейных»; при $k=1$ последнее выражение совпадает с (1.5).

Может показаться, что понятие линейного АЦП может быть определено через (1.12), независимо от подхода, принятого при обосновании равномерного размещения уровней компарирования (1.4). В действительности, в обоих случаях общей исходной посылкой является требование минимизации абсолютного значения погрешности квантования измеряемой или преобразованной величины при заданных x_m и M .

У АЦП, как промежуточного преобразователя — элемента измерительной системы или прибора, часто удобно выразить характеристику преобразования в относительных единицах:

$$N = \frac{k}{q}x + \frac{k}{q} \varepsilon_q^0(x),$$

что, в частности, позволяет избежать операции умножения N на q на отдельных этапах обработки результатов измерения. Необходимый коэффициент преобразования канала системы или прибора всегда может быть получен масштабированием других элементов системы или градуировкой прибора.

Дискретизация по времени. В большинстве случаев применения АЦП его входной сигнал — это непрерывная функция времени $x(t)$.

Для того, чтобы сохранить информацию о виде $x(t)$, отдельные результаты преобразования — отсчеты, получаемые с помощью АЦП, должны быть отнесены к определенным моментам времени, т. е. должны образовывать временной ряд

$$X_q(t_i), \quad i=1,2,3,\dots \quad (1.13)$$

Таким образом, АЦП, помимо функций квантования и кодирования входного сигнала, должен выполнять или позволять выполнять функцию временной привязки (датирования) отсчетов.

Датирование отсчетов производится по импульсному вспомогательному сигналу, подаваемому на АЦП или снимаемому с него. Время появления импульсов задается или измеряется.

Чаще всего датирование отсчетов осуществляется по моментам подачи импульсов запуска (или стробирования) АЦП. В дальнейшем без потери общности будем предполагать использование данного способа датирования отсчетов. Реализацию его рассмотрим на примере параллельного АЦП (рис. 1.5). В данном случае произвести датирование отсчета — значит зафиксировать состояние компараторов в заданный момент времени. Эта операция может быть выполнена с помощью набора D -триггеров, подсоединенных своими D -входами к выходам компараторов. По фронту импульса запуска в момент t_i происходит запоминание состояния компараторов и последующее его кодирование. Код, появившийся на выходе АЦП с некоторой задержкой по отношению к импульсу запуска, тем не менее считается относящимся к моменту t_i .

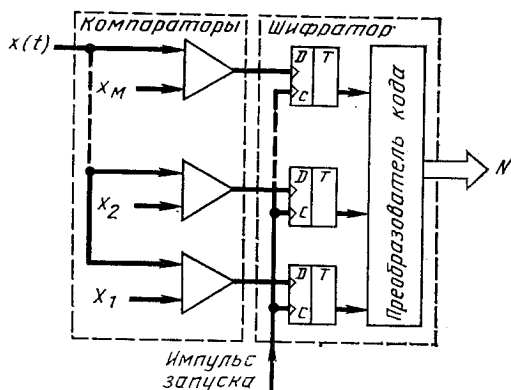


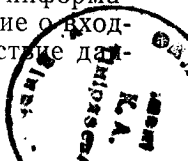
Рис. 1.5. АЦП параллельного типа с фиксацией состояния компараторов в заданный момент времени

Отметим только, что временная дискретизация может быть нерегулярной (адаптивной), когда моменты времени взятия отсчетов задаются с учетом характера (скорости) изменения входного сигнала, и регулярной (равномерной), когда отсчеты берутся через равные интервалы времени T , т. е. в моменты времени $t_1, t_1 + T, t_1 + 2T, \dots$

Более того, в большинстве случаев используется равномерная дискретизация во времени, так как при этом не требуется задавать и запоминать массив значений t_i , а достаточно знать период T следования импульсов запуска. В свою очередь это позволяет упростить алгоритм обработки информации.

Инерционность элементов АЦП не позволяет произвольно устанавливать интервал T .

Полученный в процессе измерения временной ряд в целом является основным, хотя и не единственным, источником информации для того, чтобы можно было составить представление о входном сигнале или, другими словами, поставить в соответствие да-



ному временному ряду некоторое подмножество исходного множества входных сигналов (восстановление сигнала).

Дискретизация по времени сигнала $x(t)$ также может сопровождаться своего рода методической погрешностью. Значение этой погрешности, определяемой как разность между входным сигналом $x(t)$ и сигналом $\hat{x}(t)$, восстановленным по значениям сигнала $x(t)$ в дискретные моменты времени $x(t_1)$, $x(t_2)$, $x(t_3)$, ... зависит от класса входных сигналов.

Для сигналов с финитным спектром указанная методическая погрешность отсутствует при условии, что $T \leq 1/2F_{\text{гр}}$, где $F_{\text{гр}}$ — граничная частота спектра сигнала $x(t)$. Данный вывод непосредственно вытекает из теоремы Котельникова [1].

Погрешность квантования по уровню сохраняется, очевидно, для сигналов любого класса.

Коммутативность операций квантования по уровню и дискретизации по времени. Оператор дискретизации по времени функции $x(t)$ можно представить в следующем виде:

$$O_T[x(t)] = \int_{t_j - \Delta t}^{t_j + \Delta t} x(t) \sum_{i=1}^k \delta(t - t_i) dt; \quad j = \overline{1, k}. \quad (1.14)$$

Здесь $\delta(t - t_i)$ — функция Дирака.

Далее правую часть выражения (1.11) можно рассматривать как оператор квантования по уровню величины x :

$$O_q(x) = x + \varepsilon_q^0(x). \quad (1.15)$$

Применяя его к элементам совокупности k значений $x(t)$, определяемых (1.14), можем записать

$$O_q\{O_T[x(t)]\} = O_q\{x(t_i)\} = X_q(t_j); \quad j = \overline{1, k}. \quad (1.16)$$

Теперь изменим порядок операций (преобразований). Для этого необходимо оговорить свойства оператора (1.15) по отношению к сигналам, представляющим собой функции времени. Если у АЦП, приведенном на рис. 1.5, пренебречь инерционностью компараторов, то состояние последних в любой момент времени в зависимости от входного сигнала вполне допустимо описывать с помощью оператора (1.15). То есть для идеального по быстрдействию квантователя

$$O_q[x(t)] = x(t) + \varepsilon_q[x(t)] = X_q(t).$$

Применим операцию дискретизации по времени к квантованному по уровню сигналу

$$O_T\{O_q[x(t)]\} = O_T\{X_q(t)\} = X_q(t_j); \quad j = \overline{1, k}. \quad (1.17)$$

Сравнение (1.16) и (1.17) позволяет сделать вывод о том, что

$$O_q O_T[x(t)] = O_T O_q[x(t)]. \quad (1.18)$$

Таким образом, математические операции безынерционного квантования по уровню и дискретизации по времени коммутатив-

ны. Это обстоятельство будет использовано ниже при обосновании обобщенной модели АЦП; в реальных АЦП преобразования сигнала, соответствующие указанным операциям, могут выполняться в различной последовательности.

1.2. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ АЦП. КЛАССИФИКАЦИЯ

АЦП на основе набора m компараторов со смещенными относительно друг друга уровнями срабатывания может рассматриваться как устройство, реализующее при измерении один из основных методов измерения — метод совпадения измеряемой величины с набором мер (метод линейки). По отношению к нему чаще всего используется термин «параллельный АЦП»; основным признаком при этом считается параллельное подключение компараторов к источнику входного сигнала. Число компараторов m может быть любым, однако при двоичном кодировании одного из $m+1$ возможных состояний АЦП с целью использования полной емкости кодового сообщения обычно соблюдают равенство $n = \log_2 (m+1)$, где n — число разрядов выходного сигнала АЦП.

Заметим, что в этом случае число разрядов выходного кода указывает на максимальное количество информации в битах, которое может быть получено при взятии одного отсчета.

АЦП параллельного типа обладают высоким быстродействием и простой регулярной структурой. Их основной недостаток — большая потребляемая мощность вследствие использования большого количества компараторов — особенно резко проявляется при повышении разрядности АЦП. Тем не менее, благодаря достижениям технологии интегральных микросхем, в настоящее время выпускаются 6—8-разрядные АЦП этого типа с частотой преобразования 100 МГц и выше.

Большинство более сложных структурных схем и алгоритмов аналого-цифрового преобразования было предложено с целью снижения (минимизации) количества оборудования и повышения разрядности, что достигалось, как правило, за счет снижения быстродействия.

Рассмотрим основные этапы совершенствования АЦП в этом направлении.

Сокращение числа радиокомпонентов достигается путем введения многоступенчатого преобразования. АЦП, состоящее из нескольких последовательно соединенных ступеней, показано на рис. 1.6, а. Каждая ступень имеет набор компараторов, шифратор, цифроаналоговый преобразователь (ЦАП). Набор m_i компараторов и шифратор образует параллельный АЦП соответствующей ступени. Алгоритм преобразования заключается в следующем. АЦП первой ступени определяет, в каком из m_1+1 участков диапазона лежит измеряемая величина. Разность $x - \alpha_1 q_1$ поступает на АЦП второй ступени, который определяет α_2 . Аналогичным образом определяются числа $\alpha_3, \dots, \alpha_r$. При этом $x = \alpha_1 q_1 + \alpha_2 q_2 + \dots + \alpha_r q_r + \Delta_m$; $\Delta_m < q_r$.

Число возможных состояний АЦП равно $M+1 = (m_1+1)(m_2+1) \dots (m_r+1)$. Если АЦП j -й ступени имеет разрядность $n_j = \log_2(m_j+1)$, то полная разрядность АЦП $n = \log_2(M+1) = \log_2(m_1+1) + \log_2(m_2+1) + \dots + \log_2(m_r+1)$, т. е. $n = n_1 + n_2 + \dots + n_r$.

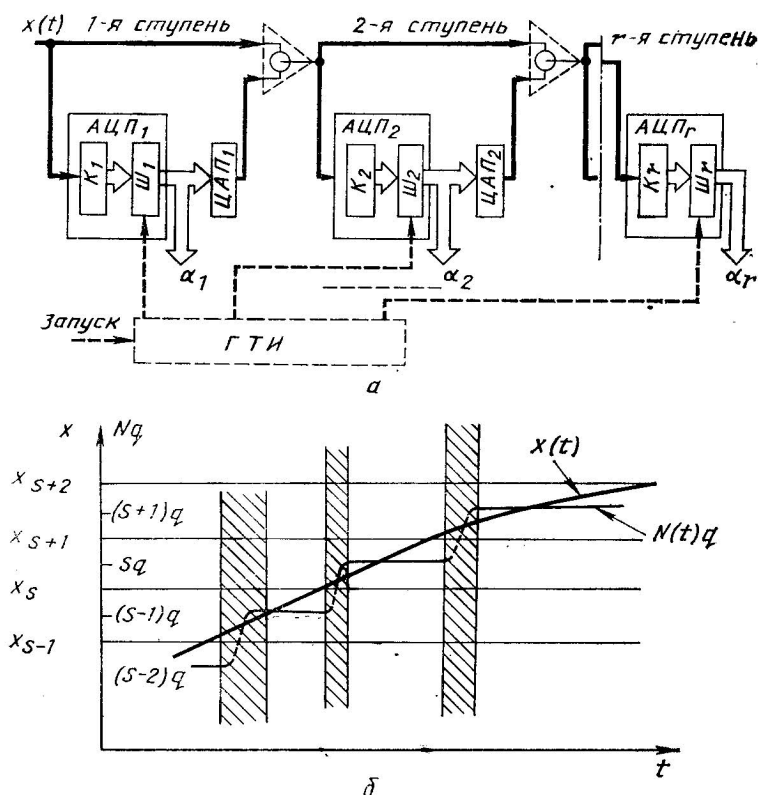


Рис. 1.6. Многоступенчатый асинхронный АЦП:

а—структурная схема; б—зоны неопределенности при квантовании сигнала (заштрихованы)

Когда в каждой ступени число компараторов минимально и равно 1, получаем частный, но весьма важный случай двоичной многоступенчатой структуры, позволяющий максимально упростить связи между ступенями и уменьшить количество радиоэлементов в АЦП.

Легко видеть, что параллельные и многоступенчатые АЦП в самом простом исполнении представляют собой системы, принимающие одно из возможных устойчивых состояний в зависимости от уровня входного сигнала.

При изменении входного сигнала (см. рис. 1.6, б) переключение одного из компараторов приводит к возникновению процесса перехода к следующему состоянию: процесса, в который может вовлекаться большее или меньшее число элементов АЦП. Скорость перехода определяется числом элементов, участвующих в процессе смены состояния и их инерционностью. АЦП, работающие подобным образом, называются асинхронными. Этим подчеркивается, что какие-либо тактирующие, синхронизирующие сигналы, которые задают режим и последовательность работы элементов АЦП, отсутствуют. Съем выходного кода осуществляется последующими устройствами измерительного канала.

Недостаток асинхронных АЦП — неопределенность выходного кода в течение времени смены состояний, что может привести к ошибкам (сбоям) при съеме показаний в заданный момент времени. Основной путь устранения этого недостатка — введение триггерных элементов в схему АЦП и синхронизация (тактирование) работы его частей.

Синхронный АЦП параллельного типа, состояние которого фиксируется внешним строб-импульсом, был рассмотрен выше (см. рис. 1.5). В синхронных многоступенчатых АЦП темп преобразования задается генератором тактовых импульсов (на рис. 1.6, а показан пунктиром), последовательно фиксирующим состояние каждой ступени. Тактовые импульсы от генератора с некоторым интервалом подаются на АЦП₁, АЦП₂, ..., АЦП_r. Время такта Δt выбирается, исходя из требования, оговаривающего степень завершенности переходных процессов в ЦАП и в устройстве формирования разности сигналов (усилителе). В результате общее время преобразования оказывается намного больше, чем в аналогичном асинхронном АЦП, часть элементов которого работает в форсированном режиме. Введение усилителя создает предпосылки для унификации элементов ступеней и снижения требований к точности их работы.

Многоступенчатые АЦП, по крайней мере, в виде, приведенном на рис. 1.6, а, принято называть «параллельно-последовательными». Этот термин отражает характер структуры АЦП ступени и последовательное выполнение операций преобразования отдельными ступенями.

Повышение частоты дискретизации во времени в многоступенчатых АЦП может быть получено организацией «конвейерного» режима преобразования, при котором j -я ступень на j -м такте (т. е. в течение времени от $t_i + (j-1)\Delta t$ до $t + j\Delta t$) преобразует сигнал, относящийся к моменту времени t_i . Для этого в АЦП вводятся элементы аналоговой памяти, осуществляющие задержку входного сигнала на j тактов перед подачей его на вход j -й ступени. Результаты преобразования ступеней на каждом такте запоминаются цифровым устройством. Тогда по истечении r тактов по отношению к моменту t будут накоплены значения всех разрядов результата преобразования $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_r$. Цифровое устройство формирует соответствующий выходной сигнал АЦП.

В качестве элементов аналоговой памяти используются обычно либо пассивные линии задержки, либо аналоговые запоминающие устройства. Частота дискретизации в конвейерных АЦП равна $f_{\text{пр}} = 1/\Delta t$.

Дальнейшим развитием принципов построения АЦП является переход к замкнутым структурам (схемам с обратной связью). Поскольку в тактируемом многоступенчатом АЦП операции, выполняемые каждой ступенью, разделены во времени, появляется возможность многократно использовать в процессе преобразования элементы одной ступени — набор компараторов, шифратор, ЦАП и устройство вычитания (см. рис. 1.7). Результат преобразования на 1-м такте запоминается в регистре шифратора и подается на ЦАП. Выходной сигнал ЦАП подается на вход вычитающего устройства. Прежде чем начать 2-й такт преобразования, должны быть изменены либо коэффициент усиления вычитающего устройства, либо интервал между уровнями

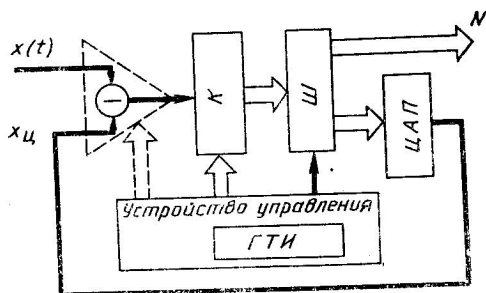


Рис. 1.7. Структурная схема многоступенчатого тактируемого АЦП замкнутого типа

квантования набора компараторов K . Аналогичные операции проводятся на каждом следующем такте. Результаты преобразования, полученные на каждом такте, накапливаются в регистре шифратора, который должен иметь разрядность, соответствующую разрядности АЦП. Разрядность ЦАП меньше на число разрядов, определяемых на последнем такте.

Разрядность АЦП при m компараторах и числе тактов r $n = r \log_2(m+1)$.

Перестройка усилителя или компараторов требует некоторого времени, поэтому время преобразования замкнутого АЦП больше, чем разомкнутого при прочих равных условиях.

Другое направление в построении АЦП связано с использованием метода уравнивания измеряемой величины. В таких АЦП производится сравнение входного сигнала с управляемой многозначной мерой с помощью одного компаратора. Структура АЦП является замкнутой, так как алгоритм уравнивания предполагает наличие контура управления многозначной мерой (рис. 1.8, а). Состояние многозначной меры (ЦАП) в конце цикла уравнивания определяет значение выходного кода АЦП.

Построение многозначной меры зависит от принятой системы счисления (набора мер). В общем случае набор мер может содержать m_1 мер веса $P_1 = 1/(m_1+1)$, m_2 мер веса $P_2 = P_1/(m_2+1)$, ..., m_r мер веса $P_r = P_{r-1}/(m_r+1)$. Тогда

$$P_r = \frac{1}{(m_1+1)(m_2+1) \dots (m_r+1)}.$$

Алгоритм уравнивания отображает диаграмма на рис. 1.8, б. Вначале подключаются последовательно меры наибольшего веса, когда $(\alpha_1 + 1)P_1 > x$ процесс прекращается, и количество мер уменьшается на 1. После этого подключаются меры меньшего веса P_2 и при условии $\alpha_1 P_1 + (\alpha_2 + 1)P_2 > x$ производится аналогичный переход к мерам с весом P_3 и т. д.

Наибольшее распространение получили АЦП с мерами, взвешенными по двоичному закону: ($m_1 = m_2 = \dots = m_r = 1$) и АЦП единичных приращений (m мер одинакового веса P_0).

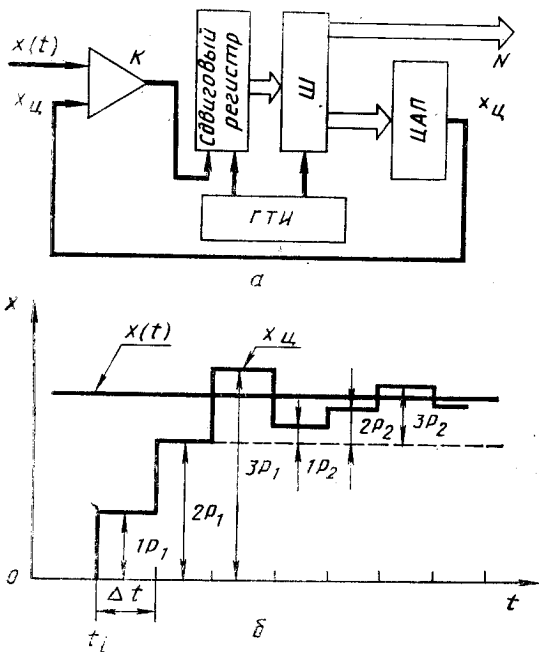


Рис. 1.8. АЦП с уравниванием входного сигнала

Очевидно, что процесс уравнивания можно в принципе начинать с любого начального состояния многозначной меры. Поэтому в АЦП уравнивания несложно организовать следящий режим. Наиболее известны и исследованы следящие АЦП единичных приращений с реверсивными счетчиками в цепи управления ЦАП.

Время преобразования у АЦП уравнивания в целом больше чем у АЦП совпадения из-за большего числа тактов; оно примерно одинаково, если АЦП имеют двоичную структуру.

Рассмотренные АЦП относительно сложны по структуре и алгоритму преобразования, требуют для изготовления значительного числа точных элементов — мер, компараторов, ключей. Поэтому

во многих случаях, особенно там, где не требуется высокого быстродействия, используется предварительное преобразование $x(t)$ в физическую величину, удобную для измерения с представлением результата в цифровой форме. Обычно электрическую величину (ток или напряжение) преобразуют во временной интервал или частоту. Цифровые методы измерения последних просты и отличаются высокой точностью.

У АЦП с преобразованием входного сигнала во временной интервал (рис. 1.9, а) начало временного интервала отмечается как

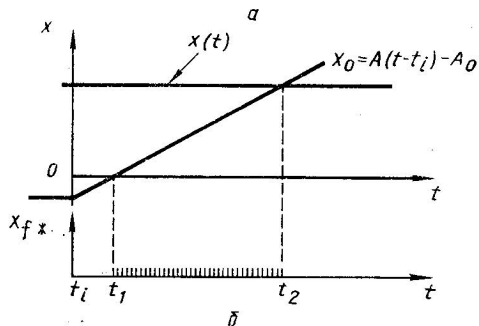
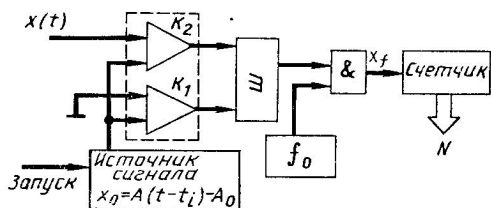


Рис. 1.9. АЦП с промежуточным преобразованием во временной интервал

слева на рисунке указаны классификационные признаки, расположенные по рангу сверху вниз, справа — классификационная схема, каждая ступень которой порождается соответствующим признаком.

Из всего множества АЦП электрических сигналов в первую очередь выделяются АЦП с промежуточным преобразованием входного напряжения или тока в физическую величину иной природы (обычно — время или частоту). К ним относятся различного рода интегрирующие АЦП, составляющие основу большинства универсальных цифровых вольтметров. Как правило, это АЦП высокой точности, но относительно невысокого быстродействия.

Более детальная классификация АЦП с промежуточным преобразованием тесно связана с методами измерения соответствующей неэлектрической физической величины и здесь не рассматривается, так как не представляет особого интереса для дальнейшего изложения.

момент пересечения нулевого уровня линейно нарастающим напряжением (или током), а конец — как момент пересечения последним уровня входного сигнала. Затем с помощью цифровых схем определяется число периодов опорной частоты, укладываемых в полученном временном интервале (рис. 1.9, б).

Рассмотрение основных способов АЦ-преобразования в их взаимосвязи дает немало информации для построения классификационного «дерева» АЦП. Дополнительно необходим выбор существенных классификационных признаков и правильное расположение их по «рангу». Классификация АЦП приведена на рис. 1.10.

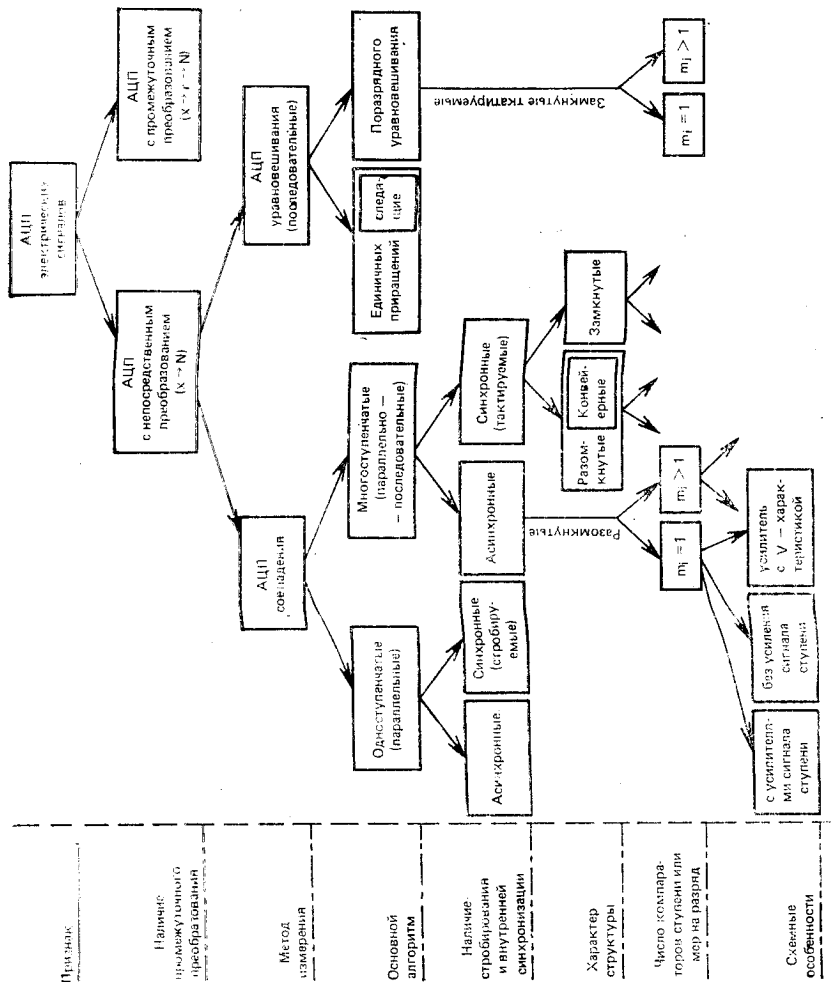


Рис. 1.10. Классификация АЦП электрических сигналов

Быстродействующие и сверхбыстродействующие АЦП строятся обычно по схеме с непосредственным преобразованием входного сигнала в цифровой код. В любом из АЦП этого класса реализуется один из двух классических методов измерения: метод совпадения или метод уравнивания преобразуемой величины.

Первые разделяются на одноступенчатые (параллельные) и многоступенчатые (в том числе параллельно-последовательные), а затем, в зависимости от режима выполнения основного алгоритма — на асинхронные и тактируемые (стробируемые).

Тактируемые многоступенчатые АЦП могут иметь как замкнутую структуру, так и разомкнутую. К разомкнутым АЦП этого вида относятся и конвейерные АЦП. Асинхронные многоступенчатые АЦП имеют только разомкнутую структуру.

Все многоступенчатые АЦП различаются по числу компараторов в отдельных ступенях. АЦП с одним компаратором в каждой ступени являются оптимальными по затратам элементов и количеству связей между ними.

Градации следующего уровня может быть произведена на основании особенностей технической реализации. Среди асинхронных разомкнутых АЦП с двоичной структурой ($m_j = 1$) можно выделить АЦП с усилителями в ступени, имеющими V-образную характеристику. Совмещение функций компаратора, усилителя и ЦАП в одном элементе дает возможность существенно повысить быстродействие АЦП.

Классификация АЦП с уравниванием измеряемой величины достаточно проста. Алгоритм уравнивания предопределяет замкнутый характер структуры таких АЦП и наличие тактирования. Наибольшее распространение получили АЦП с использованием ЦАП в качестве многозначной меры с двоично-взвешенными разрядами.

Входные устройства. В состав АЦП, предназначенных для конкретных приложений, часто вводятся аналоговые входные устройства, на которые возлагаются функции усиления, фильтрации, запоминания входного сигнала, преобразования «напряжение — ток» и «ток — напряжение», преобразования высокочастотного сигнала в низкочастотный (при определении действующего или средневыпрямленного значения сигнала) и т. д.

Входное устройство может оказывать заметное влияние на метрологические свойства АЦП, а иногда и полностью определять некоторые из них; в частности, это касается динамических свойств.

Воздействие входных устройств на сигнал $x(t)$ может быть представлено оператором общего вида $x^*(t) = \int_{t-T}^t g(t, t') \times \varphi[x(t')] dt'$. Здесь $g(t, t')$ — весовая функция; $\varphi(\cdot)$ — некоторая функция мгновенных значений входного сигнала; T — время, в течение которого сохраняется память о предыдущих значениях сигнала.

В частности, если входное устройство — линейный усилитель или фильтр, то $x^*(t) = \int_{t-T}^t g(t-t')x(t')dt'$; если термопреобразователь, то $x^*(t) = \int_{t-T}^t g(t-t')[x(t')]^2 dt'$; если интегратор (оператор текущего среднего), то $x^*(t) = 1/T \int_{t-T}^t x(t')dt'$.

Важную роль в технике аналого-цифрового преобразования играют аналоговые запоминающие устройства (АЗУ), т. е. устройства, способные фиксировать мгновенные значения сигнала в заданный момент времени

$$x^*(t) = \int_{t-T}^t \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(t'-iT)x(t')dt', \quad (1.19)$$

здесь $\sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(t'-iT)$ — «гребень» Дирака.

Две наиболее распространенные схемы АЗУ приведены на рис. 1.11, а, б. В момент замыкания ключа фиксируется напряжение конденсатора памяти C . Преобразование сигнала в соответствии с (1.19) показано на рис. 1.11, в.

Фактически в АЦП производится квантование по уровню сигнала $x^*(t)$, а не $x(t)$. Это обстоятельство следует учитывать, анализируя или оценивая по отношению к сигналу $x(t)$ метрологические свойства преобразователя, содержащего входные аналоговые устройства и собственно АЦП.

То или иное входное устройство может использоваться с различными видами АЦП, являющихся квантуемыми устройствами. Особенности входного устройства не являются устойчивым признаком для классификации АЦП. Поэтому приведенная выше классификация АЦП (см. рис. 1.10) составлена без учета свойств входных устройств.

Конечно, возможна примитивная классификация АЦП и по этому признаку (АЦП действующего значения, интегрирующие

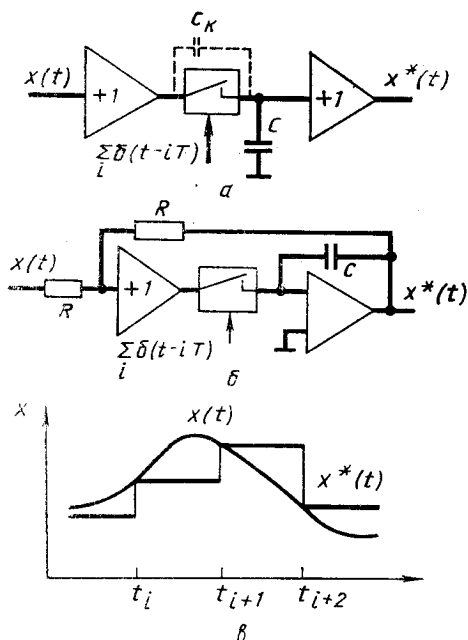


Рис. 1.11. Запоминание мгновенных значений сигнала:

а—АЗУ разомкнутого типа; б—АЗУ замкнутого типа; в—диаграмма идеального преобразования

АЦП, и т. д.), однако, она не затрагивает сущности аналого-цифрового преобразования.

1.3. СВОЙСТВА РЕАЛЬНОГО АЦП. ОБОБЩЕННАЯ МОДЕЛЬ

При построении модели АЦП должны быть учтены особенности АЦП как идеального дискретного преобразователя (в том числе методическая погрешность) и те отличия реального преобразователя от идеального, которые существенно влияют на погрешность результата измерения как в статическом, так и в динамическом режиме. Степень общности модели должна быть достаточной для того, чтобы описать все (или почти все) разнообразие АЦП одним и тем же относительно небольшим набором параметров. Кроме того, требуется, чтобы параметры модели могли бы быть определены путем экспериментального исследования АЦП по методу «черного ящика».

Нетрудно видеть, что для решения этой задачи нам теперь недостает только сведений о реальных свойствах АЦП и его составных частей.

Предварительно, однако, целесообразно составить общее представление о структуре модели АЦП. Изложенные выше сведения позволяют это сделать.

Начнем опять с рассмотрения схемы параллельного АЦП (см. рис. 1.5). Как было установлено, совокупность компараторов, на которые воздействует сигнал $x(t)$, выполняет операцию квантования по уровню этого сигнала. Заметим, что никакого реального квантованного сигнала вида $X_q(t)$ не существует, так как состояние компараторов несет информацию о входном сигнале в закодированном виде. Тем не менее, совокупность компараторов может быть заменена неким абстрактным квантователем, т. е. элементом, выходной сигнал которого $X_q(t)$ может принимать одно из $M+1$ дискретных значений в зависимости от уровня входного сигнала.

Запоминание состояния компараторов триггерными схемами по импульсу запуска АЦП, поступающему в момент времени t_i не что иное, как операция дискретизации квантованного сигнала по времени. Другие операции, выполняемые АЦП — в частности шифрование состояния триггеров, не имеют отношения к метрологическим свойствам АЦП и поэтому могут быть исключены из дальнейшего рассмотрения.

Таким образом, мы приходим к структуре модели АЦП, представляющей собой последовательное соединение квантователя и временного дискретизатора (рис. 1.12, а). Данная модель, полученная в результате анализа АЦП параллельного типа, отражает основные операции аналого-цифрового преобразования. Достаточно ли она общая? Для того, чтобы сделать окончательные выводы, проанализируем на том же уровне общности структуру АЦП с аналоговым запоминающим устройством (АЗУ) на входе.

В режиме слежения (выборки) АЗУ является фактически ли-

нейным усилителем (повторителем). Запоминание АЗУ значения входного сигнала $x(t)$ в момент t_i появления импульса хранения является операцией временной дискретизации. Таким образом, модель АЗУ может быть представлена в виде последовательного соединения линейного усилителя и дискретизатора (импульсного элемента). Собственно АЦП, подсоединенный к выходу АЗУ, производит преобразование запомненного значения $x(t_i)$ и может рассматриваться только как квантователь. Вытекающая отсюда структура модели АЦП с АЗУ приведена на рис. 1.12, б.

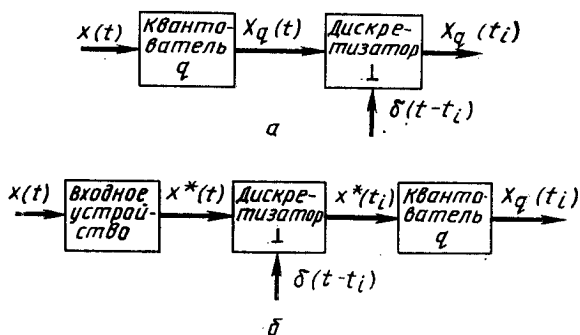


Рис. 1.12. Структура моделей АЦП

Сравнение полученных структур модели АЦП показывает, что они мало чем отличаются друг от друга. Во-первых, порядок включения квантователя и дискретизатора не имеет значения, так как выполняемые ими операции обладают свойством коммутативности — см. (1.18). Во-вторых, усилитель или какой-либо иной согласующий элемент (даже пассивный) может входить в состав любого АЦП, в том числе и АЦП параллельного типа. Эту составную часть АЦП под общим названием входное аналоговое устройство целесообразно включить в обобщенную модель как самостоятельный структурный элемент.

Проведенный анализ и сравнение двух различных по принципу действия АЦП дает основания для того, чтобы считать структуру АЦП любого типа состоящей из последовательного соединения входного аналогового устройства, квантователя и дискретизатора, причем последние два элемента можно менять местами.

Следующий этап — разработка математических моделей указанных структурных элементов, отражающих метрологические свойства реального АЦП, в том числе погрешности выполнения операций согласования, дискретизации и квантования. После этого возможно составить действительно общую математическую модель АЦП, пригодную для решения задач метрологического обеспечения.

Модель входного аналогового устройства. Так как мы условились рассматривать только «линейные» АЦП, достаточно ограни-

читься построением модели усилителя, как устройства, нелинейные свойства которого относительно слабо выражены и проявляются в виде погрешностей.

Пусть $x^* = f(x)$ — действительная статическая функция преобразования входного устройства (усилителя); $g(t-t')$ — его действительная импульсная характеристика. Примем, что импульсная характеристика удовлетворяет следующим условиям (условиям нормировки):

$$\left. \begin{aligned} g(t-t') &= 0 \text{ при } t' > t; \\ \int_{-\infty}^t g(t-t') dt' &= 1. \end{aligned} \right\} \quad (1.20)$$

Идеальным (желаемым) входным устройством будет являться линейный преобразователь с заданным (номинальным) статическим коэффициентом преобразования k_0 . При этом $x^* = k_0 x$.

Без потери общности для удобства будем считать, что $k_0 = 1$. Что же касается импульсной характеристики, то не всегда идеализация ее в виде δ — функции Дирака является желаемой. Иногда необходимо придать входному устройству свойства фильтра (например, с целью обеспечить при преобразовании выполнение условий теоремы Котельникова). Пусть $g_0(t-t')$ — заданная (номинальная) импульсная характеристика такого входного устройства.

Погрешности, которые вносит входное устройство, связаны с отличием его реальных свойств от идеальных. В частности, статическая погрешность может быть определена следующим образом:

$$\Delta(x) = f(x) - x. \quad (1.21)$$

Используя понятие линеализирующей прямой с крутизной δ_k представим выражение (1.21), как это принято, в виде суммы трех составляющих:

$$\Delta(x) = \Delta_0 + \delta_k x + \Delta_n(x), \quad (1.22)$$

где Δ_0 — аддитивная погрешность (смещение нуля преобразователя); δ_k — мультипликативная погрешность; $\Delta_n(x)$ — погрешность линейности.

Дальнейшие рассуждения будем проводить, опираясь на модель Хаммерштейна, трактовующую нелинейный аналоговый преобразователь как последовательное соединение безынерционного нелинейного звена и инерционного линейного звена. Оператор, связывающий входной и выходной сигналы, в этом случае имеет вид

$$x^*(t) = \int_{-\infty}^t g(t-t') f[x(t)] dt'. \quad (1.23)$$

На основании (1.21) и (1.22)

$$f(x) = \Delta_0 + (1 + \delta_k)x + \Delta_n(x). \quad (1.24)$$

Заменяя x на $x(t)$ в (1.24) (что допустимо для безынерционного нелинейного звена) и подставляя результат в (1.23), получим

$x^*(t) = \Delta_0 + (1 + \delta_k) \int_{-\infty}^t g(t-t') x(t') dt' + \int_{-\infty}^t g(t-t') \Delta_n[x(t')] dt'$. Погрешность вследствие нелинейности аналогового преобразователя — функция, обычно медленно изменяющаяся вдоль диапазона. Поэтому, если сигнал $x(t)$ за время, примерно равное продолжительности переходного процесса τ_n , изменяется на $|x(t) - x(t - \tau_n)| \ll x_m$, то при $t - \tau_n < t' < t$ можно считать, что $\Delta_n[x(t')] \approx \Delta_n[x(t)]$.

Импульсная характеристика $g(t-t')$ никогда точно не известна. Определим ее через номинальную характеристику в виде

$$g(t-t') = g_0(t-t') + \Delta g(t-t'). \quad (1.25)$$

Из условия нормировки (1.20) следует, что

$$\int_{-\infty}^t \Delta g(t-t') dt' = 0. \quad (1.26)$$

Тогда окончательно (1.23) преобразуется к виду

$$x^*(t) = \Delta_0 + \Delta_n[x(t)] + (1 + \delta_k) \int_{-\infty}^t [g_0(t-t') + \Delta g(t-t')] x(t') dt'. \quad (1.27)$$

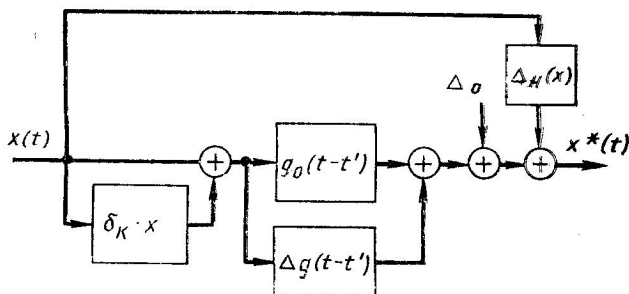


Рис. 1.13. Модель входного аналогового устройства

Это выражение представляет собой математическую модель входного устройства. Графическое изображение ее дано на рис. 1.13.

Модель квантователя. Описание погрешностей квантователя требует специфического подхода, обусловленного отсутствием взаимно однозначного соответствия между входом и выходом АЦП (наличие погрешности квантования).

Сравнение номинальной (1.5) и действительной (реальной)

$$Nq = x + \varepsilon_q(x) \quad (1.28)$$

характеристик преобразования АЦП (квантователя) показывает, что может иметь место общий сдвиг уровней компарирования по отношению к началу координат, случайный разброс интервалов между уровнями и изменение среднего шага компарирования (рис. 1.14).

На рис. 1.14, б в общих координатах построена функция методической погрешности

$$\varepsilon_q^0(x) = Nq - x; x_N^0 \leq x < x_{N+1}^0; N = \overline{0, M} \quad (1.29)$$

идеального квантователя ($x_N^0 = (N - 0,5)q$) и функция полной погрешности

$$\varepsilon_q(x) = Nq - x; x_N \leq x < x_{N+1}; N = \overline{0, M} \quad (1.30)$$

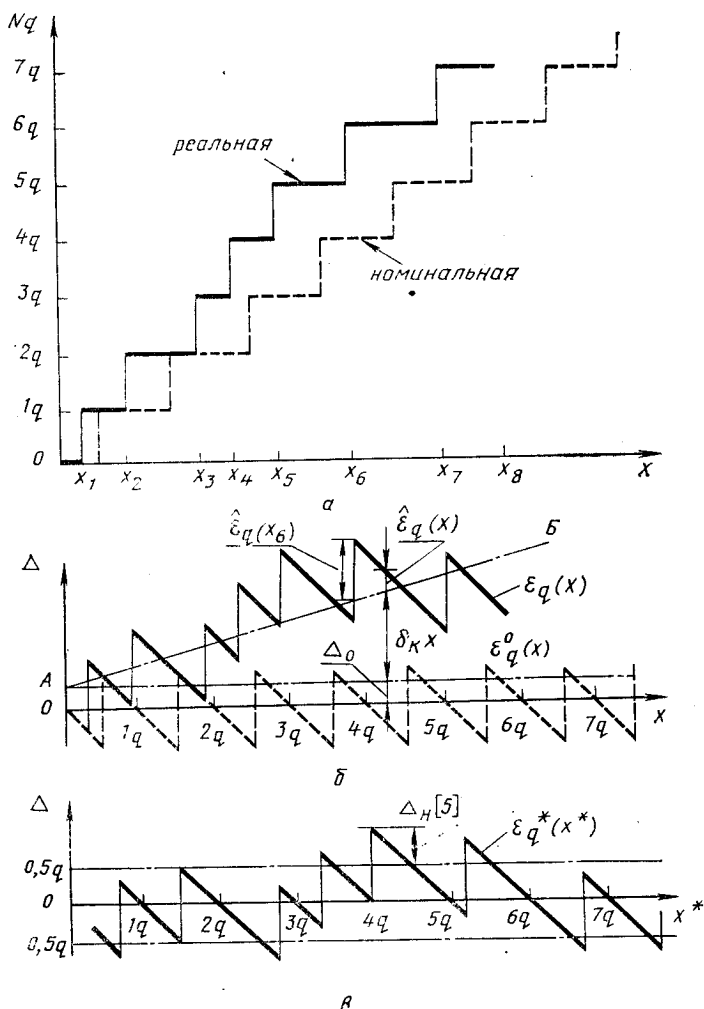


Рис. 1.14. Номинальная — — — и действительная — — — функции преобразования АЦП (а); функция погрешности (б); погрешность линейности (в)

реального квантователя, которому, помимо методической погрешности, присуща также инструментальная погрешность.

Однако $\varepsilon_q(x)$ не является алгебраической суммой методической и инструментальной погрешностей. Поэтому определять математически инструментальную погрешность через разность $\varepsilon_q(x) - \varepsilon_q^0(x)$ было бы неверно, так как в сущности $\varepsilon_q^0(x)$ и $\varepsilon_q(x)$ — это один и тот же вид погрешности — погрешности квантования — сравните (1.29) и (1.30)).

Инструментальной погрешностью следует считать приращение погрешности квантования при смещении уровней компарирования относительно заданного (номинального) положения:

$$\Delta_c[N] = \varepsilon_q(x_N) - \varepsilon_q^0(x_N^0)$$

или

$$\Delta_c[N] = \varepsilon_q(x_N) - 0,5q. \quad (1.31)$$

Нетрудно видеть, что из $\varepsilon_q(x)$ можно выделить аддитивную (Δ_0) и мультипликативную ($\delta_k x$) составляющие инструментальной погрешности; остальную часть погрешности будет не что иное, как совокупность методической погрешности и неисключенной доли инструментальной погрешности, т. е.

$$\varepsilon_q(x) = \Delta_0 + \delta_k x + \overset{\wedge}{\varepsilon_q}(x). \quad (1.32)$$

В соответствии с (1.31)

$$\Delta_c[N] = \Delta_0 + \delta_k x_N + \overset{\wedge}{\varepsilon_q}(x) - 0,5q.$$

Последние два члена правой части этого выражения могут рассматриваться как погрешность линейности:

$$\Delta_n[N] = \overset{\wedge}{\varepsilon_q}(x_N) - 0,5q. \quad (1.33)$$

Тогда окончательно

$$\Delta_c[N] = \Delta_0 + \delta_k x_N + \Delta_n[N]. \quad (1.34)$$

Погрешность Δ_c будем называть систематической составляющей инструментальной погрешности или просто систематической погрешностью, в отличие от случайной погрешности, порождаемой флюктуациями параметров элементов АЦП. Из (1.33) и (1.34) видно, что инструментальная погрешность АЦП является дискретной функцией.

Часто желательно знать приращение погрешности линейности (1.33) на шаге квантования

$$\Delta'_n[N] = \Delta_n[N+1] - \Delta_n[N], \quad (1.35)$$

которое называют дифференциальной нелинейностью (как первую разность дискретной функции).

Итак характеристику преобразования (1.28) с учетом проведенного разложения функции погрешности $\varepsilon_q(x)$ на составляющие можно записать в виде

$$Nq = x + [\Delta_0 + \delta_k x + \overset{\wedge}{\varepsilon}_q(x)]. \quad (1.36)$$

Обозначив

$$x^* = \Delta_0 + (1 + \delta_k)x, \quad (1.37)$$

запишем (1.36) следующим образом:

$$Nq = x^* + \overset{\wedge}{\varepsilon}_q\left(\frac{x^* - \Delta_0}{1 + \delta_k}\right).$$

Функцию погрешности $\overset{\wedge}{\varepsilon}_q(x)$ можно определить заново, если приписать уровням компарирования новые значения согласно (1.37): $x_N^* = \Delta_0 + (1 + \delta_k)x_N$; $N = \overline{1, M}$.

Тогда

$$Nq = x^* + \varepsilon_q^*(x^*). \quad (1.38)$$

Вид функции погрешности $\varepsilon_q^*(x^*)$ приведен на рис. 1.14, в. Нетрудно убедиться, что погрешность линейности (1.33) сохраняет свое значение при переходе от $\overset{\wedge}{\varepsilon}_q(x)$ к $\varepsilon_q^*(x^*)$: $\Delta_n[N] = \varepsilon_q^*(x_N^*) - 0,5q$. Выражения (1.37) и (1.38) в совокупности дают основание формально представить математическую модель квантователя ($X_q(t) \leftarrow x(t)$) в виде двух уравнений:

$$\left. \begin{aligned} X_q(t) &= x^*(t) + \varepsilon_q^*[x^*(t)]; \\ x^*(t) &= \Delta_0 + (1 + \delta_k)x(t). \end{aligned} \right\} \quad (1.39)$$

Соответствующее графическое изображение модели показано на рис. 1.15.

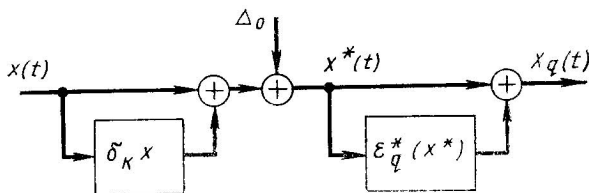


Рис. 1.15. Модель квантователя

Разложение функции полной погрешности $\varepsilon_q(x)$ на составляющие Δ_0 , $\delta_k x$ и $\overset{\wedge}{\varepsilon}_q(x)$ не единственно (зависит от того, каким образом провести прямую АБ на рис. 1.14, б). Задача становится определенной при наложении дополнительных условий, например, ми-

нимума среднего квадратического значения погрешности линейности:

$$\sum_{N=1}^M (\Delta_n[N])^2 = \min_{\Delta_0, \delta_k} \sum_{N=1}^M \left\{ \Delta_c[N] - (\Delta_0 + \delta_k x_N) \right\}^2, \quad (1.40)$$

или минимума ее абсолютного значения

$$\Delta_n^* = \min_{\Delta_0, \delta_k} \max_N \{ |\Delta_c[N] - (\Delta_0 + \delta_k x_N)| \}, \quad (1.41)$$

или координат двух точек прямой AB в начале и в конце диапазона

$$\{x_1, \Delta_c[1]\}, \{x_M, \Delta_c[M]\}. \quad (1.42)$$

Модель дискретизатора. С операцией временной дискретизации связано отнесение данного отсчета к определенному моменту времени, т. е. датирование отсчета. Поэтому возможные погрешности датирования естественно связать с моделью дискретизатора.

Погрешность датирования отсчета как элемента временного ряда (1.13) имеет две составляющие: погрешность формирования фронта импульса запуска АЦП (или измерения времени его появления) и погрешность, вносимую самим АЦП и связанную во многом с невозможностью учесть в деталях сложный характер проявления инерционности его элементов.

В дальнейшем будет рассматриваться только погрешность датирования отсчетов, обусловленная неидеальностью элементов АЦП.

Вернемся к анализу АЦП параллельного типа (см. рис. 1.5). Инерционные свойства компаратора (в несколько упрощенном виде) описывают обычно временем (задержкой) срабатывания

τ_d . Значения τ_d различных компараторов имеют разброс. На рис. 1.16 показано распределение задержек быстродействующего компаратора К597СА1 (аналога микросхемы АМ685), снятое на одной партии [2]. Максимальный разброс задержек составляет 3,5 нс, среднее значение $\bar{\tau}_d \approx 4,2$ нс. Кроме того, τ_d компаратора обычно изменяется в некоторых пределах в зависимости от скорости изменения входного сигнала в области уровня срабатывания. Таким образом, код числа N , фиксируемый цифровой частью АЦП по импульсу запуска, поступающему в момент времени t_i , будет соответствовать входному сигналу в момент времени $t_i - \tau_{di}$.

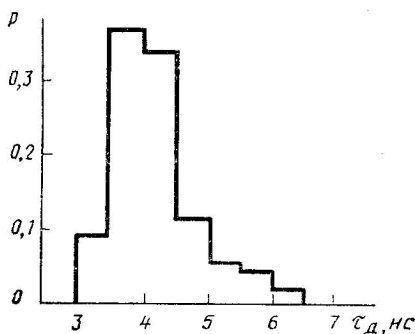


Рис. 1.16. Экспериментальные данные по разбросу времени срабатывания (τ_d) компаратора К597СА1 (АМ685)

Если знать задержки компараторов АЦП, то в принципе можно вводить поправки при датировании отсчетов, но практически это нереально. Введением задержки в цепь запуска можно скомпенсировать среднее значение задержек τ_d , однако их случайный разброс останется и будет приводить к неустранимой погрешности датирования отсчетов.

Иные причины приводят к возникновению погрешности датирования отсчетов в тактируемом многоступенчатом АЦП без АЗУ. АЦП этого вида свойственны динамические погрешности, возникающие в том случае, если входной сигнал изменяется за время преобразования. Разность между результатом преобразования и входным сигналом зависит от реализации последнего.

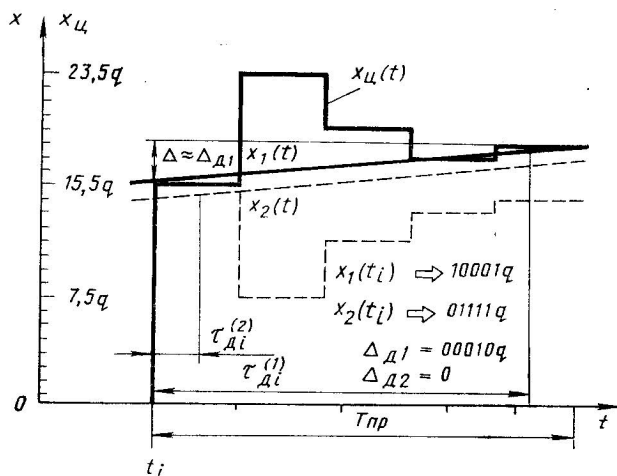


Рис. 1.17. Возникновение динамической погрешности в АЦП поразрядного уравнивания;
($x_1(t_i) - x_2(t) \approx q$)

На рис. 1.17 приведены диаграммы уравнивания АЦП, запускаемого в момент времени t_i , для двух монотонно нарастающих сигналов. Если датировать отсчет по моменту t_i запуска АЦП, то для заданной реализации входного сигнала динамическая ошибка всегда может быть вычислена, однако решение обратной задачи — вычисление по результату преобразования значения сигнала $x(t_i)$ (пусть с точностью до ошибки квантования) — в общем случае не представляется возможным, даже если априори известна скорость его изменения. Можно только утверждать, что динамическая ошибка не превышает приращения сигнала за время преобразования

$$\Delta_d \leq x(t_i + T_{пр}) - x(t_i). \quad (1.43)$$

С другой стороны, вводя временной эквивалентный сдвиг при датировании отсчета, можно считать, что выходной код представ-

ляет значение входного сигнала в некоторый (неизвестный) момент $t_i + \tau_{дi}$ внутри интервала времени $(t_i, t_i + T_{пр})$, т. е. $N \leftarrow x(t_i + \tau_{дi})$.

Из диаграмм, показанных на рис. 1.17, следует, что результат преобразования первого сигнала фактически относится к моменту времени $t_i + \tau_{дi}^{(1)}$, а результат преобразования второго сигнала, отличающегося от первого только на значение кванта q , относится к моменту времени $t_i + \tau_{дi}^{(2)}$. Разброс действительного момента взятия отсчета, как уже отмечалось, может достигать общего времени преобразования $T_{пр}$. Известные методы коррекции динамических погрешностей АЦП могут снизить этот разброс, но не устранить [3].

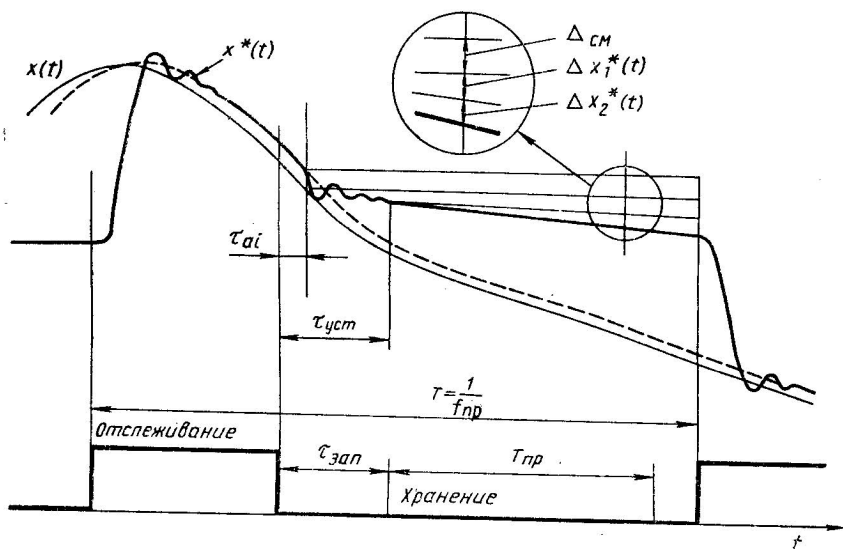


Рис. 1.18. Временные диаграммы и режимы работы реального АЗУ

При использовании АЗУ динамические погрешности процесса преобразования собственно АЦП (квантующего устройства) резко снижаются.

Однако возникает ряд дополнительных погрешностей, обусловленных неидеальностью параметров АЗУ. Переход от одного запомненного значения к другому не может быть совершен мгновенно (как на рис. 1.11). Поэтому в реальных АЗУ предусматривается период подготовки (режим отслеживания или выборки) к переходу в момент времени t_i в основной режим (режим хранения $x(t_i)$)*. На рис. 1.18 приведены диаграммы, иллюстрирующие осо-

* В связи с этим в литературе часто встречается другое название данного структурного элемента АЦП — устройство выборки и хранения (УВХ).

бенности работы АЗУ. В режиме слежения выходной сигнал $x^*(t)$ описывается (1.27). Переход в режим хранения сопровождается следующими явлениями: задержкой на τ_{ai} момента фиксации сигнала $x^*(t)$, возникающей вследствие инерционности ключа и выходных узлов АЗУ, появлением смещения (пьедестала) $\Delta_{см}$ и затухающих колебаний из-за паразитных связей (емкостного и индуктивного характера) между элементами устройства.

Для исключения влияния колебаний запуск АЦП, подключенного к выходу АЗУ, производится в момент времени $t_i + \tau_{зан}$ (при условии $\tau_{зан} \geq \tau_{уст}$).

Во время хранения сигнал (напряжение) на выходе АЗУ может изменяться вследствие разряда конденсатора C токами утечки $I_{ут}(x)$:

$$\Delta x_1^*(t) \approx \frac{I_{ут}(x)}{C}(t - t_i), \quad (1.44)$$

а также вследствие проникновения некоторой доли приращения входного сигнала за время $t - t_i$ через проходную емкость ключа C_k :

$$\Delta x_2^*(t) = \frac{1}{K_c}[x(t) - x(t_i)]; \quad K_c = \frac{C}{C_k}. \quad (1.45)$$

Из-за изменения $x^*(t)$ во время хранения возникает динамическая (по своему происхождению) погрешность преобразования АЦП. Ее в соответствии с (1.44) и (1.45), можно разделить на две составляющие:

$$\begin{aligned} \Delta'_д &\leq \frac{I_{ут}(x)}{C}(\tau_{уст} + T_{пр}), \\ \Delta''_д &\leq \frac{1}{K_c}[x(t_i + \tau_{уст} + T_{пр}) - x(t_i)]. \end{aligned} \quad (1.46)$$

Первая составляющая существует даже при постоянном входном сигнале и внешне проявляется как изменение уровней компарирования АЦП (функции погрешности $\epsilon_q^*(x)$ модели квантователя).

Вторая составляющая приводит к погрешности датирования отсчета. Сравнивая (1.46) и (1.43), нетрудно заметить, что влияние изменений входного сигнала на погрешность преобразования ослабляется АЗУ примерно в K_c раз. Эквивалентное смещение момента взятия отсчета $\tau_{ди}^*$ находится в пределах $1/K_c \tau_{уст} < \tau_{ди}^* < 1/K_c (\tau_{уст} + T_{пр})$.

Наконец, непосредственный вклад в погрешность датирования отсчетов вносит задержка момента фиксации τ_{ai} выходного сигнала АЗУ, которая может зависеть от уровня входного сигнала или изменяться случайным образом из-за флуктуационных помех в канале управления. Полное смещение момента взятия i -го отсчета в АЦП с АЗУ равно $\tau_{ди} = \tau_{ai} + \tau_{ди}^*$.

Остальные погрешности АЗУ достаточно адекватно описываются рассмотренной выше моделью входного устройства. В частности, пьедестал $\Delta_{см}$ может считаться частью погрешности нуля Δ_0 .

Таким образом, анализ работы АЦП различного вида свидетельствует о том, что многие причины возникновения погрешности датирования отсчетов носят детерминированный характер, что в принципе дает возможность вычислить и ввести поправки для данного сигнала. Однако практически эта процедура не осуществима. Многообразие проявлений динамических свойств АЦП диктует статистический подход к описанию погрешности датирования отсчетов.

Далее, проводя некоторое обобщение, можно считать, что всегда существует неопределенность действительного момента отсчета t_i^* по отношению к заданному (номинальному) t_i независимо от причины, ее порождающей; погрешность датирования i -го отсчета $\tau_{di} = t_i^* - t_i$ должна рассматриваться как случайная величина.

За основу модели дискретизатора естественно взять идеальный импульсный элемент, описываемый оператором (1.14). Запишем последний в виде

$$\xi(t_i) = \int_{-\infty}^{\infty} \xi(t) \delta(t - t_i) dt; \quad i = \overline{1, k}. \quad (1.47)$$

где $\xi(t)$ — входное воздействие, которое может быть непрерывным, либо квантованным сигналом.

В соответствии с вышеизложенным введем в (1.47) задержку (или опережение) на τ_{di} момента срабатывания импульсного элемента:

$$\xi(t_i + \tau_{di}) = \int_{-\infty}^{\infty} \xi(t) \delta[t - (t_i + \tau_{di})] dt; \quad i = \overline{1, k}. \quad (1.48)$$

На графической модели (рис. 1.19) это отражено с помощью элемента случайной задержки (опережения) τ_{di} в канале управления.

Синтез обобщенной модели.

Предварительно необходимо рассмотреть такое свойство реального АЦП, как наличие случайной погрешности, наблюдающейся даже при постоянном входном сигнале, когда влияние случайной задержки отсчета не должно проявляться, а также указать, каким образом следует учесть ее в обобщенной модели. До сих пор обсуждение этого вопроса намеренно откладывалось для того, чтобы не усложнять построение моделей структурных элементов АЦП. Причиной случайной погрешности указанного типа являются в основном шумы или внутренние наводки в радиоэлементах входного устройства, квантователя или дискретизатора, а при недостаточной экранировке АЦП

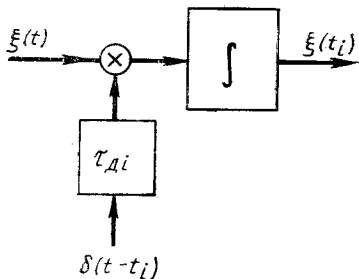


Рис. 1.19. Модель дискретизатора

— и внешние помехи. Случайная погрешность может зависеть от уровня входного сигнала хотя бы потому, что различные компараторы могут отличаться по уровню шумов. Тем не менее, действие всех источников шумов целесообразно отразить в модели АЦП одним эквивалентным источником случайного сигнала. Последний следует разместить после входного устройства, чтобы исключить влияние его фильтрующих свойств, но перед квантователем.

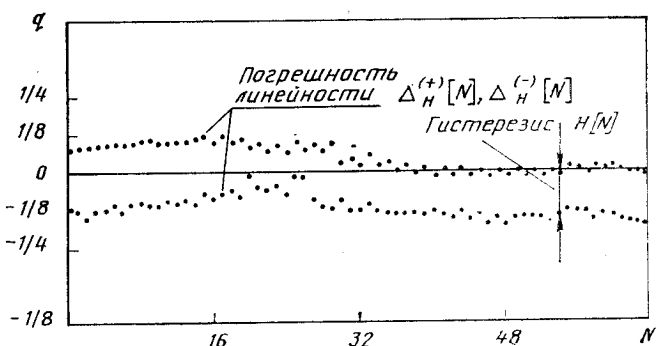


Рис. 1.20. Типичный гистерезис у АЦП SDA5010

Следующее замечание касается гистерезиса, т. е. смещения уровней квантования в зависимости от того, возрастает или убывает входной сигнал, даже если его изменения чрезвычайно медленны. Это явление нежелательно, так как приводит к дополнительным погрешностям. Обычно оно возникает из-за паразитных положительных обратных связей в АЦП, охватывающих компараторы.

На рис. 1.20 показано экспериментально снятое значение гистерезиса во всем диапазоне входных сигналов для АЦП параллельного типа [4].

Пусть $x_N^{(+)}$ — уровень компарирования при $dx/dt > 0$; $x_N^{(-)}$ — уровень компарирования при $dx/dt < 0$.

Тогда гистерезис N -го уровня $H[N] = x_N^{(+)} - x_N^{(-)}$.

Таким образом, погрешность АЦП при наличии гистерезиса определяется двумя множествами уровней компарирования и зависит от знака скорости изменения входного сигнала. Соответственно в модель АЦП необходимо ввести две функции погрешности: $\varepsilon_q^{(+)}(x)$ и $\varepsilon_q^{(-)}(x)$. Используя знаковую функцию

$$Z(\xi) = \begin{cases} 1 & \text{при } \xi \geq 0 \\ -1 & \text{при } \xi < 0 \end{cases}, \quad (1.49)$$

обобщенную функцию погрешности можно записать в следующем виде:

$$\varepsilon_q \left(x, \frac{dx}{dt} \right) = \frac{1}{2} \left\{ \varepsilon_q^{(+)}(x) \left[1 + Z\left(\frac{dx}{dt} \right) \right] + \varepsilon_q^{(-)}(x) \left[1 - Z\left(\frac{dx}{dt} \right) \right] \right\}. \quad (1.50)$$

Перейдем теперь к построению обобщенной модели АЦП на основе математических моделей структурных элементов. Для наглядности сначала воспользуемся их графическим представлением (см. рис. 1.13, 1.15 и 1.19). Соединив последовательно входное устройство, источник случайного сигнала $x_{\text{ш}}(t)$, квантователь и дискретизатор, получим обобщенную модель АЦП, в которой, однако, целесообразно произвести некоторые очевидные упрощения. Идентичные элементы входного устройства и квантователя, представляющие аддитивные и мультипликативные погрешности, объединяются; нелинейность входного устройства ассоциируется с функцией погрешности квантователя, которая после этого должна быть определена заново (нелинейность входного устройства учитывается в виде изменений уровней компарирования); для учета гистерезиса функция погрешности модифицируется согласно (1.50). Затем на основании (1.27), (1.39) и (1.48) можно записать

$$\left. \begin{aligned} X_q(t_i + \tau_{di}) &= \int_{t_i - \Delta t}^{t_i + \Delta t} [x^*(t) + \varepsilon_q(x^*(t), \frac{dx^*}{dt})] \sum_{j=1}^k \delta(t - t_i - \tau_{di}) dt; \\ x^*(t) &= \Delta_0 + x_{\text{ш}}(t) + (1 + \delta_k) \int_{-\infty}^t g(t - t') x(t') dt. \end{aligned} \right\} \quad (1.51)$$

Интервал интегрирования должен перекрывать максимальное значение погрешности датирования отсчета: $\Delta t > \max |\tau_{di}|$.

Значение τ_{di} нам неизвестно, поэтому значение $X_q(t_i + \tau_{di})$ как числовой результат i -го преобразования должно быть отнесено к моменту t_i запуска АЦП, т. е.

$$N(t_i)q = X_q(t_i + \tau_{di}). \quad (1.52)$$

Только при этом допущении влияние τ_{di} будет проявляться при сравнении $x(t_i)$ и $N(t_i)q$ как погрешность.

Подставляя (1.51) в (1.52), приходим к следующему выражению для обобщенной математической модели АЦП:

$$\left. \begin{aligned} N(t_i)q &= \int_{t_i - \Delta t}^{t_i + \Delta t} [x^*(t) + \varepsilon_q(x^*(t), \frac{dx^*}{dt})] \sum_{j=1}^k \delta(t_1 - t_i - \tau_{di}) dt \\ x^*(t) &= \Delta_0 + x_{\text{ш}}(t) + (1 + \delta_k) \int_{-\infty}^t g(t - t') x(t') dt' \end{aligned} \right\} \quad (1.53)$$

устанавливающему связь между входным сигналом, моментами запуска и результатами преобразования через параметры модели. Графическое изображение обобщенной модели АЦП приведено на рис. 1.21.

Заметим, что АЦП может влиять на источник входного сигнала, внося тем самым дополнительные погрешности в результаты измерения. Для учета этого влияния входные цепи АЦП электрических сигналов должны быть представлены отдельной моделью в виде, например, комплексного сопротивления и источника напряжения смещения.

Выражение (1.53) имеет довольно громоздкий вид. Поэтому целесообразно рассмотреть частные случаи. Во многих случаях до-

статочны динамические свойства АЦП учесть с помощью погрешности датирования отсчета $\tau_{дi}$, а влиянием гистерезиса пренебречь. Тогда

$$\left. \begin{aligned} N(t_i)q &= \int_{t_i - \Delta t}^{t_i + \Delta t} [x^*(t) + \varepsilon_q(x^*(t))] \sum_{j=1}^k \delta(t - t_j - \tau_{дi}) dt; \\ x^*(t) &= \Delta_0 + x_{ш}(t) + (1 + \delta_k)x(t). \end{aligned} \right\} \quad (1.54)$$

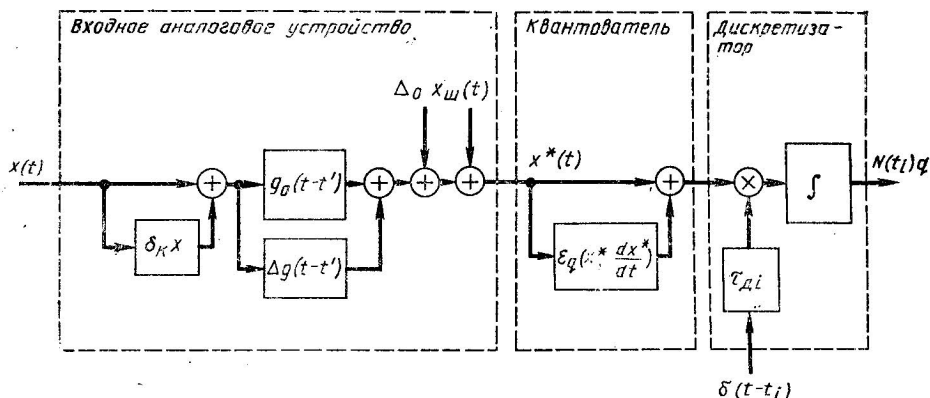


Рис. 1.21. Обобщенная модель АЦП

Если измеряется постоянный параметр последовательности объектов, например, напряжения стабилитронов при их выпуске, то вопрос о временной привязке результатов измерения решается вне АЦП. Другой пример: в спектрометре ядерного излучения амплитуда импульсов детектора преобразуется с помощью АЦП в код. Момент появления импульса может не фиксироваться вообще (амплитудный анализ) или фиксироваться независимо от процесса преобразования в АЦП (амплитудно-временной анализ). В таких случаях модель АЦП упрощается за счет исключения дискретизатора:

$$Nq = \Delta_0 + \dot{\Delta} + (1 + \delta_k)x + \varepsilon_q[\Delta_0 + \dot{\Delta} + (1 + \delta_k)x]. \quad (1.55)$$

Здесь $\dot{\Delta} = x_{ш}(t_i)$ — значение сигнала источника шума в момент запуска АЦП. Однако, поскольку интерес представляет только порядковый номер результата преобразования, то $\dot{\Delta}$ может рассматриваться просто как случайная величина с плотностью вероятностей $P(\dot{\Delta})$.

Наконец в тех случаях, когда еще и не требуется выделять составляющие погрешности (Δ_0 , $\overset{\circ}{\Delta}$, δ_k), модель АЦП сводится к выражению (1.28).

Коммутативность операций квантования по уровню и дискретизации во времени порождает модификации выражений (1.53) и (1.54). Вывод их предоставляется читателю.

1.4. ОПИСАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ СВОЙСТВ АЦП. ПРИНЦИПЫ КЛАССИФИКАЦИИ МЕТОДОВ ИССЛЕДОВАНИЯ

Метрологические свойства АЦП, формализованные в модели в виде функции погрешности $\varepsilon_q(x^*(t), dx^*/dt)$, источника шумов $x_{ш}(t)$, случайных временных параметров $\tau_{дi}$ и т. д., должны иметь количественное выражение, чтобы их можно было учитывать при решении измерительных задач.

На стадии проектирования АЦП значения параметров модели (не обязательно обобщенной) оцениваются расчетным путем и уточняются в процессе экспериментальных исследовательских работ.

Подтверждение соответствия метрологических свойств средств измерений установленным нормам в течение периода их эксплуатации осуществляется также путем проведения метрологического эксперимента (так называемая первичная и периодическая поверка).

АЦП является весьма сложным объектом при решении задач нормирования и экспериментального определения метрологических свойств. Анализируя модель АЦП, нетрудно увидеть, что одни ее параметры и функциональные элементы: Δ_0 , δ_k , $x_{ш}(t)$, $\varepsilon_q(x^*(t), dx^*/dt)$ влияют на погрешность преобразования как при постоянном входном сигнале, так и при изменяющемся входном сигнале, а другие: $g(t-t')$; $\tau_{дi}$ — только при изменяющемся входном сигнале. Последние называются динамическими, а в противоположность им первые с некоторой долей условности можно назвать статическими.

Статические и динамические свойства АЦП обычно исследуются раздельно. Это не только дань традиции, восходящей к тому времени, когда основной режим измерений был статическим; проверка АЦП в статическом режиме дает максимум информации о точности изготовления или подгонки его элементов. При этом можно в полной мере использовать существующие эталоны и образцовые средства измерений электрических величин.

Тем не менее проверка АЦП в динамическом режиме приобретает все большее значение. Эталонная база для проведения этих работ в настоящее время недостаточно развита. Требуется создание специальных генераторов испытательных сигналов и поверочных схем для передачи размеров физической величины в динамическом режиме. Подробнее это изложено в гл. 6.

О связи между динамической погрешностью и погрешностью датирования отсчетов. Треугольник погрешностей. При исследовании динамических свойств АЦП суждения о них выносят на основании анализа наблюдаемых динамических искажений (погрешностей измерения) испытательного сигнала. В соответствии с моделью АЦП динамическая погрешность — всегда результат совместного влияния ограниченной полосы пропускания ($g(t-t')$) и случайной задержки отсчета (t_{Δ}). Рассмотрим возникновение динамической погрешности из-за погрешности датирования отсчетов и возможность экспериментального определения последней (рис. 1.22)*.

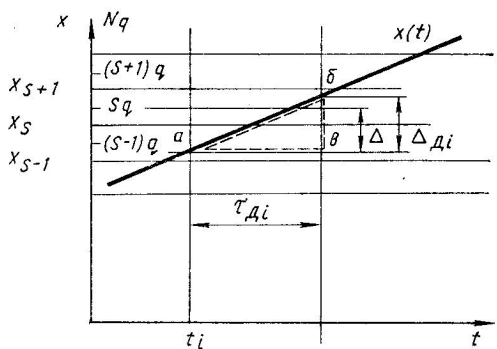


Рис. 1.22. Треугольник погрешностей

Пусть скорость изменения входного сигнала во время преобразования постоянна и равна

$$\left. \frac{dx}{dt} \right|_{t=t_i}.$$

Очевидно, что при задержке момента взятия отсчета на $\tau_{\Delta i}$ имеет место динамическая погрешность

$$\Delta_{\Delta i} = \left(\left. \frac{dx}{dt} \right|_{t=t_i} \right) \tau_{\Delta i}. \quad (1.56)$$

Геометрически это соотношение можно интерпретировать как треугольник погрешностей abv (см. рис. 1.22). С другой стороны, при экспериментальном исследовании метрологических свойств АЦП с помощью генератора испытательного сигнала $x(t)$ с известными мгновенными значениями результат i -го преобразования

$$S(t_i)q = x(t_i) + \left(\left. \frac{dx}{dt} \right|_{t=t_i} \right) \tau_{\Delta i} + \varepsilon_q \left[x(t_i) + \left(\left. \frac{dx}{dt} \right|_{t=t_i} \right) \tau_{\Delta i} \right]$$

позволяет найти оценку $\tau_{\Delta i}$:

$$\tau_{\Delta i} = \frac{1}{\left. \frac{dx}{dt} \right|_{t=t_i}} (\Delta \pm 0,5q).$$

Здесь $\Delta = S(t_i)q - x(t_i)$ погрешность однократного преобразования.

* Может показаться, то здесь происходит подмена причины следствием. Ранее некоторые действительные причины динамических погрешностей интерпретировались как некоторое эквивалентное смещение момента взятия отсчета. Однако замена разнообразных источников динамических искажений элементом случайной задержки (опережения) в модели дает нам право обратить рассуждения и считать его наряду с инерционным звеном ($g(t-t')$) основной причиной динамических погрешностей.

Более точная оценка погрешности датирования отсчетов, ее числовые характеристики как случайной величины могут быть получены путем обработки результатов многократных преобразований при условии, что значения методической погрешности случайны и независимы.

Результаты экспериментального определения τ_d могут быть использованы затем для оценивания погрешностей преобразования любой реализации множества входных сигналов. Подробнее вопросы исследования динамических свойств АЦП рассмотрены в гл. 4.

О соотношении между динамическими характеристиками. Подобно тому как представление статических погрешностей в виде Δ_0 , δ_k , ε_q (x , dx/dt) в некоторой степени условно (зависит от выбора линеаризирующей прямой), также и представление динамических свойств в виде импульсной функции $g(t-t')$ [или передаточной характеристики $K(j\omega)$] и случайной задержки τ_d не является строго однозначным.

Комплексная передаточная характеристика $K(j\omega)$ не всегда удобна для решения измерительных задач и часто заменяется амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристиками.

Аппроксимируя последнюю прямой линией, находим постоянное значение задержки отсчета τ_d^0 , которое целесообразно рассматривать как составляющую τ_d . Таким образом, в некоторых случаях динамические свойства АЦП можно описать с помощью амплитудно-частотной характеристики и задержки отсчета τ_d . И, наоборот, среднее значение задержки отсчета τ_d может быть введено в комплексную передаточную характеристику $K(j\omega)$ в виде множителя $e^{-j\omega\tau_d}$.

Покажем также, что достаточно задать номинальную импульсную характеристику $g_0(t-t')$, а отклонения от нее действительной импульсной характеристики $g(t-t')$ учесть в виде дополнительной составляющей задержки отсчета. Динамическая погрешность, вызванная линейным инерционным звеном,

$$\Delta_d(t) = x(t) - \int_{-\infty}^t g(t-t')x(t')dt'. \quad (1.57)$$

$$\begin{aligned} \text{В соответствии с (1.57) и (1.25)} \quad \Delta_d(t) &= \Delta_d^{(1)}(t) + \Delta_d^{(2)}(t) = \\ &= x(t) - \int_{-\infty}^t g_0(t-t')x(t')dt' - \int_{-\infty}^t \Delta g(t-t')x(t')dt'. \end{aligned}$$

Вторая составляющая погрешности в зависимости от вида $\Delta g(t-t')$ может быть любого знака. Оценим ее абсолютное значение. Разлагая $x(t')$ в ряд Тейлора и ограничиваясь первыми двумя членами, а также принимая во внимание (1.20), получаем:

$$\begin{aligned} \Delta_d^{(2)}(t) &= \int_{-\infty}^t \Delta g(t-t') \left[x(t) + \frac{dx}{dt'} \Big|_{t'=t} (t'-t) \right] dt' = \frac{dx}{dt'} \Big|_{t'=t} \int_{-\infty}^t (t'-t) \Delta g(t-t'-t') dt' \\ &\leq \frac{dx}{dt'} \Big|_{t'=t} \left\{ \max_{t'} |\Delta g(t-t')| \int_{-\infty}^t (t'-t)^2 \Big|_{t'-t=-\tau_{\text{эф}}}^t dt' \right\} = \left(\frac{dx}{dt'} \Big|_{t'=t} \right) \alpha \tau_{\text{эф}}, \end{aligned}$$

где $\tau_{\text{эф}}$ — эффективная продолжительность переходного процесса;
 $\alpha = \{ \max |t'| \cdot \Delta g(t-t') \} \tau_{\text{эф}} \ll 1$.

Обозначив $\alpha \tau_{\text{эф}} = \tau_{\text{д}}^{(g)}$, окончательно получаем

$$\Delta_{\text{д}}^{(2)}(t) \leq \left(\frac{dx}{dt'} \Big|_{t'=t} \right) \tau_{\text{д}}^{(g)}. \quad (1.58)$$

Таким образом, возможные дополнительные динамические погрешности из-за отличия действительной и номинальной импульсных характеристик могут быть учтены введением дополнительной задержки отсчета — сравните (1.58) и (1.56).

Принципы классификации методов экспериментального исследования АЦП. К настоящему времени в литературе описано много методов и приемов исследования метрологических свойств АЦП, реализуемых обычно с помощью автоматизированной контрольно-измерительной аппаратуры с применением средств вычислительной техники. Для того, чтобы ориентироваться в накопленной информации по этому вопросу, необходима классификация, которая помогла бы осуществлять сравнение и выбор методов (методик) и проводить работы по их стандартизации. Ниже сделана попытка сформулировать принципы классификации методов исследования АЦП.

Анализ показывает, что для построения контрольных поверочных систем и установок используются в том или ином сочетании следующие метрологические функциональные элементы (блоки):

источник испытательных сигналов (не обязательно образцовый);

образцовый цифро-аналоговый преобразователь — ЦАП_о (образцовая мера);

образцовый аналого-цифровой преобразователь — АЦП_о (образцовый прибор).

Источник испытательных сигналов может не иметь нормированных метрологических характеристик, однако должен удовлетворять требованиям, обеспечивающим реализацию используемого метода.

Рассмотрим возможные способы применения указанных элементов. На схеме, показанной на рис. 1.23, а, сигнал от источника подается на входы исследуемого АЦП и образцового АЦП_о. Результаты преобразования N и $N_{\text{о}}$ сопоставляются и делается заключение о числовом значении погрешности АЦП.

Точные значения $N_{\text{о}}$ испытательного сигнала $x_{\text{о}}$ могут быть установлены на входе АЦП с помощью образцового ЦАП_о (рис. 1.23, б). Информация снимается с выхода АЦП и с входного регистра ЦАП_о (или с регистра устройства, управляющего ЦАП_о). Снова результаты преобразования N и значение образцового сигнала $N_{\text{о}}$ сопоставляются в цифровой форме.

На рис. 1.23, в приведена схема, в которой результат преобразования N сигнала x подается на вход образцового ЦАП_о, входной сигнал АЦП (x) и выходной сигнал ЦАП_о ($x_{\text{о}}$) сопоставля-

ются. Их разность представляет в аналоговой форме полную погрешность исследуемого АЦП, включая методическую. Заметим, что ЦАП₀ осуществляет обратное преобразование ($N=N_0$), как бы моделируя градуировочную характеристику АЦП. Напомним, что разность между действительным значением входной величины и значением, приписанным ей по градуировочной характеристике, является погрешностью измерения.

Итак, при измерении по схеме, показанной на рис. 1.23, а или на рис. 1.23, б

$$x=x_0; \Delta=Nq-N_0q_0, \quad (1.59)$$

а при измерении по схеме, изображенной на рис. 1.23, в

$$N=N_0; \Delta=x-x_0. \quad (1.60)$$

Соотношения (1.59) и (1.60) обладают определенной симметрией и отражают два способа получения информации о погрешности исследуемого преобразователя.

Различия между этими способами носят принципиальный характер и их целесообразно положить в основу классификации как наиболее общий признак. Методы исследования, при которых используется первый способ, будем называть методами **прямого образцового преобразования**, а использующие второй способ — методами **обратного образцового преобразования**.

Следующий, более низкий по рангу признак, целесообразно связать с видом применяемого образцового средства (АЦП₀ или ЦАП₀ на рис. 1.23). Соответствующие методы известны как метод образцового прибора и метод образцовой меры.

Затем необходимо учитывать, что методы исследования АЦП существенно зависят от того, в каком режиме — статическом или динамическом — проводятся измерения. В свою очередь методы исследования в динамическом режиме различаются по типам испытательных сигналов.

Классификация, составленная с учетом этих замечаний, приводится в гл. 4.

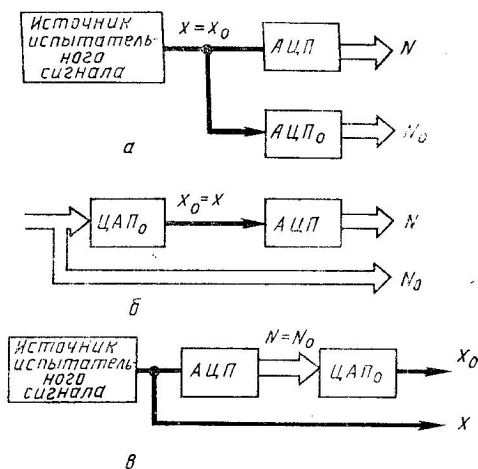


Рис. 1.23. Основные схемы соединения метрологических блоков автоматизированных систем для исследования АЦП

1.5. ОСОБЕННОСТИ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ АЦП

Конкретный тип АЦП (как серийное или единичное изделие) описывается некоторым набором (комплексом) метрологических характеристик. Комплекс метрологических характеристик устанавливает разработчик изделия в соответствии с назначением последнего.

На всех этапах жизненного цикла АЦП (разработка, производство, эксплуатация) должна быть обеспечена возможность экспериментальной оценки метрологических свойств. Методы и средства исследования метрологических свойств выбираются разработчиком из числа известных или, если необходимо, создаются вновь.

После того как на этапе разработки окончательно установлен комплекс МХ, созданы или заимствованы методы и средства контроля АЦП, возникает задача по обеспечению воспроизведения (при выпуске АЦП у изготовителя) и сохранению метрологических свойств в пределах нормы в процессе эксплуатации (у потребителя). Наконец, эффективность применения АЦП, впрочем как и любого средства измерений, зависит от того, насколько потребитель умеет использовать информацию об АЦП, заключенную в метрологических характеристиках, для его правильного применения, а также для оценки погрешностей результатов измерения.

Все работы и мероприятия по достижению требуемого качества (точности, быстродействия и т. д.) АЦП и обеспечению единства измерений, выполняемых с помощью АЦП, относящиеся к конкретному изделию или данному виду преобразователей в целом, составляют содержание метрологического обеспечения (МО) АЦП.

Вся деятельность по МО АЦП основывается на системе стандартов технического и организационного характера, которые сами являются частью системы МО.

Совершенствование стандартов, касающихся непосредственно АЦП, проведение опережающей стандартизации в этой области, разработка единого подхода к решению задач МО АЦП связаны с определенными трудностями объективного характера, которые обусловлены следующими факторами:

1. АЦП электрических сигналов представляет собой весьма «динамичный» объект стандартизации. Технические и метрологические характеристики АЦП постоянно улучшаются, расширяется область применения АЦП в результате проводимых исследований по методам построения АЦП и технологии их изготовления.

2. Чрезвычайное разнообразие типов АЦП; широкий диапазон по точности, динамическим свойствам, конструктивному исполнению и т. д.

3. АЦП выпускают как средство измерения и как элемент, устанавливаемый в устройствах измерения, связи, вычислительной техники и т. д.

4. Для АЦП характерно системное применение: как самостоятельное средство измерения АЦП используется редко; обычно он входит в состав измерительной системы и находится во взаимо-

действии с другими средствами измерений и средствами управления последней. Соответственно АЦП помимо аналогового входа или входов (при наличии встроенного коммутатора аналоговых сигналов) и цифрового выхода может иметь управляющие входы и выходы.

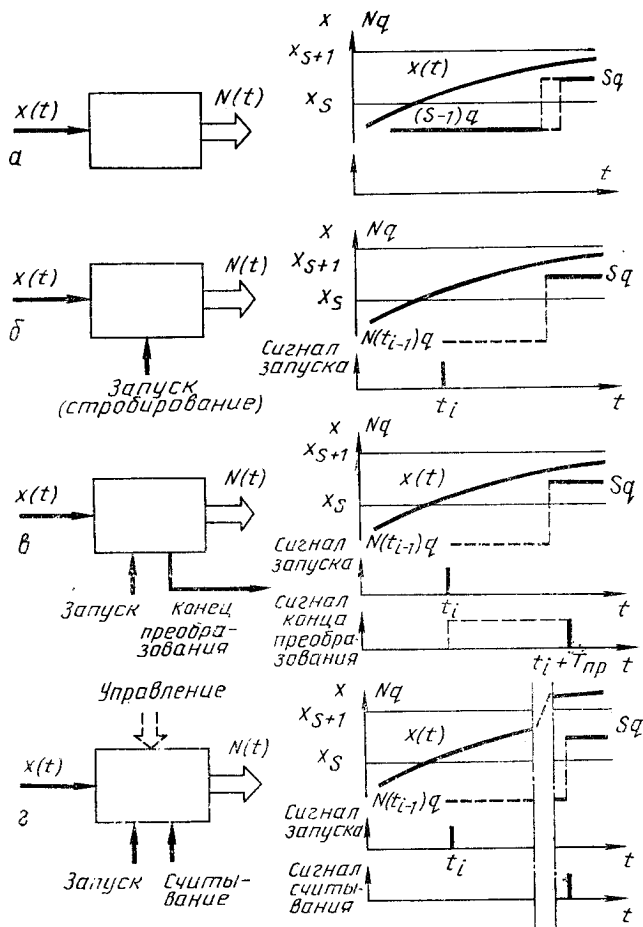


Рис. 1.24. АЦП как структурный элемент измерительных и управляющих систем

При решении задач метрологического обеспечения АЦП должен рассматриваться как «черный ящик» с выводами для подачи и съема сигналов. Метрологические свойства должны контролироваться путем подачи в определенной последовательности испытательных сигналов (измерительных и управляющих) и регистрации откликов (цифрового кода и служебной информации).

На рис. 1.24 представлены основные сочетания сигнальных вхо-

дов и выходов, встречающиеся у АЦП. Здесь же показан характер временных соотношений между входными и выходными сигналами.

Внешний запуск может отсутствовать у асинхронных АЦП, следящих АЦП и у АЦП с внутренним запуском (рис. 1.24, а). Выходной код (значения Nq квантованного сигнала) появляется с некоторой задержкой по отношению к моменту пересечения входным сигналом уровня компарирования x_N . При внешнем запуске образование цифрового эквивалента $N(t)$ связано во времени с моментом появления импульса запуска.

По окончании процесса преобразования его результат или сразу формируется на выходе АЦП (рис. 1.24, б, в) или предварительно запоминается (рис. 1.24, г). Часто окончание формирования выходного кода сопровождается служебным сигналом «конец преобразования» (рис. 1.24, в). При наличии запоминающего устройства в составе АЦП процессы преобразования и считывания результатов преобразования могут быть полностью разделены во времени (рис. 1.24, г).

Таким образом, с появлением АЦП электрических сигналов связан ряд новых проблем в области МО средств электрических измерений как теоретического, так и прикладного характера, в том числе: создание методов и образцовой аппаратуры для оценки динамических свойств; разработка соответствующих поверочных схем, разработка методик оценивания погрешности результатов измерений, проводимых путем дискретизации сложных сигналов и др. Этим вопросам посвящены последующие главы книги.

Глава 2

НОРМИРОВАНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

2.1. ПРИНЦИПЫ НОРМИРОВАНИЯ. ГРУППЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Метрологические свойства АЦП как средства измерений принято описывать с помощью метрологических характеристик (МХ). Информация о метрологических свойствах необходима для решения целого комплекса задач, возникающих в метрологической практике.

Это, прежде всего, оценка погрешностей измерений, выполняемых с помощью АЦП; эту оценку зачастую нужно проводить до проведения измерений, располагая сведениями о метрологических характеристиках АЦП.

Вторая важная задача — сравнение и выбор АЦП для конкретного применения. При решении этой задачи также необходимо

знать метрологические характеристики АЦП, которые приписывают АЦП и проверяют экспериментальным путем.

Третья задача связана с использованием АЦП в составе измерительных информационных систем. Речь идет прежде всего о расчете МХ системы по МХ составляющих ее компонентов, в том числе АЦП. С другой стороны, при разработке системы возникает задача ее «синтеза», т. е. выбора, исходя из требований к МХ системы в целом и требований к входящим в систему компонентам.

Для того, что оперировать сведениями о метрологических свойствах АЦП для решения указанных задач, нужно регламентировать нормы на метрологические характеристики, представленные определенным образом.

Установление способов представления метрологических характеристик и задание норм на них составляют содержание процедуры нормирования МХ СИ. Как правило, МХ представляют либо в виде номинальных значений и допускаемых отклонений от них либо в виде пределов допускаемых значений.

При нормировании МХ АЦП нужно выполнить ряд общих требований. К ним относятся:

- оценивание погрешности в реальных условиях измерений с учетом всех факторов, влияющих на погрешность измерений;
- сравнение и выбор АЦП;
- выбор компонентов ИИС на основе требований к МХ системы;
- расчет МХ системы по МХ компонентов.

Кроме того, нужно обеспечить возможность определения МХ практически реализуемыми и наиболее простыми методами оценки метрологических свойств как для конкретного экземпляра АЦП, так и совокупности АЦП данного типа [5].

Указанные требования к нормированию в определенной степени противоречивы. Например, требование обеспечения наиболее простых методов определения МХ и получения по МХ достаточно строгих оценок погрешности измерений.

Поэтому при нормировании приходится прибегать к определенному компромиссу, учитывая как технические, так и экономические факторы, но во всех случаях в комплексе нормируемых характеристик должны, по возможности, найти отражение характеристики всех метрологических свойств АЦП; при этом следует стремиться к тому, чтобы каждая МХ описывала его отдельные физические свойства.

Можно выделить четыре группы МХ АЦП, отражающие различные особенности его метрологических свойств.

По «реакции» элементов АЦП на скорость изменения входного сигнала МХ делят на статические и динамические.

Статические МХ описывают свойства АЦП при постоянном (квазипостоянном) входном сигнале. Динамические МХ отражают инерционные свойства АЦП при изменяющемся во времени входном сигнале, вызывающем появление динамических погрешностей. Третья группа отражает чувствительность тех или иных свойств

АЦП к влияющим величинам, вызывающим появление дополнительных погрешностей. Четвертая группа характеризует взаимодействие АЦП с объектом и с подключенными к его входу (выходу) устройствами.

2.2. СТАТИЧЕСКИЕ МХ АЦП

К этой группе относятся, как правило, характеристики основной погрешности, т. е. погрешности, нормируемой для нормальных условий.

В ряде случаев, когда воздействие влияющих величин незначительно и дополнительные погрешности не выделяют, характеристики погрешности нормируют для рабочих условий применения, однако эта ситуация не характерна для современных средств измерений.

Одной из основных характеристик АЦП является характеристика преобразования (см. рис. 1.14, а).

Номинальная характеристика преобразования приписывается любому экземпляру АЦП данного типа и устанавливается на данный тип. В отличие от нее индивидуальная характеристика преобразования — это характеристика, приписываемая конкретному экземпляру АЦП. Она устанавливается, как правило, путем экспериментального исследования этого конкретного экземпляра при определенных значениях влияющих величин.

Характеристика преобразования может быть представлена в виде графика, таблицы, формулы.

Для АЦП нормируют, кроме характеристики преобразования (либо вместо нее), число разрядов кода в совокупности с номинальным шагом квантования (значение младшего разряда кода q).

Через шаг квантования определяются номинальные уровни компарирования по формуле (1.4). Инструментальная погрешность АЦП определяется смещением реального уровня компарирования от номинального.

Систематическая погрешность Δ_c . Обычно под систематической понимают погрешность, которая постоянна либо изменяется по известному закону детерминированной величиной. Однако сфера применения такого общепринятого понятия систематической составляющей погрешности, как детерминированная величина, достаточно ограничена. Если Δ_c — детерминированная величина и значение ее известно, то ее исключают введением поправки.

Часто из физических соображений ясно, что имеется систематическая по определению составляющая погрешности — постоянная либо закономерно меняющаяся, однако, значение ее неизвестно, а известны лишь пределы, в которых это значение может находиться. В этом случае следует учитывать эту погрешность как случайную величину, лежащую в определенных пределах. Исходя из такой трактовки систематической составляющей погрешности, в ГОСТ 8.009—84 предусмотрено два способа нормирования систематиче-

ской составляющей погрешности: путем задания пределов (положительного и отрицательного) допускаемого значения $\Delta_{\text{сп}}$ либо путем задания пределов математического ожидания $[M(\Delta_c)]_{\text{п}}$; среднего квадратического отклонения $[\sigma \Delta_c]_{\text{п}}$ для средств измерений данного типа. Нормированные пределы $[M(\Delta_c)]_{\text{п}}$ и $[\sigma \Delta_c]_{\text{п}}$ используют для расчетов погрешностей измерительных каналов ИИС; $\Delta_{\text{сп}}$ — при оценивании погрешности результата измерений. Для конкретных экземпляров АЦП нормируют: верхнюю и нижнюю границы интервала, в котором с заданной вероятностью находится систематическая составляющая погрешности (ее неисключенная составляющая).

Отметим, что в целом нормирование характеристик систематической составляющей погрешности применительно к АЦП не имеет явно выраженной специфики.

Важное значение для применения АЦП имеют сведения о линейности характеристики преобразования. Для АЦП регламентируют: погрешность линейности $\Delta_{\text{л}}$ и погрешность дифференциальной линейности $\Delta'_{\text{л}}$. Определение этих характеристик приведены в разд. 1.3.

Случайная составляющая погрешности Δ . Изменение погрешности АЦП имеет широкий частотный спектр, как правило, неравномерный. Медленно меняющуюся во времени погрешность, расположенную в самой низкочастотной части спектра и обусловленную старением материалов и элементов, относят к систематической составляющей. Скорость ее изменения определяет длительность межповерочного интервала.

Случайная составляющая погрешности вызывается случайными временными изменениями свойств материалов и элементов АЦП, не имеющих определенно направленной тенденции. Основными причинами, вызывающими эти изменения, являются внутренние шумы в элементах АЦП и внешние влияющие величины.

Во многих случаях целесообразно выделить две типичные составляющие случайной погрешности, условно называемые высокочастотной $\Delta_{\text{в}}$ и низкочастотной $\Delta_{\text{н}}$. Интервал корреляции высокочастотной составляющей погрешности заведомо меньше интервала времени, необходимого для получения отдельного отсчета АЦП. Высокочастотную составляющую случайной погрешности нормируют в виде предела ее среднего квадратического отклонения $[\sigma_{\Delta}]_{\text{п}}$.

Низкочастотная составляющая — коррелированная случайная погрешность. Ее характеристиками, наряду с пределом среднего квадратического отклонения $[\sigma_{\Delta}]_{\text{п}}$, являются автокорреляционная функция $R_{\Delta_{\text{н}}}(\tau)$ или функция спектральной плотности $S_{\Delta_{\text{н}}}(\omega)$, нормируемые в виде номинальных функций и допускаемых отклонений.

Однако определение всего комплекса указанных МХ вызывает достаточно большие трудности и не всегда экономически оправдано.

Поэтому при нормировании нужно учитывать характер применения АЦП.

Для измерений, когда каждое значение выходного сигнала (результат измерений) используют независимо от результатов других измерений, можно упростить комплекс нормируемых МХ, например, для случайной составляющей удобно нормировать только предел среднего квадратического отклонения.

Если нужно учитывать свойства конкретного типа АЦП, нормируют обе составляющие случайной погрешности — высокочастотную и низкочастотную.

Для суммарной оценки случайной составляющей погрешности можно воспользоваться выражением $\sigma_{\Delta} = \sqrt{\sigma_{\Delta_{\text{в}}}^2 + \sigma_{\Delta_{\text{н}}}^2}$.

Как отмечалось выше, в случаях, когда отдельные результаты измерений используются для совместной обработки с другими данными для получения конечного результата, а также, когда АЦП является компонентом измерительного канала ИИС и необходимо использовать его МХ для расчета МХ канала в целом, необходимо дополнительно нормировать также автокорреляционную функцию или спектральную плотность случайной составляющей погрешности в виде номинальных функций и допускаемых отклонений.

В АЦП, имеющих гистерезис, появляется случайная составляющая основной погрешности, обусловленная этим явлением, называемая вариацией H . Вариация оценивается как модуль разности средних значений инструментальной погрешности, полученных при измерении значений выходного сигнала при подходе со стороны меньших и больших значений; нормы назначают на предел допускаемого значения вариации. Нормирование случайной составляющей погрешности и вариации производят только в тех случаях, когда они существенны. Критерий существенности связан с соотношением этих составляющих и номинальной ступенью квантования q . Например, согласно [5] Δ существенна, если соблюдается условие $\sigma[\Delta] > 0,1\sqrt{H^2 + q^2}$, а вариация существенна при условии $H^2 > 0,1 q^2$.

По значениям допускаемой систематической погрешности $\Delta_{\text{сп}}$ и среднего квадратического значения случайной составляющей погрешности σ_{Δ} можно определить интервал, в котором с заданной вероятностью P находится инструментальная погрешность АЦП [6]:

$$\pm \Delta_{\text{н}} = \pm (\Delta_{\text{сп}} + k[\sigma_{\Delta}]_{\text{н}}). \quad (2.1)$$

При наличии вариации формула (2.1) приобретает вид

$$\pm \Delta_{\text{н}} = \pm (\Delta_{\text{сп}} + \frac{H}{2} + k[\sigma_{\Delta}]_{\text{н}}), \quad (2.2)$$

где k зависит от вероятности P (при $P=0,99$ и $0,95$, k соответственно равно 2,58 и 1,96).

Характеристики чувствительности к влияющим величинам. Изменение влияющих величин (ВВ) относительно нормальных значений вызывает появление дополнительных погрешностей. Наибольшее влияние на параметры элементов и материалов, из которых состоит АЦП, оказывает изменение температуры окружающей среды. Кроме температуры, к ВВ относят влажность, атмосферное давление, магнитное поле и т. д.

Зависимость указанных дополнительных погрешностей от ВВ называют функцией влияния. Для отдельных экземпляров данного типа функции влияния могут иметь различный вид и параметры. Однако в принципе для определенного типа СИ эти различия, как правило, не существенны. Поэтому в качестве характеристики дополнительной погрешности от конкретной ВВ нормируют номинальную функцию влияния — среднюю для этого типа зависимость дополнительной погрешности от конкретной ВВ. Кроме того, нормируют пределы допускаемых отклонений функции влияния от номинальной, в которых должны находиться функции влияния всех экземпляров данного типа. Если для конкретных экземпляров определенного типа функции влияния существенно различаются, нормируют граничные функции влияния или пределы допускаемых значений дополнительной погрешности [5].

Функции влияния нормируют только в тех случаях, когда МХ, изменение которой под воздействием ВВ определяется, нормируется для нормальных условий эксплуатации. Если МХ регламентированы для рабочих условий, функции влияния не нормируют.

Характеристики взаимодействия между АЦП, объектом измерений и средствами измерений. Потребление энергии от объекта или предвключенного СИ приводят к изменению значения величины, подлежащей измерению, и к появлению соответствующей составляющей погрешности. Таким образом, возникает необходимость нормирования характеристик или параметров, отражающих способность СИ обмениваться энергией через входные (выходные) цепи.

Для электрических величин, в том числе АЦП напряжения, тока, сопротивления, такой характеристикой является входной импеданс, параметры которого нормируют в виде максимальных или минимальных значений на основании анализа эквивалентной схемы входной цепи.

2.3. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АЦП

В зависимости от области применения АЦП можно выделить два характерных режима его работы.

1. Входной сигнал изменяется непрерывно, носит в общем случае широкополосный характер; этот режим можно назвать собственно динамическим, когда необходимо получить мгновенное значение сигнала либо процесса в заданный момент времени.

Эксплуатация АЦП в этом режиме сопряжена с дополнительной динамической погрешностью, зависящей как от инерционных свойств АЦП, так и от вида и характера изменения входного сигнала.

2. Входной сигнал меняется скачком до установившегося значения. Такой режим характерен при работе АЦП от коммутатора в составе ИИС.

Для правильной эксплуатации АЦП в этом режиме необходимо знать продолжительность переходных процессов в преобразователе, по окончании которых следует производить его запуск. При этом погрешность АЦП или погрешность систем, содержащих этот преобразователь, должны находиться в пределах нормы. Очевидно, что при таком режиме работы по окончании переходных процессов динамическая погрешность отсутствует.

Характеристики, описывающие динамические свойства АЦП в различных условиях применения, можно разделить на две группы [7].

В первую группу входят полная динамическая характеристика (ДХ) аналоговой части АЦП и погрешность датирования отсчета, позволяющие оценить погрешность результата измерений в динамическом режиме.

К полным ДХ относятся: передаточная функция $K(j\omega)$; переходная функция $h(t)$; импульсная переходная характеристика $g(t)$; совокупность амплитудно-частотной (АЧХ) — $A(\omega)$ и фазо-частотной (ФЧХ) — $\varphi(\omega)$ характеристик.

Решение о том, какую из этих характеристик выбрать для нормирования, зависит от возможности ее экспериментального определения с необходимой точностью и наиболее простым методом (с учетом имеющейся в распоряжении экспериментатора образцовой аппаратуры).

При выборе вида полной ДХ для нормирования нужно учитывать также дальнейшее ее использование. Для расчета ДХ измерительных каналов ИИС, состоящих из последовательно соединенных линейных компонентов, наиболее удобно пользоваться передаточной функцией и амплитудно-фазовой характеристикой. При этом передаточная функция канала и его амплитудно-фазовая характеристика определяются как произведение соответствующих характеристик компонентов. Импульсная переходная характеристика такого канала равна свертке импульсных характеристик отдельных компонентов.

Полные ДХ нормируют путем установления номинальной ДХ и пределов допускаемых отклонений от нее. В отдельных случаях, указанных в разд. 1.4, можно упростить нормирование полных ДХ:

ограничиться заданием только номинального значения импульсной переходной характеристики, а отклонение от действительной — учитывать в виде дополнительной составляющей погрешности датирования отсчета τ_d ;

использовать в качестве ДХ аналоговой части амплитудно-частотную характеристику, которая в совокупности с погрешностью датирования отсчетов позволит полностью описать динамические свойства АЦП.

Нормирование погрешности датирования отсчета имеет важное значение для развития расчетных методов оценки погрешности АЦП в динамическом режиме. Погрешность датирования отсчета может иметь две составляющие: систематическую, которая имеет физический смысл постоянного сдвига момента отсчета, и случайную, характеризующую временную неопределенность реального момента отсчета. Поэтому погрешность датирования отсчета целесообразно нормировать одним из двух способов:

исходя из статистического распределения задержки отсчета задавать пределы допускаемых значений математического ожидания и среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности датирования отсчета;

указывать пределы допускаемого значения погрешности датирования отсчета.

Если известно, что АЦП предназначено для преобразования сигналов заданной формы с определенными параметрами, для него вместо указанных характеристик первой группы можно нормировать пределы допускаемого значения динамической погрешности. Однако это частный случай нормирования. Отметим, что если для АЦП определенного вида заранее известно, что динамические характеристики конкретных экземпляров значительно отличаются друг от друга, то нормируют границы допускаемых значений индивидуальных ДХ (граничные характеристики).

Во вторую группу входят: время реакции $T_{рс}$, время задержки запуска $T_{зз}$, время преобразования $T_{пр}$, которые позволяют регламентировать допускаемую продолжительность переходных процессов и установить периодичность отсчетов.

Рассмотрим особенности нормирования этих ДХ. Время задержки запуска $T_{зз}$ характеризует продолжительность переходных процессов во входных аналоговых звеньях АЦП. $T_{зз}$ — минимальный интервал времени от момента скачкообразного изменения входного сигнала до момента запуска АЦП, при котором выходной код отличается от установившегося (номинального) не более чем на значение статической погрешности, т. е. является, по сути дела, частной динамической характеристикой аналоговой части АЦП (временем установления сигнала при скачкообразном испытательном сигнале).

Верхней оценкой времени $T_{зз}$ является время вхождения аналогового сигнала в зону младшего разряда АЦП. Время $T_{зз}$ нормируют для АЦП, имеющих внешний синхронизирующий запуск.

Время преобразования $T_{пр}$ характеризует продолжительность процесса непосредственного преобразования аналогового сигнала в код. Оно обычно не зависит от характера изменения сигнала и определяется при постоянном испытательном сигнале.

Время реакции $T_{рс}$ представляет собой интервал времени от момента начала преобразования скачкообразного входного сигнала до момента, при котором код на выходе АЦП отличается от номинального не более чем на значение статической погрешности.

Для АЦП с внешним запуском оно складывается из времени задержки запуска $T_{зз}$ и времени преобразования $T_{пр}$. Время реакции $T_{рс}$ целесообразно нормировать для всех видов АЦП, одновременно указывая нормы на одну из характеристик $T_{зз}$ или $T_{пр}$. Обычно нормы задают на пределы допускаемых значений характеристик $T_{рс}$, $T_{зз}$, $T_{пр}$.

Частоту запуска $f_{зап}$ АЦП выбирают из соотношения $f_{зап} > 1/T_{пр}$. Однако, существует АЦП, например, конвейерного типа, у которых значения выходных кодов отсчитываются через интервал, меньший $T_{пр}$. Для таких АЦП наряду с $T_{пр}$ следует нормировать предельную частоту запуска или съема кода $f_{пр}$.

Таким образом, приведенные выше ДХ являются частными характеристиками, описывающими отдельные инерционные свойства АЦП. Нормы на эти ДХ могут быть использованы в двух основных случаях:

для сравнения АЦП по быстродействию и выбора АЦП для конкретных целей и условий применения;

для правильного конструирования многоканальной ИИС с коммутатором и оценки задержки сигнала в измерительном канале.

Разделение МХ АЦП на статические и динамические достаточно условно. Знание динамических свойств средств измерений позволяет более корректно оценивать погрешности измерений или восстанавливать первичный сигнал, исключив его искажения (осуществив коррекцию динамических погрешностей); введение динамических метрологических характеристик — это своего рода компромисс между требованиями науки и техники и ограниченными возможностями по быстродействию элементной базы измерительной техники.

Можно ориентировочно указать области использования указанных двух видов МХ. У АЦП, предназначенных для измерения постоянных или медленно меняющихся физических величин, динамические искажения обычно пренебрежимо малы. В этом случае пользуются статическими характеристиками.

У АЦП, предназначенных для определения информативных параметров или функционалов сигналов заданной формы динамические искажения сигнала есть, но они практически постоянны. Примером могут служить АЦП, входящие в состав амплитудных анализаторов и систем ядерной спектрометрии, которые осуществляют преобразования амплитуды коротких импульсов в цифровой код. В этом случае подход в целом такой же, как и в предыдущем [8].

Наконец, у АЦП, предназначенных для измерения мгновенных значений физических величин, текущих значений информативных параметров сигналов и функционалов быстроменяющихся физических величин, динамические искажения зависят от вида конкретной реализации сигнала и могут варьировать в широких пределах. В этих случаях обычно нормируют отдельно статические и динамические свойства.

2.4. РЕГЛАМЕНТАЦИЯ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АЦП В НОРМАТИВНО-ТЕХНИЧЕСКИХ ДОКУМЕНТАХ

Известно, что иерархия стандартов, распространяющихся на определенные виды средств измерений, строится следующим образом.

Во главе системы стоит основополагающий государственный стандарт, определяющий комплекс нормируемых метрологических характеристик средств измерений, затем ГОСТ на общие технические условия конкретных типов СИ; наряду с ними могут действовать методические указания, устанавливающие комплексы нормируемых характеристик и методы их определения, затем методики поверки и, наконец, документация на конкретные типы СИ.

АЦП — сложный объект нормирования. Очевидно, в связи с этим до недавнего времени специфика регламентации метрологических свойств АЦП не находила достаточного отражения в действующих стандартах.

Первым стандартом, определяющим основные параметры и технические требования к АЦП, был ГОСТ 14014—68 «Преобразователи измерительные аналого-цифровые постоянного напряжения и тока ГСП. Основные параметры. Технические требования».

Его недостатки стали очевидными уже в начале 70-х годов: перечень основных параметров не соответствовал ГОСТ 8.009—72, он распространялся только на АЦП и цифровые вольтметры ГСП и т. д.

В 1982 г. этот стандарт был заменен на ГОСТ 14014—82 «Приборы и преобразователи измерительные напряжения, тока, сопротивления цифровые. Общие технические условия», который в определенной степени отразил новые тенденции в развитии средств измерительной техники, однако вместо номенклатуры метрологических характеристик АЦП и цифровых вольтметров содержал только ссылку на ГОСТ 8.009—72; соответственно в нем отсутствовали методы определения целого ряда МХ.

В 1978 г. появились методические указания МИ 118—77, устанавливающие методы поверки цифровых вольтметров, аналого-цифровых преобразователей напряжения и комбинированных (универсальных) приборов постоянного и переменного тока, в которых был реализован статистический подход к оценке метрологических свойств АЦП и цифровых вольтметров, дана методика определения статической погрешности и ее случайной составляющей для АЦП и цифровых вольтметров различных видов.

В связи с широким распространением быстродействующих АЦП во второй половине 70-х годов возникла необходимость регламентации их динамических свойств и методов определения динамических характеристик. Поскольку ни один из указанных выше нормативных документов не содержал таких требований, были разработаны методические указания РД 50—148—79, впервые устанавливающие нормируемые метрологические характеристики АЦП мгновенного действия.

венного электрического тока и напряжения и методы определения этих характеристик.

В 1981—1982 гг. были разработаны и изданы методические рекомендации по применению МУ РД 50—148—79, в которых раскрываются особенности динамических свойств основных типов АЦП, приводятся методы определения динамических характеристик и оценивания погрешности в динамическом режиме.

В дальнейшем при переработке ГОСТ 8.009—72, МИ 118—77 рекомендации методических указаний РД 50—148—78 были учтены.

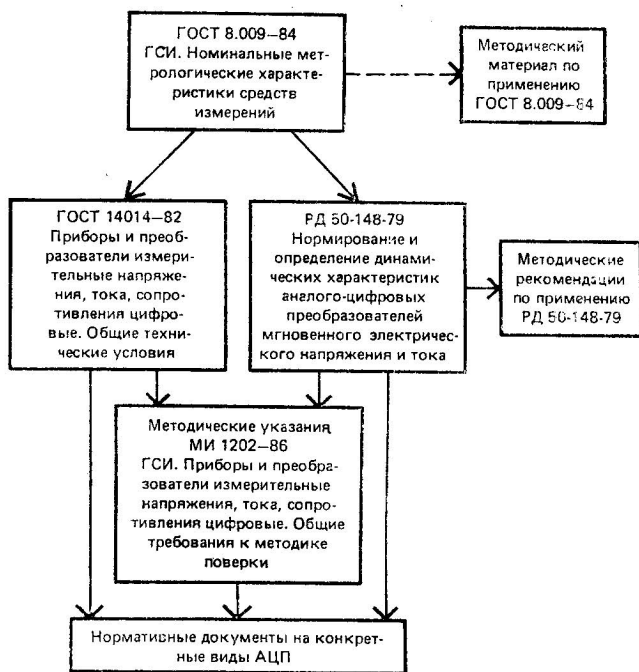


Рис. 2.1. Система стандартов МО АЦП электрических сигналов

Основополагающий стандарт отечественной системы обеспечения единства измерений— ГОСТ 8.009—84, разработанный взамен ГОСТ 8.009—72, более полно учитывает специфику нормирования метрологических свойств АЦП. В частности в ГОСТ 8.009—84 впервые применительно к АЦП узаконен термин «погрешность датирования отсчета» вместо используемого ранее термина «апертурное время».

Понимание термина «апертурное время» неоднозначно в связи с неудачным заимствованием понятия «апертура» из области оптики. Термин «погрешность датирования отсчета» соответствует сов-

ременным тенденциям в метрологии и достаточно адекватно отражает смысл явления.

В приложении к ГОСТ 8.009—84 приведены комплексы МХ, нормируемые для средств измерений различных типов, причем аналоговые и аналого-цифровые преобразователи выделены и отдельную группу.

В разработанных взамен МИ 118—87 методических указаниях МИ 1202—86 устанавливаются общие требования к методике проверки цифровых измерительных приборов и преобразователей напряжения, тока и сопротивления. Здесь предусмотрена проверка метрологических характеристик АЦП в соответствии с ГОСТ 8.009—84, введен контроль времени задержки запуска $T_{зз}$.

Подчиненность и взаимосвязь нормативных документов, распространяющихся на АЦП электрических сигналов, представлена на рис. 2.1. Следует отметить, что если методы исследования свойств АЦП в статике в значительной степени стандартизованы, то работы по регламентации методов исследования динамических свойств АЦП требуют дальнейшего развития, во многом зависящего от технической базы МО динамических измерений — соответствующих эталонных и образцовых средств.

Глава 3

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ СВОЙСТВ АЦП В СТАТИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ

3.1. ОСОБЕННОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ ЭКСПЕРИМЕНТА

Наличие методической погрешности АЦП (погрешности квантования) оказывает существенное влияние на методы определения и контроля инструментальной погрешности. Методическая погрешность может быть исключена путем определения значений уровней компарирования. Если в исходное выражение для систематической погрешности (1.31) подставить значение функции погрешности (1.30) при $x = x_N$, то получаем

$$\Delta_c[N] = (N - 0,5)q - x_N. \quad (3.1)$$

Действительно, значения всех уровней компарирования $x_1, x_2, \dots, x_M$ или их смещения относительно заданного положения полностью определяют реальную характеристику преобразования прибора и дают основную информацию об его метрологических свойствах (по крайней мере в статике).

Для определения значения уровня компарирования используется два приема:

закономерное изменение уровня испытательного сигнала в области предполагаемого (вероятного) положения уровня компарирования (метод сканирования). Значение уровня находится из анализа ряда результатов преобразования;

отслеживание уровня компарирования (установление уровня испытательного сигнала равным действительному уровню компарирования).

Другой специфической особенностью является необходимость во многих случаях определения или учета дифференциальной нелинейности. В определенных точках диапазона (их положение зависит от структуры и алгоритма работы АЦП) нередко существует вероятность появления аномально больших значений дифференциальной нелинейности, что может сопровождаться выпадением отдельных значений выходного кода.

Необходимость определения интервала между смежными уровнями компарирования может существенно повлиять на методику измерений и принцип построения измерительной аппаратуры. Заметим, что простое вычисление значения дифференциальной нелинейности через разность двух измеренных независимо значений смежных уровней компарирования в ряде случаев затрудняет получение необходимой точности. Для этого необходимо применять специальные приемы.

Третья особенность — наличие, как правило, высокочастотной случайной погрешности измерения. Существенное значение имеет соотношение случайной погрешности и шага квантования $\gamma = \sigma_{\Delta} / q_0$.

Здесь σ_{Δ} — среднее квадратическое значение случайной составляющей погрешности. Если $\gamma \ll 1$, то влиянием случайной составляющей погрешности при исследовании АЦП пренебрегают. Если же $\gamma \approx 1$, то эксперимент должен быть организован как статистическая измерительная процедура, причем значение γ должно влиять на алгоритм и продолжительность ее выполнения.

Указанные особенности АЦП в совокупности делают практически нерациональным использование «ручных» методов определения его метрологических свойств. Поэтому рассматриваемые ниже методы, как правило, ориентированы на создание и применение автоматизированных контрольно-измерительных и поверочных систем и установок на основе современных средств вычислительной техники.

3.2. МЕТОДЫ ПРЯМОГО ОБРАЗЦОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Согласно принятой классификации (см. разд. 1.3) методы прямого образцового преобразования разделяются на методы с использованием образцовой меры и методы с использованием образцового прибора (сокращенно — «метод образцовой меры» и «метод образцового прибора»).

Общая структурная схема системы контроля статических характеристик АЦП по методу образцовой меры показана на рис. 3.1, а. Возможны два программно-организуемых режима измерений:

1) установление заданного уровня выходной величины образцовой меры (ЦАП_0) и съем показаний АЦП;

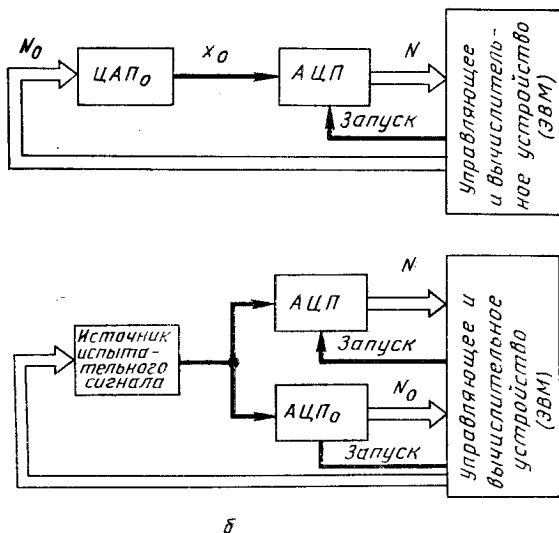


Рис. 3.1. Структуры автоматизированных систем для исследования АЦП в статическом режиме

2) автоматическое отслеживание действительного уровня компарирования АЦП путем создания контура обратной связи, охватывающего ЦАП_0 , АЦП, управляющее и вычислительное устройство (ЭВМ).

Общая структурная схема контроля статических характеристик АЦП по методу образцового прибора показана на рис. 3.1, б. Здесь также возможны два основных режима измерений, организуемых программно введением контуров обратной связи:

1) установление заданного уровня испытательного сигнала на входе АЦП и съем показаний (N);

2) отслеживание действительного уровня компарирования АЦП, соответствующего некоторому заданному коду (S).

В первом случае в контур обратной связи включается АЦП₀, во втором — АЦП. Заметим, что установление заданного уровня испытательного сигнала вспомогательного источника по показаниям АЦП₀ эквивалентно установлению заданного уровня выходного сигнала ЦАП₀ (см. рис. 3.1, а), однако требует большего времени из-за итеративного характера процесса установления x_0 . Поэтому метод образцового прибора (рис. 3.1, б) целесообразно, как пра-

вило, использовать для отслеживания и определения действительного значения выбранного уровня компарирования АЦП (x_s).

Таким образом, исследование метрологических свойств АЦП в статике связано с операцией измерения уровня компарирования или определения погрешности преобразования при заданном уровне входного сигнала.

Совокупность таких операций, проведенных в определенной последовательности, с последующей математической или логической обработкой полученных результатов составляет содержательную часть той или иной конкретной методики.

Поэтому целесообразно сначала рассмотреть подробно возможные способы и приемы исследования свойств АЦП в отдельной «точке» диапазона, как важнейшей элементарной операции процесса контроля, и только затем перейти к вопросу выбора проверяемых точек (см. разд. 3.3) и описанию методик (алгоритмов) исследования АЦП в целом (см. разд. 3.4).

Фиксированный испытательный сигнал. Пусть случайная составляющая инструментальной погрешности АЦП отсутствует, т. е. сигнал эквивалентного источника шума модели АЦП $x_{ш}(t) = 0$. Значение испытательного сигнала $x_0 = N_0 q_0$ обычно устанавливается равным значению входного сигнала, приписанному выходному коду S (выбранной точке диапазона), т. е. $N_0 q_0 = Sq$.

Результат преобразования — Nq используется для получения оценки погрешности АЦП в данной точке $\tilde{\Delta}_c[S] = Nq - Sq q_0$. Согласно (1.30) $\varepsilon_q(Sq) = Nq - Sq$. Недостатком такого метода измерения является наличие существенной методической погрешности, которая не позволяет выделить инструментальную составляющую погрешности. Это вытекает из графических построений с использованием функции погрешности $\varepsilon_q(x)$, показанных на рис. 3.2. Найденное значение функции погрешности $\varepsilon_q(x_0)$, как правило, оказывается не экстремальным. В частности, на рис. 3.2 приведены две функции погрешности: $\varepsilon_q^{(1)}(x)$ и $\varepsilon_q^{(2)}(x)$, значения которых при испытательном сигнале $x_0 = N_0 q_0 = Sq$ одинаковы ($\varepsilon_q^{(1)}(x_0) = \varepsilon_q^{(2)}(x_0) = 0$), хотя S -й уровень компарирования одной из них $x_s^{(1)}$ существенно отличается от S -го уровня компарирования другой $x_s^{(2)}$. Легко видеть, что $\varepsilon_q^{(1)}(x_s^{(1)}) - \varepsilon_q^{(2)}(x_s^{(2)}) \leq 0,5q + |\Delta_n|$.

Отсюда следует, что данный метод может быть использован в тех случаях, когда допускаемая погрешность преобразования АЦП существенно (в 5—10 раз) превышает методическую погрешность ее оценки $\Delta_M = 0,5q + |\Delta_n|$, т. е. фактически тогда, когда можно пренебречь погрешностями, связанными с квантованием входного сигнала.

В соответствии с принципом оценки погрешности сверху результат измерения погрешности АЦП должен быть записан в следующем виде: $\tilde{\Delta}_c[S] = (Nq - N_0 q_0) \pm (0,5q + |\Delta_n|)$.

Пусть теперь $x_{ш}(t) \neq 0$. В соответствии с моделью АЦП — см. (1.55) случайная составляющая погрешности Δ представляет собой значение сигнала источника шума в момент взятия отсчета. Плотность вероятности $p(\Delta)$, центрированная по отношению к за-

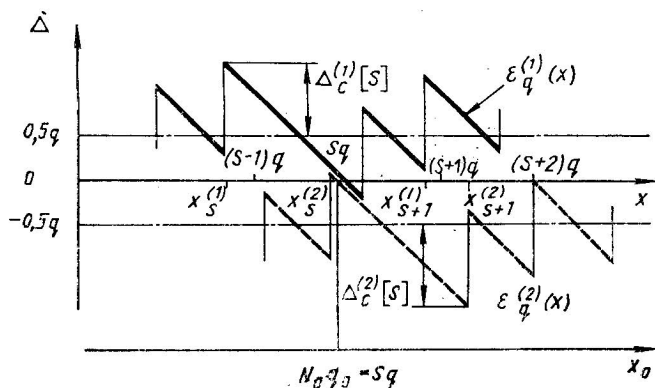


Рис. 3.2. Возникновение методической погрешности при определении погрешности АЦП на фиксированном сигнале

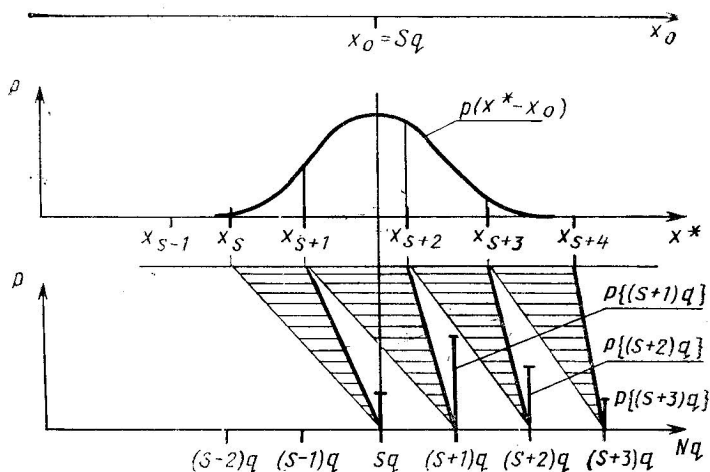


Рис. 3.3. Соотношение между входным сигналом и показаниями АЦП при наличии случайной погрешности

данному уровню x_0 входного испытательного сигнала, и дискретное распределение $P\{Nq\}$ значений выходного кода связаны через значения уровней компарирования АЦП в области проверяемой точки (рис. 3.3). Поскольку нашему наблюдению доступны только коды $\dots, S-1, S, S+1, \dots$ на выходе АЦП с приписанными им

значениями измеряемой величины $\dots, (S-1)q, Sq, (S+1)q, \dots$, то в процессе эксперимента получаем значения дискретной случайной величины Nq . Причем вероятности появления значений $\dots (S-1)q, Sq, (S+1)q, \dots$, соответственно равны

$$\left. \begin{aligned} P[(S-1)q] &= \int_{x_{S-1}}^{x_S} p(x^* - x_0) dx^* \\ P[Sq] &= \int_{x_S}^{x_{S+1}} p(x^* - x_0) dx^* \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

Погрешность единичного преобразования входного сигнала x возрастает на величину случайной составляющей $\overset{\circ}{\Delta} = x^* - x$. Влияние случайной составляющей погрешности можно снизить путем использования статистической процедуры измерения, т. е. путем многократных преобразований одной и той же входной величины x , накопления и обработки значений Nq . Алгоритм обработки выбирают, исходя из предположения, что математическое ожидание Nq , равное

$$\overline{Nq} = \sum_{N=0}^M Nq \int_{x_N}^{x_{N+1}} p(x^* - x) dx^*, \quad (3.3)$$

дает наиболее точное приближение к действительному значению измеряемой величины: $\overline{Nq} \leftarrow x$.

На основании этого представляется возможным обобщить понятие функции погрешности $\epsilon_q(x)$, введенное в рассмотрение при составлении модели АЦП (см. разд. 1.3). Итак,

$$\overline{\epsilon_q(x)} = \overline{Nq} - x. \quad (3.4)$$

Выражения (3.3) и (3.4) действительно составляют обобщенную форму функции погрешности. При отсутствии шума $P(x^* - x) = \delta(x^* - x)$. Тогда из (3.4) и (3.3) получаем выражение для функции погрешности в следующем виде:

$$\epsilon_q(x) = \sum_{N=0}^M Nq \int_{x_N}^{x_{N+1}} \delta(x^* - x) dx^* - x. \quad (3.5)$$

Легко видеть, что (3.5) является только более компактной формой записи (1.30).

Характер зависимости $\overline{\epsilon_q(x)}$ от параметра $\gamma = \sigma_{\Delta}^2 / q$ иллюстрируют графики, приведенные на рис. 3.4, а. Графики построены для АЦП с номинальной характеристикой преобразования ($x_N^0 = (N-0,5)q$) и представляют собой функции методической погрешности $\epsilon_q^0(x)$. Методическая погрешность измерения $\Delta_M = \max$

$|\varepsilon_q^0(x)|$ быстро уменьшается с увеличением γ (рис. 3.4, б). Уже при $\gamma=0,5$ ею можно пренебречь. Таким образом, статистическая процедура позволяет снизить влияние на результат измерения не только случайной, но и методической погрешности.

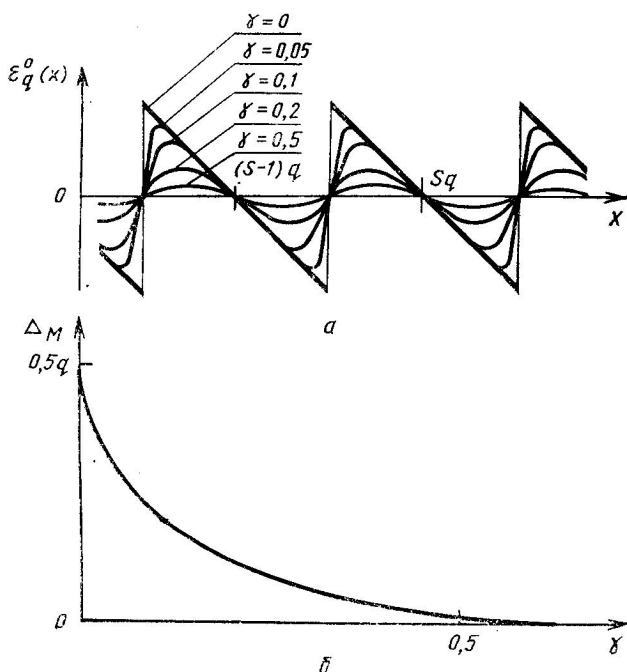


Рис. 3.4. Обобщенная функция погрешности

При входном испытательном сигнале $x_0 = N_0 q_0$ результат накопления и обработки Q отсчетов может служить оценкой систематической составляющей инструментальной погрешности АЦП:

$$\tilde{\Delta}_c = \bar{N}q - x_0 = \frac{\sum_{N=1}^M Nq \cdot Q_N}{Q} - N_0 q_0. \quad (3.6)$$

Здесь Q_N — число отсчетов с результатом Nq в выборке объемом Q .

Погрешность, с которой может быть получена оценка Δ_c , зависит от ряда факторов, в том числе от объема выборки. С увеличением объема выборки точность оценки погрешностей возрастает пропорционально $\sqrt{Q}$.

При заданном значении входного сигнала x_0 , известном законе распределения $p(\Delta)$, отсутствии дифференциальной нелинейности, т. е. при точно известных исходных условиях эксперимента,

погрешность измерений могла бы быть сведена к произвольному малому значению. Однако для сокращения времени эксперимента объем выборки обычно ограничивают, исходя из условия пренебрежимости погрешности контроля по сравнению с допускаемой погрешностью исследуемого преобразователя. На объем выборки может также оказать влияние недостаточность априорной информации о законе изменения случайной погрешности и наличие у АЦП существенной дифференциальной нелинейности.

По тем же экспериментальным данным вычисляется оценка среднего квадратического значения случайной составляющей погрешности АЦП по формуле

$$\sigma_{\Delta}^2 = \sqrt{\frac{\sum_{N=0}^M [Nq - \bar{N}q]^2 Q_N}{Q-1} - \frac{q^2}{12}},$$

где $q^2/12$ — поправка Шеппарда, учитывающая увеличение дисперсии случайной величины при переходе от непрерывной плотности вероятностей $p(x^* - x)$ к дискретному ряду вероятностей в соответствии с (3.2).

Особенности рассмотренного метода позволяют считать, что его применение наиболее целесообразно для исследования АЦП высокой точности с малой дифференциальной нелинейностью и значительной случайной составляющей погрешности. Последнее условие, однако, не является обязательным, так как случайный сигнал может быть введен в измерительную цепь во время исследования искусственно.

Метод сканирования. Детерминированный сигнал. Для устранения влияния методической погрешности на погрешность результатов измерения разработан ряд методов, основанных на сканировании окрестности проверяемой точки образцовым испытательным сигналом с целью определения положения соответствующего уровня компарирования [9]. Образцовый испытательный сигнал удобно представить в виде $x_0 = x_0^{(s)} + \Delta x_0$, где $x_0^{(s)}$ — составляющая сигнала, значение которой равно номинальному уровню компарирования $x_0^{(s)} = Sq - 0,5q$ и сохраняется постоянным в течение всего времени проведения измерений в точке; Δx_0 — закономерно изменяющееся приращение сигнала, размах которого должен перекрывать область допускаемых погрешностей АЦП в данной точке.

Удобство такого представления образцового сигнала связано с тем, что на практике постоянная составляющая $x_q^{(s)}$ может задаваться высокоточной, относительно медленно действующей образцовой мерой — ЦАП_о, а переменная составляющая — быстродействующей вспомогательной мерой относительно низкой точности — малоразрядным ЦАП_в (рис. 3.5, а).

Пусть сигнал ЦАП_в принимает ряд последовательно возрастающих (или убывающих) значений $\Delta x_0 = N_B q_B$; $-M_B \leq N_B \leq$

$\ll M_B$ с шагом, равным или кратным q_B ; $q_B \ll q$. На каждом шаге производится один или несколько запусков АЦП. Число их зависит от значения случайной составляющей и требуемой достоверности измерений.

Если случайная погрешность пренебрежимо мала ($\gamma \approx 0$), то достаточно производить одно преобразование при каждом значении $x_0 = x_0^{(s)} + N_B q_B$. Если на очередном шаге при $N_B = S_B$ произойдет смена показаний АЦП: $(S-1)q \rightarrow Sq$, то одно из значений: $x_0 = x_0^{(s)} + (S_B - 1)q_B$ или $x_0 = x_0^{(s)} + S_B q_B$ (по соглашению) принимается за действительное значение уровня компарирования x_s . Методическая погрешность определения x_s равна q_B .

Теперь перейдем к особенностям процесса контроля, когда случайная составляющая существенна ($\gamma \approx 1$). Предварительно необходимо договориться о том, как определять значение S -го уровня квантования по показаниям АЦП. Определение его как значения входного сигнала, при котором происходит смена выходного кода, уже не является удовлетворительным, поскольку при наличии случайной погрешности переход от $(S-1)q$ к Sq размыт. Требуется уточнить, что понимать под сменой показаний в этом случае. Можно, например, считать, что значение входного сигнала x_0 , при котором среднее значение показаний прибора равно номинальному значению

S -го уровня компарирования x_s^0 , является его действительным S -м уровнем компарирования, т. е. $x_s = x_0$ при условии

$$\sum_{N=1}^M NqP\{Nq\} = x_s^0; \quad x_s^0 = (S-0,5)q. \quad (3.7)$$

При сканировании окрестности x_s на каждом шаге изменения входного испытательного сигнала $x_0 = x_0^{(s)} + N_B q_B$ производится

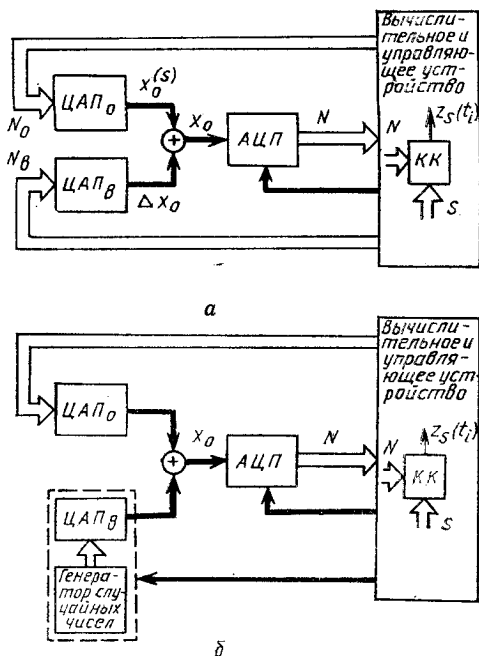


Рис. 3.5. Структурные схемы автоматизированных систем, содержащих вспомогательный источник испытательного сигнала: а—цифроаналоговый преобразователь; б—генератор случайного сигнала

Q преобразований и вычисляется оценка среднего значения показаний АЦП по формуле $\overline{N(x_0)} \cdot q = 1/Q \sum_{N=1}^M NqQ_N$.

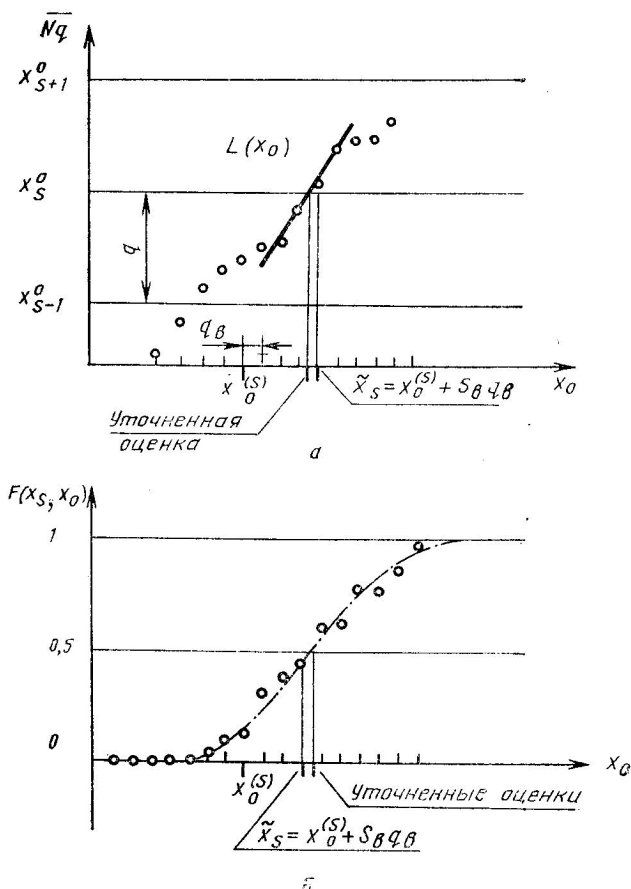


Рис. 3.6. Получение оценки уровня компарирования АЦП:
а—по усредненным показаниям; б—по функции распределения

На рис. 3.6, а показан характер зависимости усредненных показаний АЦП от уровня входного сигнала. Полученные значения $\overline{N(x_0^{(s)} + N_B q_B)} \cdot q$; $N_B = -\overline{M_B}$, $\overline{M_B}$ являются исходными экспериментальными данными для оценки S -го уровня компарирования.

Согласно (3.7) такой оценкой может служить значение $x_0 = x_0^{(s)} + S_B q_B$, при котором

$$\overline{N(x_0^{(s)} + S_B q_B)} \cdot q = \min_{N_B} [\overline{N(x_0^{(s)} + N_B q_B)} q - x_s^0], \quad (3.8)$$

т. е. $\tilde{x}_s = x_0^{(s)} + S_B q_B$.

Несколько более точная оценка может быть получена, если через экспериментальные точки провести аппроксимирующий полином $L(x_0)$ и вычислить корень уравнения $L(x_0) - x_s^0 = 0$.

Рассмотренные способы получения оценки x_s целесообразно использовать, если $\gamma < 0,5$. При $\gamma \geq 0,5$ методическая погрешность становится пренебрежимо малой и вся процедура фактически будет эквивалентной определению систематической составляющей инструментальной погрешности по (3.6).

Другой подход основан на рассмотрении функции распределения

$$F(x_s, x_0) = \int_0^{x_s} p(x^* - x_0) dx^*. \quad (3.9)$$

При заданном входном сигнале x_0 вероятность того, что результат какого-то одного преобразования $Nq < Sq$ записывается в виде

$$P\{Nq < Sq\} = F(x_s, x_0). \quad (3.10)$$

Вероятность противоположного исхода

$$P\{Nq \geq Sq\} = 1 - F(x_s, x_0). \quad (3.11)$$

Выражения (3.10) и (3.11) указывают на возможность применить для оценки погрешностей АЦП знаковые методы исследования случайных процессов.

Отдельному результату преобразования, осуществляемому в момент времени t_i , присваивается значение (знак)

$$Z_s(t_i) = \text{Sign}[N(t_i) - S] = \begin{cases} +1 & \text{при } N(t_i) \geq S \\ -1 & \text{при } N(t_i) < S \end{cases}. \quad (3.12)$$

Функцию $Z_s(t_i)$; $i = \overline{1, Q}$ будем называть дискретной знаковой функцией.

Рассмотрим процесс экспериментального определения функции распределения $F(x_s, x_0)$ погрешности АЦП в области проверяемой точки. Схема измерения остается прежней (см. рис. 3.5, а). Вычислительное устройство выполняет операции сравнения выходного кода АЦП — N с кодом проверяемой точки S (компаратор кодов КК) и выработки значения знаковой функции. В процессе сканирования при каждом значении образцового сигнала $x_0 = x_0^{(s)} + N_B q_B$ регистрируется последовательность значений дис-

кретной знаковой функции. Оценки значений функции распределения находятся по формуле

$$\tilde{F}(x_s, x_0^{(s)} + N_B q_B) = \frac{1}{2Q} \sum_{i=1}^Q [1 - Z_s(t_i)].$$

По окончании процесса сканирования получаем ряд дискретных значений функции распределения (рис. 3.6, б)

$$\tilde{F}(x_s, x_0^{(s)} + N_B q_B); N_B = -\overline{M_B, M_B}. \quad (3.13)$$

На основе полученных экспериментальных данных находится оценка S -го уровня компарирования. Алгоритм (алгоритмы) ее вычисления определим, анализируя выражение (3.9). Числовое значение $F(x_s, x_0)$ характеризует степень близости x_s и x_0 . Если $F(x_s, x_0) = 1/2$ (т. е. x_s занимает положение медианы плотности вероятности $P(x^* - x_0)$), то $x_s \simeq x_0$. Точное равенство: $x_s = x_0$ имеет место при условии, что $p(x^* - x_0)$ симметрично.

По аналогии с (3.8) $\tilde{F}(x_s, x_0^{(s)} + S_B q_B) - 1/2 = \min_{N_B} |\tilde{F}(x_s, x_0^{(s)} + N_B q_B) - 1/2|$; $\tilde{x}_s = x_0^{(s)} + S_B q_B$.

Другой алгоритм вытекает из преобразования

$$\begin{aligned} \int_0^{x_m} x_0 \frac{\partial F(x_s, x_0)}{\partial x_0} dx_0 &= \int_0^{x_m} x_0 \left[\frac{\partial}{\partial x_0} \int_0^{x_s} p(x^* - x_0) dx^* \right] dx_0 = \int_0^{x_m} x_0 \left[- \int_0^{x_s} p'(x^* - x_0) dx^* \right] dx_0 = \\ &= - \int_0^{x_m} x_0 [p(x^* - x_0)|_0^{x_s}] dx_0 = - \int_0^{x_m} x_0 [p(x_s - x_0) - p(-x_0)] dx_0 = \\ &= - \int_{-x_s}^{x_m - x_s} (x_s - \xi) p(\xi) d\xi = x_s; \\ p(-x_0) &= 0. \end{aligned}$$

По определению $p(\xi)$ является центрированной плотностью вероятности случайной погрешности. Требования к ее симметричности не предъявляется.

Таким образом,

$$\tilde{x}_s = \int_0^{x_m} x_0 \frac{\partial F(x_s, x_0)}{\partial x_0} dx_0. \quad (3.14)$$

На основании (3.14) формула для вычисления оценки x_s с использованием экспериментальных данных (3.13) может быть записана в виде:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_s &= \sum_{N_B = -M_B}^{M_B} (x_0^{(s)} + N_B q_B) [\tilde{F}(x_s, x_0^{(s)} + (N_B + 1)q_B) - \\ &\quad - \tilde{F}(x_s, x_0^{(s)} + N_B q_B)]. \end{aligned}$$

Кроме того, рассматриваемый метод, предусматривающий достаточно детальное исследование функции распределения случайной погрешности, позволяет получить и более точную (по сравнению с другими методами) оценку $\tilde{\Delta}$ по формуле

$$\tilde{\sigma}_{\Delta} = \sqrt{\frac{\sum_{N_B = -M_B}^{M_B} (x_o^{(s)} + N_B q_B - \tilde{x}_s)^2 [\tilde{F}(x_s, x_o^{(s)} + (N_B + 1)q_B) - \tilde{F}(x_s, x_o^{(s)} + N_B q_B)]}{M_B + 1}}$$

Метод сканирования. Случайный сигнал. Как уже отмечалось, при наличии случайной составляющей погрешности наблюдается снижение вклада методической погрешности в результаты измерения систематической погрешности АЦП (см. рис. 3.4). Это обстоятельство наводит на мысль использовать в качестве вспомогательного сигнала случайный сигнал с заданными характеристиками [10]. Основное преимущество заключается в том, что упрощаются операции по управлению вспомогательным источником (рис. 3.5, б).

Постоянный уровень образцового испытательного сигнала, соответствующий проверяемой точке, задается ЦАП_о. На этот уровень накладывается случайный сигнал Δx_o с заданным распределением.

В частности, для определения систематической составляющей погрешности целесообразно использовать случайный сигнал с равномерной плотностью вероятностей

$$p(\Delta x_o) = \begin{cases} \frac{1}{2A} & \text{при } |\Delta x_o| \leq A \\ 0 & \text{при } |\Delta x_o| > A. \end{cases} \quad (3.15)$$

Такой сигнал весьма просто реализуется с помощью ЦАП и генератора случайных чисел (см. рис. 3.5, б). Для получения оценки Δ_c [S] обработку данных удобно проводить путем формирования и суммирования значений знаковой функции:

$$\tilde{\Delta}_c[S] = \frac{A}{Q} \sum_{i=1}^Q Z_s(t_i).$$

Влияние случайной составляющей $\tilde{\Delta}$ погрешности проверяемого АЦП на результаты оценки Δ_c практически отсутствует, если $|\Delta_c| + \max |\tilde{\Delta}| < A$.

При некотором усложнении метода возможно получение оценок дисперсии, функции распределения и корреляционной функции случайной составляющей погрешности АЦП [9].

Методы отслеживания уровня квантования. Обратимся снова к схеме, показанной на рис. 3.5, а. Если из значений выходного кода АЦП формировать знаковую функцию по правилу (3.12), то АЦП можно рассматривать как стробируемый компаратор с уров-

нем срабатывания x_s . Процесс измерения значения этого уровня можно организовать как процесс его уравнивания суммарным выходным сигналом ЦАП₀ и ЦАП_в. Вся система работает в этом случае, как АЦП уравнивания, на вход которого подан сигнал x_s . Могут применяться различные алгоритмы уравнивания. Отличие от алгоритмов уравнивания обычного АЦП заключается в том, что нам априори известна довольно узкая область возможных значений x_s , лежащая в окрестности x_s^0 . Поэтому на первом такте уравнивания на ЦАП₀ устанавливается выходной сигнал x_0 , равный номинальному значению уровня компарирования $x_0^{(s)} = (S-0,5)q$. Далее может быть использован любой алгоритм уравнивания x_s с помощью ЦАП_в.

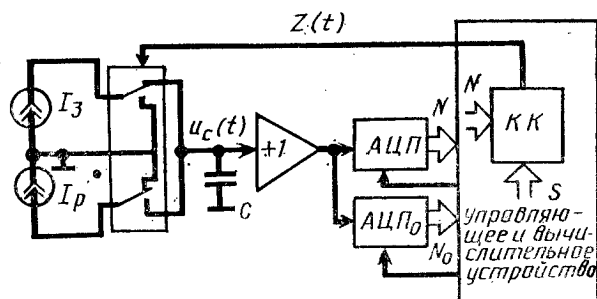
Значение x_0 , установившееся на последнем такте, принимается за действительное значение x_s , т. е. $\tilde{x}_s = x_0^{(s)} + S_B q_B$.

Алгоритм уравнивания должен учитывать наличие случайной составляющей погрешности АЦП, которая может оказать существенное влияние на результат измерения x_s . Если случайная погрешность Δ пренебрежимо мала, то очевидно, что решение о направлении изменения x_0 на любом такте уравнивания может приниматься на основании результата однократного преобразования АЦП. Если Δ существенна, то на каждом такте должно быть проведено многократное преобразование с усреднением результатов. Это приводит к усложнению алгоритма и затягивает процесс уравнивания.

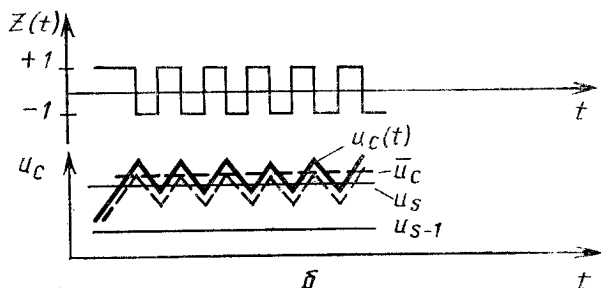
Поскольку число градаций образцового сигнала в области поиска значения x_s сравнительно невелико ($M_B = 2^4 - 2^6$), достаточно эффективным представляется алгоритм следящего уравнивания на основе единичных приращений. Статистическое усреднение результатов преобразования АЦП может быть организовано по принципу реверсивного счета, весьма просто реализуемого аппаратными или программными средствами. При каждом запуске АЦП в реверсивный счетчик записывается «+1» или «-1» в зависимости от значения знаковой функции. Последние разряды реверсивного счетчика управляют вспомогательным ЦАП.

При построении системы для определения погрешности АЦП по методу образцового прибора важно создание простого источника испытательного сигнала, удовлетворяющего требованиям быстродействия и управляемости и обладающего низким уровнем шумов.

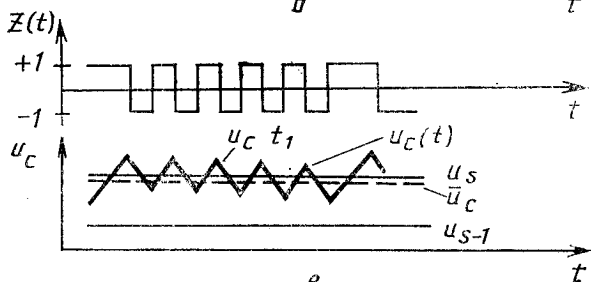
Для АЦП, входным сигналом которых при исследовании статистических погрешностей является напряжение постоянного тока, такой источник удобно строить по принципу заряда — разряда конденсатора переключаемыми источниками тока (рис. 3.7, а). Формируемая из показаний АЦП по правилу (3.12) дискретная знаковая функция должна быть преобразована в сигнал управления ключами, т. е. в знаковую функцию непрерывного времени $Z_s(t)$. При $Z_s(t) = 1$ конденсатор C заряжается током I_3 , а при $Z_s(t) =$



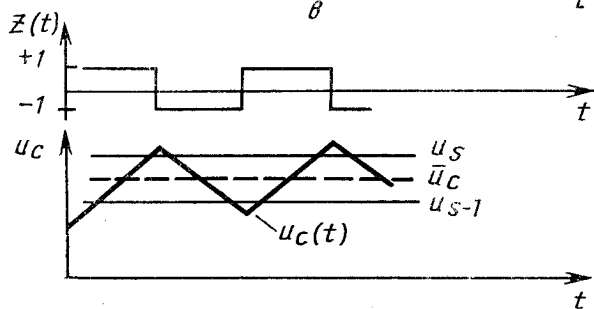
a



б



в



г

Рис. 3.7. Система с формированием испытательного сигнала на основе заряда — разряда емкости:

а—структурная схема; б—процесс отслеживания заданного уровня при $I_3 = I_p$; в—процесс отслеживания заданного уровня при $I_3 \neq I_p$; г—процесс отслеживания среднего значения двух уровней

$= -1$ — разряжается током I_p . Напряжение на емкости пропорционально интегралу знаковой функции

$$u_c(t) = \frac{1}{2C} \int_0^t \{I_3[1+Z_s(t)] + I_p[1-Z_s(t)]\} dt.$$

Процесс уравнивания иллюстрируют диаграммы, показанные на рис. 3.7, б. После окончания переходного процесса (участок диаграммы до первого пересечения уровня x_s) на емкости устанавливается пульсирующее напряжение. При идеальных параметрах устройства (в частности при $I_3 = I_p = I$) значение пульсации $\Delta u = \frac{I}{C} T$,

где T — интервал между импульсами запуска АЦП.

Среднее значение напряжения на конденсаторе — $\bar{u}_c$ зависит от начальных условий и может находиться в пределах от $u_s + 0,5\Delta u$ до $u_s - 0,5\Delta u$ (см. диаграммы на рис. 3.7, б). Таким образом, даже если применить АЦП₀ интегрирующего типа, то его показания будут содержать указанную неопределенность.

В действительности, полного равенства между приращениями напряжения на конденсаторе при заряде $\Delta u_3 = I_3/C \cdot T$ и разряде $\Delta u_p = I_p/C \cdot T$ быть не может. Вследствие этого возникают низкочастотные пульсации (см. диаграмму на рис. 3.7, в). Такого рода пульсации могут быть причиной дополнительной погрешности, однако рациональным выбором параметров источников тока и образцового измерительного прибора (АЦП₀) ее можно существенно уменьшить.

Пусть $I_p > I_3$. Тогда после одного цикла заряда — разряда максимальное напряжение на конденсаторе u_{cm} изменится на $\Delta u_m = (I_p - I_3) \frac{T}{C}$.

Снижение u_{cm} будет продолжаться до тех пор, пока после очередного цикла не будет удовлетворено условие $u_{cm} < u_s$; знаковая функция сохранит на один такт свое значение, а емкость получит дополнительный заряд $I_3 T$. Далее процесс будет повторяться. Легко видеть, что период низкочастотных составляющих пульсаций определяется соотношением $I_p/I_3 = (1+k)/k$. Если k — целое число, то процесс содержит одну низкочастотную составляющую с периодом $2kT$. Зона неопределенности среднего значения уменьшается в k раз.

Таким образом, используя образцовый прибор интегрирующего типа с временем усреднения T_u и выбирая значения k и T так, чтобы $2kT = T_u$, можно существенно снизить погрешность метода измерения до величины $\Delta U/2k$. Естественно, что погрешность можно снизить и за счет уменьшения ΔU , однако при этом увеличивается время выхода на проверяемую точку.

Измеренное значение $\bar{u}_c = S_0 q_0$ сравнивается с номинальным

значением S -го уровня компарирования $x_s^0 = (S-0,5)q$ для получения оценки погрешности АЦП $\tilde{\Delta}_c [S] = (S-0,5)q - S_0 q_0$.

Система рассматриваемого типа может быть настроена также на отслеживание среднего значения двух соседних уровней компарирования $x_{s, s+1} = (x_s + x_{s+1})/2$.

Управляющая знаковая функция формируется по принципу работы компаратора с гистерезисом (ширина зоны гистерезиса равна $x_{s+1} - x_s$):

$$Z_{s, s+1}(t_{i-1}) \begin{cases} +1 & \text{при } N(t_i) \geq S+1 \\ Z_{s, s+1}(t_i) & \text{при } N(t_i) = S \\ -1 & \text{при } N(t_i) < S. \end{cases}$$

Процесс формирования u_c в этом случае показан на рис. 3.7, г. Измеренное АЦП₀ значение $\bar{u}_c = S_0 q_0$ сравнивается с номинальным значением S -го уровня квантования Sq .

Дифференциальная нелинейность исследуемого АЦП может «маскировать» действительное значение его погрешности, поскольку смещение каждого уровня компарирования может быть независимым и априори неизвестным. Поэтому оценка погрешности АЦП должна быть записана в виде $\tilde{\Delta}_c [S] = Sq - S_0 q_0 \pm \Delta'_n$.

3.3. ВЫБОР ПРОВЕРЯЕМЫХ (КОНТРОЛИРУЕМЫХ) ТОЧЕК

Любое средство измерения так или иначе предназначено для проведения измерений на определенном классе входных сигналов. Часто класс сигналов неявно оговаривается указанием условий применения прибора.

Пусть W — множество возможных входных сигналов АЦП. Метрологические характеристики должны достаточно адекватно отражать метрологические свойства АЦП на этом множестве.

При исследовании метрологических свойств образцовые средства воспроизводят конечное множество сигналов W_0 , причем, как правило, $W_0 \subset W$. Если АЦП для нас «черный ящик», то для определения функции погрешности $\varepsilon_q(x)$ необходимо измерить M уровней компарирования. Достаточно точная оценка каждого уровня компарирования требует осуществления нескольких преобразований испытательного сигнала с помощью АЦП. Отсюда следует, что общее число преобразований, например, при исследовании 16-разрядного АЦП может превосходить 1 млн. Это заставляет искать пути снижения трудоемкости измерительной процедуры. Наиболее радикальный из них — уменьшение числа контролируемых точек диапазона на основе априорной информации о свойствах АЦП, о связях между погрешностями в различных точках диапазона.

При метрологических исследованиях АЦП на стадии его разработки число проверяемых точек должно быть достаточным для

того, чтобы выявить все особенности функции преобразования АЦП — распределение погрешностей по диапазону, нелинейность и т. д. План эксперимента составляется на основе анализа схемы и конструкции АЦП, принципа его действия, данных предшествующего опыта.

Когда метрологические свойства АЦП данного типа изучены и зафиксированы в виде норм, возникает задача наблюдения за сохранностью этих свойств в процессе предстоящей эксплуатации прибора. Проблема выбора проверяемых точек решается заново с учетом всей имеющейся информации о свойствах АЦП данного типа. Обычно удастся еще больше сократить множество используемых испытательных сигналов — установить минимальное число проверяемых точек при обеспечении заданной достоверности контроля.

Особенно важное значение имеет рациональный выбор проверяемых точек для поверки (первичной или периодической) серийных АЦП. С увеличением числа точек возрастает трудоемкость поверки, с уменьшением — вероятность признания годным прибора, имеющего погрешность больше нормы. Поиск приемлемого компромисса и составляет суть проблемы выбора числа и расположения проверяемых точек.

Таким образом, в любом случае проблема выбора проверяемых точек решается на основе априорной информации о характере проявления погрешности на множестве входных сигналов для совокупности АЦП данного типа.

Способы решения зависят в первую очередь от характера дифференциальной нелинейности АЦП — Δ'_n . В этом отношении все АЦП можно разделить на две группы — с $\Delta'_n \ll q$ и с $\Delta'_n \leq q$. Это разделение практически совпадает с классификационным разделением АЦП по признаку «наличие промежуточного преобразования» (см. рис. 1.10).

Для АЦП с преобразованием входного электрического сигнала в интервал времени или частоту типичное значение $\Delta'_n = 0,01q \div \div 0,05q$. Напротив, для АЦП с непосредственным преобразованием (с помощью компараторов напряжения или тока) типичное нормируемое значение $\Delta'_n \leq 0,5q$, причем по разным причинам возможно появление $\Delta'_n > q$.

Для АЦП 1-й группы могут быть применены методы выбора проверяемых точек, предложенные для аналоговых приборов (преобразователей) с непрерывной функцией погрешности (зависимостью систематической составляющей погрешности от точки диапазона).

Необходимым условием является введение аналогичной непрерывной функции погрешности для АЦП, поскольку в действительности систематическая составляющая инструментальной погрешности АЦП ($\Delta_s [N]$) представляет собой дискретную функцию его показаний (N). Значения $\Delta [N]$ определяются в соответствии с (1.31) путем исключения из функции погрешности $\varepsilon_q(x)$ методической составляющей погрешности $\pm q/2$ (рис. 3.8). Легко видеть,

что если дифференциальная нелинейность мала, то изменения $\Delta_c [N]$ в диапазоне преобразования достаточно точно можно отразить с помощью непрерывной «гладкой» функции $\Delta_c(x)$ (например, полинома сравнительно невысокой степени).

Перейдем теперь к рассмотрению методов выбора проверяемых точек для приборов, у которых определен характер $\Delta_c(x)$. В работе [11] предполагается, что погрешность $\Delta_c(x)$ является стационарной случайной функцией с нормальным распределением и средним значением, равным нулю, для совокупности приборов данного типа. Реализация этой функции на отрезке $[0, x_m]$, относящаяся к данному конкретному экземпляру прибора, может иметь один или несколько выходов за пределы допустимого уровня ($\Delta_{\text{сп}}$). По-

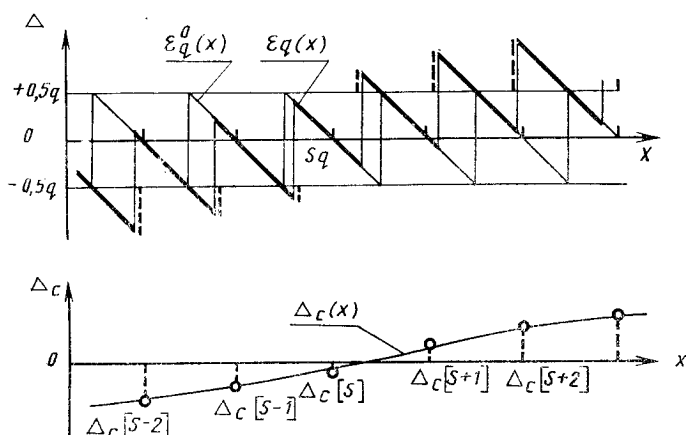


Рис. 3.8. Аппроксимация систематической погрешности АЦП непрерывной функцией

скольку стоит задача исключить из дальнейшего использования такие экземпляры, вероятность того, что при контроле в M точках x_L хотя бы один выход $|\Delta_c(x)|$ за уровень $\Delta_{\text{сп}}$ окажется незамеченным, должна быть достаточно мала. При известной корреляционной функции $R(x_{L+1} - x_L)$ расстояние между проверяемыми точками $x_{L+1} - x_L$ выбирается таким, чтобы указанная вероятность была не более некоторой заданной величины. Это расстояние определяет число проверяемых точек

$$M^* \simeq \frac{x_m}{x_{L+1} - x_L} + 1 \quad (3.16)$$

при условии, что проверке подлежат и точки в области 0 и x_m .

В [12] предполагается, что функция погрешности на каждом интервале между проверяемыми точками описывается полиномом второй степени

$$\Delta_c(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2; \quad x \in (x_L, x_{L+1}). \quad (3.17)$$

Если максимум модуля второй производной $\Delta_c(x)$ не превышает определенного значения, т. е.

$$\max \left| \frac{d^2 \Delta_c(x)}{dx^2} \right| = \max |a_2| \leq a_{2п}, \quad (3.18)$$

то можно рассчитать оценку сверху $\tilde{\Delta}_c(x)$ погрешности в интервале (x_L, x_{L+1}) по погрешностям $\Delta_c(x_L)$ и $\Delta_c(x_{L+1})$ в проверяемых точках.

Возможность расчетной оценки погрешности в интервале (x_L, x_{L+1}) при проверке позволяет уменьшить число проверяемых точек, если применить адаптивный алгоритм измерений. Когда оценка погрешности превышает норму, то проверяется дополнительная точка в середине интервала.

При установлении интервала (x_L, x_{L+1}) должно проверяться соблюдение условий (3.17) и (3.18) и корректность оценивания $\Delta_c(x)$ как вычислительной процедуры.

В сущности на тех же предпосылках основан метод, предложенный в [13]. Если функция погрешности $\Delta_c(x)$ обладает свойством $\max_x |\Delta_c(x) - \max\{\Delta_c(x_L), \Delta_c(x_{L+1})\}| \leq \Delta_B$, то задаваясь значениями Δ_B , можно найти максимально допустимое расстояние между x_L и x_{L+1} , а, следовательно, и число проверяемых точек в соответствии с (3.16).

При этом желательно установить следующий критерий пригодности прибора $\max_{1 \leq L \leq M^*} |\Delta_c(x_L)| < \Delta_{сп} - \Delta_B$.

$$1 \leq L \leq M^*$$

Принципиально иной подход предложен в [14]. Он основан на разложении функции систематической составляющей погрешности $\Delta_c(x)$ в ряд Фурье на интервале от 0 до x_m . Число проверяемых точек $M^* = 2r$, где r — номер высшей гармоники с амплитудой $\Delta_c^{(r)}$, удовлетворяющей выбранному критерию существенности погрешности (например, $\Delta_c^{(r)} \leq 0,1 \Delta_{сп}$).

Рассмотренные выше методы выбора проверяемых точек малоприменимы для АЦП с непосредственным преобразованием (см. классификацию на рис. 1.10).

В одноступенчатых (параллельных) АЦП возможно возникновение независимого смещения во входной цепи любого из компараторов. Поэтому при оценке погрешности и линейности АЦП этого вида необходима проверка всех уровней компарирования и определение разностей (значений систематической погрешности):

$$\Delta_c[L] = x_L^0 - x_L; L = \overline{1, M^*}; M^* = M. \quad (3.19)$$

В многоступенчатых АЦП число независимых источников погрешности существенно меньше числа уровней компарирования. В связи с этим имеет место корреляция между погрешностями в различных точках диапазона, знание которой дает возможность сократить объем проверки.

Проведем общий анализ погрешностей многоступенчатого АЦП разомкнутого типа (см. рис. 1.6) при следующем, довольно слабом, ограничении: все аналоговые элементы АЦП (входное устройство, элемент выделения разностного сигнала ступени) линейны.

Все статические погрешности можно отразить на структурной схеме АЦП с помощью эквивалентных источников постоянного смещения, включенных на входе аналоговых элементов и компараторов, а также на выходе ЦАП (рис. 3.9). Указанных источни-

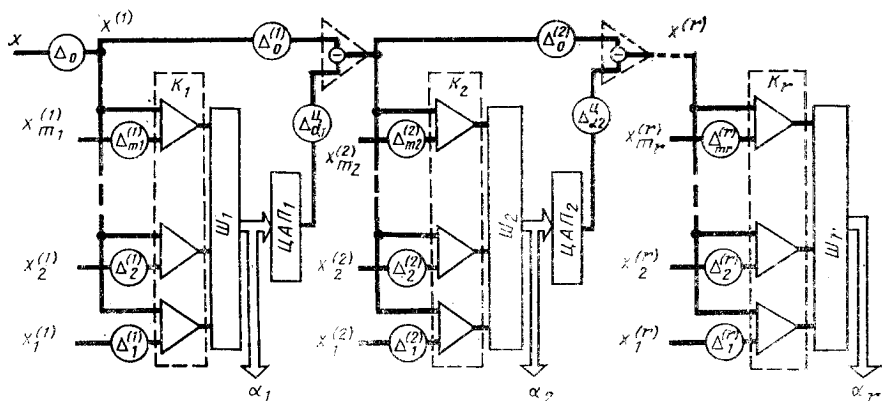


Рис. 3.9. Эквивалентная схема многоступенчатого АЦП с источниками погрешности

ков вполне достаточно для того, чтобы определить функцию погрешности АЦП. Заметим, что источники $\Delta x_i^{(i)}$ на входах компараторов отражают погрешность опорных уровней x_{a_i} собственно компараторов и мультипликативную погрешность предшествующего аналогового элемента.

Выразим инструментальную погрешность (3.19) через параметры модели АЦП, представленной на рис. 3.9:

$$N = \alpha_1 B_1 + \alpha_2 B_2 + \dots + \alpha_{r-1} B_{r-1} + \alpha_r, \quad (3.20)$$

где $B_j = q_j / q = \prod_{i=j+1}^r (m_i + 1)$ — относительные веса ступеней (по отношению к единице младшего разряда выходного кода АЦП); $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_r$ — значения выходного кода ступеней (число сработавших компараторов в каждой ступени).

Номинальные уровни компарирования в соответствии с (1.4) и (3.20)

$$x_N^0 = (\alpha_1 B_1 + \alpha_2 B_2 + \dots + \alpha_r B_{r-1} + \alpha_r - 0,5)q. \quad (3.21)$$

Любой действительный уровень компарирования x_N может быть определен как уровень входного сигнала x , при котором один из входных сигналов ступеней $x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(r)}$ достигнет реально-го уровня срабатывания одного из компараторов.

Входные сигналы ступеней с учетом погрешностей аналоговых элементов и ЦАП равны

$$\begin{aligned} x^{(1)} &= x + \Delta_0 \\ x^{(2)} &= x + \Delta_0 + \Delta_0^{(1)} - x_{\alpha_1}^u - \Delta_{\alpha_1}^u \\ x^{(3)} &= x + \Delta_0 + \Delta_0^{(1)} + \Delta_0^{(2)} - (x_{\alpha_1}^u + x_{\alpha_2}^u) - (\Delta_{\alpha_1} + \Delta_{\alpha_2}) \\ &\dots \dots \dots \\ x^{(r)} &= x + \Delta_0 + \Delta_0^{(1)} + \dots + \Delta_0^{(r-1)} - (x_{\alpha_1}^u + \dots + x_{\alpha_{r-1}}^u) - \\ &\quad - (\Delta_{\alpha_1} + \dots + \Delta_{\alpha_{r-1}}). \end{aligned}$$

Множество значений выходных кодов 1, 2, 3, ..., M может быть разбито на r подмножеств:

$$\begin{aligned} \{N_1\} &= \alpha_1^* B_1; \quad \alpha_1^* = \overline{1, m_1} \\ \{N_2\} &= \alpha_1 B_1 + \alpha_2^* B_2; \quad \alpha_1 = \overline{0, m_1}; \quad \alpha_2^* = \overline{1, m_2} \\ \{N_3\} &= \alpha_1 B_1 + \alpha_2 B_2 + \alpha_3^* B_3; \quad \alpha_j = \overline{0, m_j}; \quad j = 1, 2; \quad \alpha_3^* = \overline{1, m_3} \\ &\dots \dots \dots \\ \{N_r\} &= \alpha_1 B_1 + \alpha_2 B_2 + \dots + \alpha_r^*; \quad \alpha_j = \overline{0, m_j}; \quad j = \overline{1, r-1}; \quad \alpha_r^* = \overline{1, m_r}. \end{aligned}$$

Каждому подмножеству $\{N_j\}$ соответствует подмножество уровней компарирования $\{x_{Nj}\}$. Легко видеть, что общим признаком принадлежности уровня компарирования x_N к подмножеству $\{x_{Nj}\}$ является срабатывание одного из компараторов j -й ступени при $x = x_N$. Следовательно, при выводе выражения для x_N погрешности последующих ступеней не учитываются:

$$\left. \begin{aligned} x_{N_1} &= (\alpha_1 B_1 - 0,5)q + \Delta_{\alpha_1}^{(1)} - \Delta_0 \\ x_{N_2} &= (\alpha_1 B_1 + \alpha_2 B_2 - 0,5)q + \Delta_{\alpha_1}^u + \Delta_{\alpha_2}^{(u)} - (\Delta_0 + \Delta_0^{(1)}) \\ x_{N_3} &= (\alpha_1 B_1 + \alpha_2 B_2 + \alpha_3 B_3 - 0,5)q + \Delta_{\alpha_1}^u + \Delta_{\alpha_2}^u + \Delta_{\alpha_3}^{(u)} - (\Delta_0 + \\ &\quad + \Delta_0^{(1)} + \Delta_0^{(2)}) \\ &\dots \dots \dots \\ x_{N_r} &= (\alpha_1 B_1 + \dots + \alpha_r - 0,5)q + \Delta_{\alpha_1}^u + \dots + \Delta_{\alpha_{r-1}}^u + \Delta_{\alpha_r}^{(u)} - (\Delta_0 + \\ &\quad + \dots + \Delta_0^{(r-1)}). \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

Погрешности $\Delta_0 + \Delta_0^{(1)} + \dots + \Delta_0^{(j-1)}$ в линейном тракте преобразования сигнала до j -й ступени могут рассматриваться как добавка к погрешностям компараторов j -й ступени $\Delta_{\alpha_j}^* + (\Delta_0 + \Delta_0^{(1)} + \dots + \Delta_0^{(j-1)}) = \bar{\Delta}_{\alpha_j}^*$

Тогда, вычитая из (3.22) номинальные значения уровней компарирования, определяемые по (3.21), получаем выражения для инструментальной погрешности

$$\left. \begin{aligned} \Delta_c[N_1] &= \bar{\Delta}_{\alpha_1}^* \\ \Delta_c[N_2] &= \Delta_{\alpha_1}^n + \bar{\Delta}_{\alpha_2}^* \\ \Delta_c[N_3] &= \Delta_{\alpha_1}^n + \Delta_{\alpha_2}^n + \bar{\Delta}_{\alpha_3}^* \\ &\dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ \Delta_c[N_r] &= \Delta_{\alpha_1}^n + \Delta_{\alpha_2}^n + \dots + \Delta_{\alpha_{r-1}}^n + \bar{\Delta}_{\alpha_r}^* \end{aligned} \right\} \quad (3.23)$$

Структура инструментальной погрешности достаточно прозрачна для любого уровня компарирования; она складывается из приведенной погрешности соответствующего компаратора ($\bar{\Delta}_{\alpha_j}^*$) и суммарной погрешности предшествующих ему ЦАП ($\Delta_{\alpha_1}^n + \Delta_{\alpha_2}^n + \dots + \Delta_{\alpha_{j-1}}^n$).

Без нарушения общности можно считать, что $\Delta_{\alpha_j}^n = 0$ при $\alpha_j = 0$. Действительно, погрешность «нуля» характеристики ЦАП_j может быть отнесена к погрешности элемента выделения разности j -й ступени.

Таким образом, в правых частях (3.23) содержится $\sum_{j=1}^r 2m_j - m_r$ независимых погрешностей, представляющих все источники погрешности модели АЦП. Поэтому для их определения достаточно выбрать соответствующее число проверяемых точек

$$M^* = \sum_{j=1}^r 2m_j - m_r. \quad (3.24)$$

Если в каждой выбранной точке измерена погрешность $\Delta_c[N]$, то получаем M^* уравнений, которые позволяют найти все составляющие погрешности и затем вычислить инструментальную погрешность в любой точке, имея конечной целью обнаружение максимального ее значения.

Для простоты вычисления составляющих погрешности по результатам измерения удобно, например, выбрать следующие точки (значения N):

$$\begin{aligned} &B_1, 2B_1, 3B_1, \dots, m_1 B_1, \\ &B_2, 2B_2, 3B_2, \dots, m_2 B_2 \\ &\dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ &1, 2, 3, \dots, m_r, \end{aligned}$$

т. е. $\sum_{j=1}^r m_j$ значений выходного кода, для которых $\Delta_{\alpha_j}^u = 0$; $\alpha_j = 0$. Все значения $\overline{\Delta_{\alpha_j}^*}$; $\alpha_j^* = \overline{1, m_j}$ можно получить непосредственно из эксперимента как результат измерения $\Delta_c [N]$.

Затем выбрав коды $N = \alpha_1^* B_1 + B_2$; $\alpha_1^* = \overline{1, m_1}$ и определив соответствующие значения $\Delta_c [N]$, по второму уравнению системы (3.23) вычисляют m_1 значений погрешности $\Delta_{\alpha_1}^u$.

Следующий шаг — проверка в точках $N = B_1 + \alpha_2^* B_2 + B_3$; $\alpha_2^* = \overline{1, m_2}$, что позволяет вычислить m_2 значений погрешности $\Delta_{\alpha_2}^u$, и т. д. Для определения всех погрешностей вида $\Delta_{\alpha_j}^u$ требуется произвести измерения $\Delta_c [N]$ в $\sum_{j=1}^{r-1} m_j$ точках. Общее число точек соответствует (3.24).

Когда определены все составляющие инструментальной погрешности по (3.23), возникает задача поиска точки с максимальной погрешностью. Для этого рекомендуется следующий эвристический алгоритм вычислений: сначала среди погрешностей вида $\Delta_{\alpha_1}^u, \Delta_{\alpha_2}^u, \dots, \Delta_{\alpha_{r-1}}^u, \overline{\Delta_{\alpha_r}}$ отбирают наибольшие положительные и наибольшие отрицательные значения и суммируют их отдельно. Это дает возможность определить показания АЦП с максимальными положительной и отрицательной погрешностями в группе кодов N_r . Затем переходят к проверке группы кодов N_{r-1} . Для этого выделяют положительную $\max \overline{\Delta_{\alpha_{r-1}}^{(+)}}$ и отрицательную $\max |\overline{\Delta_{\alpha_{r-1}}^{(-)}}|$ погрешности вида $\overline{\Delta_{\alpha_{r-1}}}$; $\alpha_{r-1} = \overline{1, m_{r-1}}$.

Очевидно, что если

$$\max |\overline{\Delta_{\alpha_{r-1}}^{(-)}}| \leq \max |\overline{\Delta_{\alpha_r}^{(-)}}|; \max \overline{\Delta_{\alpha_{r-1}}^{(+)}} \leq \max \overline{\Delta_{\alpha_r}^{(+)}} \quad (3.25)$$

то при любом коде группы N_{r-1} погрешность АЦП будет меньше, чем среди кодов группы N_r , и можно переходить к проверке следующей группы кодов. Если условия (3.25) не выполняются, необходимо произвести вычисления возможных значений максимальных погрешностей АЦП среди группы кодов N_{r-1} и сравнить их с максимальными погрешностями (положительной и отрицательной), полученными ранее. Результат сравнения — максимальные погрешности АЦП среди групп кодов N_r и N_{r-1} — запоминается и производится переход к анализу погрешностей следующей группы кодов (и так вплоть до группы кодов N_1). В итоге путем относительно несложного перебора будет выделена точка с максимальной абсолютной погрешностью.

Для случая, когда нелинейностью аналоговых элементов АЦП пренебречь нельзя, рекомендуется следующая процедура [15]. Весь диапазон значений входного сигнала x_m разбивается на участки, число которых выбирается таким образом, чтобы в пределах каждого участка можно было считать справедливым прин-

цил суперпозиции погрешностей. Границы участков целесообразно совместить с уровнями компарирования одной или нескольких первых ступеней (старших разрядов) АЦП.

Поиск точки с максимальной погрешностью производится в два этапа. На первом этапе определяются значения инструментальной погрешности для кодов

$$\left. \begin{aligned} &1B_1, 2B_1, \dots, m_1 B_1 \\ &\vdots \\ &1B_s, 2B_s, \dots, m_s B_s \end{aligned} \right\} \quad (3.26)$$

задающих границы $\prod_{j=1}^s (m_j + 1)$ участков. Путем последовательного перебора находится максимальное значение погрешности для кодов (3.26).

Младшие $r-s$ ступеней (разрядов) могут рассматриваться как единый АЦП, у которого аналоговые элементы линейны. Поэтому на втором этапе по отношению к $r-s$ ступеням АЦП применяется описанная выше процедура поиска максимальной погрешности. Для ее выполнения в соответствии с (3.24) необходимо провести измерения в $\sum_{j=s+1}^r 2m_j - m_r$ точках. Таким образом, общее число про-

веряемых точек возрастает до $\prod_{j=1}^s (m_j + 1) \left[\sum_{j=s+1}^r 2m_j - m_r \right]$.

В целом рассмотренный подход к выбору проверяемых точек является весьма общим и может использоваться практически для всех видов АЦП с непосредственным преобразованием входного сигнала, начиная от одноступенчатых АЦП и кончая двоичными АЦП с поразрядным уравниванием. В частности, для последнего случая выражения (3.23) существенно упрощаются. Использование одного и того же компаратора на каждом такте сравнения измеряемого сигнала x и выходного сигнала ЦАП x_u в АЦП поразрядного уравнивания (см. рис. 1.8) позволяет считать, что $\bar{\Delta}_{\alpha_1} = \bar{\Delta}_{\alpha_2} = \dots = \bar{\Delta}_{\alpha_r} = \Delta_{\alpha_r}^u + \Delta_0$, где $r=n$ — числу двоичных разрядов ЦАП (и соответственно АЦП).

Тогда поиск максимальной погрешности достаточно ограничить группой кодов N_r : $\Delta = \Delta_{\alpha_1}^u + \Delta_{\alpha_2}^u + \dots + \Delta_{\alpha_r}^u + \Delta_0$; $\alpha_j = \overline{0,1}$; $j = \overline{1, r}$ при условии, что погрешность ЦАП удовлетворяет принципу суперпозиции погрешностей его разрядов. По-прежнему, $\Delta_{\alpha}^u = 0$ при $\alpha_j = 0$, $j = \overline{1, r}$. Суммируя отдельно положительные и отрицательные погрешности $\Delta_{\alpha_j}^u$, получаем $\Delta^{(+)} = \sum_{j=1}^r \beta_j \Delta_{\alpha_j}^u + \beta_0 \Delta_0$; $\Delta^{(-)} = \sum_{j=1}^r (1 - \beta_j) \Delta_{\alpha_j}^u + (1 - \beta_0) \Delta_0$, где $\beta_j = 1$, если $\Delta_{\alpha_j}^u > 0$, и $\beta_j = 0$, если $\Delta_{\alpha_j}^u < 0$, $\beta_0 = 1$, если $\Delta_0 > 0$, и $\beta_0 = 0$, если $\Delta_0 < 0$ [15]. Затем, сравнивая значения $\Delta^{(+)}$ и $|\Delta^{(-)}|$, выбирают наибольшее.

В зависимости от результата сравнения код $[\beta_r \dots \beta_2 \beta_1]$ или код $[\bar{\beta}_r \dots \bar{\beta}_2 \bar{\beta}_1]$ представляет точку с максимальной погрешностью ($\bar{\beta}_j = 1 - \beta_j$).

Рассмотренные методы предназначены для выбора проверяемых точек при исследовании АЦП в статике. Испытательные сигналы, соответствующие выбранным точкам, представляют собой весьма ограниченное и специфическое множество W_1 . Естествен вопрос, в какой мере данные исследования погрешностей АЦП на множестве W_1 могут быть распространены на множество входных сигналов W .

Реальные испытательные сигналы всегда являются функциями времени — $x_0(t)$. Погрешности измерений при этом могут возрастать из-за появления динамических составляющих. На основе тщательного анализа схемы и конструкции АЦП можно расчетным путем определить требования к сигналу $x_0(t)$, при выполнении которых динамические погрешности, как проявление инерционности элементов АЦП, будут меньше статических (будут удовлетворять критерию пренебрежимости погрешностей). Если все сигналы множества W удовлетворяют этим требованиям, то метрологические характеристики, установленные по результатам исследований в статике (на подмножестве сигналов W_1), могут быть применены для оценивания погрешностей преобразования сигналов множества W .

Недостаток такого подхода заключается в том, что не используются потенциальные возможности АЦП. Если допустить существенные динамические погрешности (что позволяет расширить множество сигналов W), то для оценивания погрешностей результата преобразования (измерения) необходима информация о динамических свойствах АЦП, подтвержденная экспериментом. Выбор испытательных сигналов становится весьма сложной задачей. Подход к ее решению намечен в следующей главе.

3.4. МЕТОДИКИ (АЛГОРИТМЫ) ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ АЦП ПРИ ИССЛЕДОВАНИЯХ И ПОВЕРКЕ (КОНТРОЛЕ)

Если выбран метод измерения погрешности в точке и заданы проверяемые точки, дальнейшая задача заключается в построении алгоритма экспериментального исследования АЦП в целом. Алгоритм зависит от целей эксперимента — изучение метрологических свойств АЦП или контроль погрешностей на соответствие нормам (поверка).

При изучении метрологических свойств алгоритм обычно заключается в последовательном определении значений погрешностей во всех проверяемых точках, выделении составляющих погрешности, поиске их максимальных значений и т. п.

Методика контроля может быть реализована двумя путями: введением операции сравнения измеренного значения погрешности

с нормой или такой организацией эксперимента, при которой результат контроля получается непосредственно из данных наблюдения без определения значения погрешности.

Рассмотрим поочередно особенности основных алгоритмов экспериментального исследования и контроля АЦП.

Определения нелинейности. Общие замечания. Погрешность нелинейности может быть найдена путем исключения из систематической погрешности $\Delta_c[N]$ ее аддитивной Δ_0 и мультипликативной $\delta_k x_N$ составляющих — см. формулу (1.34). Вычисление последних может быть проведено по методу наименьших квадратов, по минимаксному методу или по методу граничных точек (исходя из условий (1.40), (1.41) и (1.42) соответственно). Если АЦП является элементом преобразовательной техники, которому не приписано конкретное значение шага квантования q , а указаны лишь пределы, в которых оно может находиться, определение систематической погрешности теряет смысл. В этом случае должна быть введена операция определения q , т. е. должна быть проведена градуировка АЦП хотя бы на время эксперимента. Естественно, что при этом алгоритм определения погрешности нелинейности становится несколько иным.

Определение нелинейности по методу наименьших квадратов. Предположим, что известны значения $\Delta_c[N]$ и x_N при $N = \overline{1, M}$. Значения Δ_0 и δ_k , минимизирующие среднее квадратическое значение погрешности нелинейности, могут быть получены путем решения системы уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \Delta} \Sigma (\Delta_c[N] - \delta_k x_N - \Delta_0)^2 &= 0; \\ \frac{\partial}{\partial \delta_k} \Sigma (\Delta_c[N] - \delta_k x_N - \Delta_0)^2 &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (3.27)$$

которая представляет собой систему частных производных правой части (1.40), приравненных нулю. Решение системы (3.27) приводит к выражениям

$$\Delta_0 = \frac{(\Sigma \Delta_c[N] x_N) \Sigma x_N - M (\Sigma \Delta_c[N]) \Sigma x_N^2}{(\Sigma x_N)^2 - M \Sigma x_N^2}; \quad (3.28)$$

$$\delta_k = \frac{(\Sigma \Delta_c[N]) \Sigma x_N - M \Sigma \Delta_c[N] x_N}{(\Sigma x_N)^2 - M \Sigma x_N^2}. \quad (3.29)$$

Здесь символ Σ означает суммирование от 1 до M .

Алгоритм определения погрешности нелинейности состоит на первом этапе в нахождении и запоминании массива оценок систематической погрешности $\tilde{\Delta}_c[N]$ и действительного уровня компарирования $\tilde{x}_N$. В дальнейшем алгоритм носит чисто вычислительный характер; согласно (3.28) и (3.29) вычисляют Δ_0 и δ_k , а затем согласно (1.34) — оценки погрешности нелинейности по диапазону: $\tilde{\Delta}_n[N] = \tilde{\Delta}_c[N] - \delta_k \tilde{x}_N - \Delta_0$; $N = \overline{1, M}$.

Поиск среди них максимальной по абсолютному значению дает оценку погрешности нелинейности как метрологической характеристики исследуемого АЦП.

Рассмотрим также случай, когда АЦП не является средством измерения. Из соотношений (1.34) и (3.1) вытекает

$$\Delta_n[N] = (N-0,5)q - (1+\delta_k)x_N - \Delta_0. \quad (3.30)$$

Минимизацию $\Delta_n[N]$ целесообразно проводить, варьируя q и Δ_0 при $\delta_k = 0$. Тогда, решая уравнения

$$\frac{\partial}{\partial \Delta_0} \Sigma[(N-0,5)q - x_N - \Delta_0]^2 = 0;$$

$$\frac{\partial}{\partial q} \Sigma[(N-0,5)q - x_N - \Delta_0]^2 = 0,$$

получаем

$$\Delta_0 = \frac{[\Sigma(N-0,5)^2] \Sigma x_N - M[\Sigma(N-0,5)x_N] \Sigma(N-0,5)}{[\Sigma(N-0,5)]^2 - M \Sigma(N-0,5)^2}; \quad (3.31)$$

$$q = \frac{[\Sigma(N-0,5) \Sigma x_N - M \Sigma(N-0,5)x_N]}{[\Sigma(N-0,5)]^2 - M \Sigma(N-0,5)^2}. \quad (3.32)$$

В процессе эксперимента накапливают сначала массив оценок уровней компарирования $\tilde{x}_N$; $N = \overline{1, M}$; вычисляют по (3.31) и (3.32) значения Δ_0 и q , а затем — оценки погрешности линейности по (3.30): $\tilde{\Delta}_n[N] = (N-0,5)q - \tilde{x}_N - \Delta_0$; $N = \overline{1, M}$.

Алгоритм завершается поиском максимального значения $\tilde{\Delta}_n = \max_N \tilde{\Delta}_n[N]$, являющегося оценкой погрешности линейности АЦП в целом.

Определение нелинейности по минимаксному методу. Пусть известны $\Delta_c[N]$ и x_N при $N = \overline{1, M}$. Запишем (1.34) в виде $\Delta_c[N] - \delta_k x_N = \Delta_0 + \Delta_n[N]$ и выделим максимальное и минимальное значение полученного выражения:

$$\max_N (\Delta_c[N] - \delta_k x_N) = \Delta_0 + \max_N \Delta_n[N]; \quad (3.33)$$

$$\min_N (\Delta_c[N] - \delta_k x_N) = \Delta_0 + \min_N \Delta_n[N]. \quad (3.34)$$

Значение Δ_0 всегда можно выбрать таким образом, чтобы

$$\max_N \Delta_n[N] = -\min_N \Delta_n[N]. \quad (3.35)$$

Тогда на основании (3.33), (3.34) и (3.35) получаем

$$\Delta_0 = \frac{1}{2} \{ \max_N (\Delta_c[N] - \delta_k x_N) + \min_N (\Delta_c[N] - \delta_k x_N) \}; \quad (3.36)$$

$$\max_N |\Delta_n[N]| = \frac{1}{2} \{ \max_N (\Delta_c[N] - \delta_k x_N) - \min_N (\Delta_c[N] - \delta_k x_N) \}. \quad (3.37)$$

Минимум (3.37) представляет собой погрешность линейности в соответствии с условием (1.41):

$$\Delta_n = \min_{\delta_k} \frac{1}{2} \{ \max_N (\Delta_n[N] - \delta_k x_N) - \min_N (\Delta_c[N] - \delta_k x_N) \}. \quad (3.38)$$

Алгоритм определения погрешности линейности достаточно ясен. Сначала накапливается массив экспериментальных данных в виде оценок $\tilde{\Delta}_c[N]$, $\tilde{x}_N$; $N = \overline{1, M}$. Затем выбирается ряд значений δ_k : $\delta_k^{(j)}$; $j = \overline{1, p}$, покрывающих область существования экстремального значения погрешности линейности. Производятся вычисления и поиск максимальных погрешностей линейности по (3.37) при различных значениях δ_k (как параметра) и выбирается наименьшая из них по (3.38).

Результат выбора принимается за оценку погрешности линейности $\tilde{\Delta}_n$ испытуемого АЦП. Затем при необходимости может быть вычислена по (3.36) оценка аддитивной погрешности $\tilde{\Delta}_0$. Для случая, когда АЦП является элементом преобразовательной техники, формулы (3.36), (3.38) путем подстановки в них (3.1) приводят к виду $\Delta_0 = \frac{1}{2} \{ \max_N [(N-0,5)q - x_N] + \min_N [(N-0,5)q - x_N], \Delta_n = \min_q \frac{1}{2} \times \{ \max_N [(N-0,5)q - x_N] - \min_N [(N-0,5)q - x_N] \}$.

При этом принимается, что $\delta_k = 0$.

Алгоритм поиска оценки погрешности линейности практически не изменяется; варьируемым параметром является q (вместо δ_k).

Оценка нелинейности по методу граничных точек диапазона. Реализация рассмотренных выше алгоритмов определения нелинейности АЦП связана с большим объемом вычислений. Поэтому наиболее распространенным является следующий, более простой алгоритм. Из массива экспериментальных данных ($\Delta_0[N]$, x_N) выбираются данные, относящиеся к двум проверяемым точкам, расположенным на противоположных краях диапазона. В этих точках погрешность нелинейности принимается равной нулю. Как правило, выбирают точки, соответствующие $N=1$ и $N=M$. Итак,

$$\begin{cases} \Delta_n[1] = 0; \\ \Delta_n[M] = 0. \end{cases} \quad (3.39)$$

Используя соотношение (1.34), из условий (3.39) получаем систему уравнений:

$$\begin{cases} \Delta_c[1] = \Delta_0 + \delta_k x_1; \\ \Delta_c[M] = \Delta_0 + \delta_k x_M. \end{cases}$$

Ее решение дают следующие формулы для вычисления аддитивной и мультипликативной погрешностей:

$$\Delta_0 = \frac{\Delta_c[1]x_M - \Delta_c[M]x_1}{x_M - x_1}; \quad (3.40)$$

$$\delta_k = \frac{\Delta_c[M] - \Delta_c[1]}{x_M - x_1} . \quad (3.41)$$

Определив Δ_0 и δ_k по (3.40) и (3.41), вычисляют оценки погрешности линейности в остальных точках диапазона и находят среди них максимальную по модулю.

Поскольку для определения Δ_0 и δ_k используются всего две экспериментальные точки, алгоритм может быть несколько видоизменен. Сначала экспериментально определяются значения $\tilde{\Delta}_c[1]$, $\tilde{x}_1$, $\tilde{\Delta}_c[M]$, $\tilde{x}_N$ и вычисляются по (3.40) и (3.41) значения Δ_0 и δ_k . Затем в любой, вообще говоря, последовательности производится определение погрешностей линейности $\tilde{\Delta}_n[N]$, заключающееся на каждом шаге в измерении действительного уровня компарирования x_N и вычислении по формуле (3.30).

Попутно может производиться сравнение каждой вновь полученной оценки погрешности линейности с ранее полученными (с целью выявления наибольшей из них) или с предельно допустимым значением (при допусковом контроле).

В этом еще одно преимущество данного метода определения погрешности нелинейности АЦП. При допусковом контроле может быть использован адаптивный алгоритм, предусматривающий прекращение эксперимента, если на очередном шаге окажется, что полученное значение погрешности нелинейности превышает предельно допустимое.

Кроме того, имеется возможность упростить процесс измерения за счет коррекции нуля и мультипликативной погрешности АЦП после определения Δ_0 и δ_k (подробнее это описано в разд. 6.3). Когда АЦП — элемент преобразовательной техники, то вместо δ_k определяют q . В процессе вычисления используются формулы, аналогичные (3.40) и (3.41):

$$\Delta_0 = \frac{0,5x_M - (M-0,5)x_1}{M-1} ;$$

$$q = \frac{x_M - x_1}{M-1} .$$

Определение дифференциальной нелинейности. Предварительно выразим дифференциальную нелинейность (1.35) через уровни компарирования. Используя представление погрешности линейности в виде (3.30), на основании (1.35) получаем $\Delta'_n[N] = q - (1 + \delta_k)(x_{N+1} - x_N)$.

Если АЦП — элемент преобразовательной техники, то q определяется в процессе эксперимента при условии, что $\delta_k = 0$ (см. выше). Тогда

$$\Delta'_n[N] = q - (x_{N+1} - x_N) . \quad (3.42)$$

Поскольку $\delta_k \ll 1$, то при оценивании дифференциальной нелинейности обычно пользуются (3.42) независимо от статуса АЦП.

Таким образом, определение дифференциальной нелинейности в какой-либо точке (N) диапазона требует измерения значений двух соседних уровней компарирования (x_N и x_{N+1}) с последующим вычислением оценки Δ'_N по (3.42) или непосредственного измерения интервала между этими уровнями $\Delta x_N = x_{N+1} - x_N$.

Рассмотрим применимость для этих двух случаев методов исследования метрологических свойств АЦП в отдельной точке диапазона (см. разд. 3.2).

При сканировании детерминированным вспомогательным сигналом (см. рис. 3.5, а) могут быть определены значения x_N и x_{N+1} точно так же, как это производилось выше при определении систематической погрешности. Желательно, чтобы при этом основной источник испытательного сигнала (ЦАП₀) сохранял свой уровень x_s^0 . В этом случае его погрешность войдет с одним и тем же знаком в оценку как x_N , так и x_{N+1} , и не отразится на погрешности определения дифференциальной нелинейности.

При случайном сканирующем сигнале (см. рис. 3.5, б), имеющем равномерную плотность распределения (3.15), доля отсчетов Q_N в общем числе отсчетов Q (числе запусков АЦП) является мерой Δx_N . После накопления Q_N и Q оценка дифференциальной

нелинейности находится по формуле: $\tilde{\Delta}'_N [N] = q - A Q_N / Q$.

Алгоритм измерения прост и эффективен. Требование к стабильности аппаратуры существенно меньше, чем при определении x_N и x_{N+1} в отдельности.

Методика исследования АЦП с использованием в качестве образцовой меры генератора линейно изменяющегося сигнала. Образцовые меры — ЦАП высокой точности — имеют зачастую относительно большое время установления. В тех случаях, когда требуется определение систематической погрешности, погрешности линейности АЦП во всех точках диапазона, общее время эксперимента может оказаться значительным. Кроме того, дискретность выходного сигнала ЦАП может затруднить определение дифференциальной нелинейности АЦП, особенно если требования к ней достаточно высоки.

Поэтому представляет определенный интерес использование для исследования АЦП генераторов линейно изменяющегося сигнала. Их преимущество — простота управления, высокая степень постоянства скорости изменения уровня сигнала. При известной скорости изменения сигнала имеется принципиальная возможность определения действительного значения сигнала в заданный момент времени (в момент запуска АЦП) t_i . Для этого необходимо с помощью компаратора определять момент t_0 пересечения линейно изменяющимся сигналом некоторого начального уровня (нулевого уровня). Подавая сигнал генератора на вход АЦП и запуская последний в некоторый момент времени t_i , измеряют интервал времени $t_i - t_0$. Значение испытательного сигнала в момент запуска АЦП $x_0(t_i) = dx_0/dt \cdot (t_i - t_0)$.

Интервал времени $t_i - t_0$ может не измеряться, а задаваться устройством типа синхронметра. Этот случай соответствует рассмотренному выше методу сканирования уровней компарирования при определении погрешностей АЦП на детерминированном сигнале.

Запуск АЦП может производиться также и в неизвестные (случайные) моменты времени. Методически этот вариант близок к рассмотренному выше методу исследования погрешностей АЦП на случайном сигнале.

Представляет интерес оценить время нарастания сигнала при условии обеспечения квазистатистического режима для АЦП и требуемой точности измерений. При точности АЦП, соответствующей n двоичным разрядам, при частоте запуска $f_{\text{зап}}$ и допустимом изменении сигнала за время преобразования $\leq 0,1 q$ общее время измерения $T_{\text{изм}} \geq 2^n / (0,1 \cdot f_{\text{зап}})$.

Для формирования линейно нарастающего сигнала обычно используются генераторы тока на основе операционного усилителя и накопительного конденсатора. Реально возможно при условии обеспечения высокой линейности сформировать сигнал длительностью порядка 10 с. Поэтому рассматриваемые ниже методики могут быть рекомендованы для относительно малоразрядных или быстродействующих преобразователей.

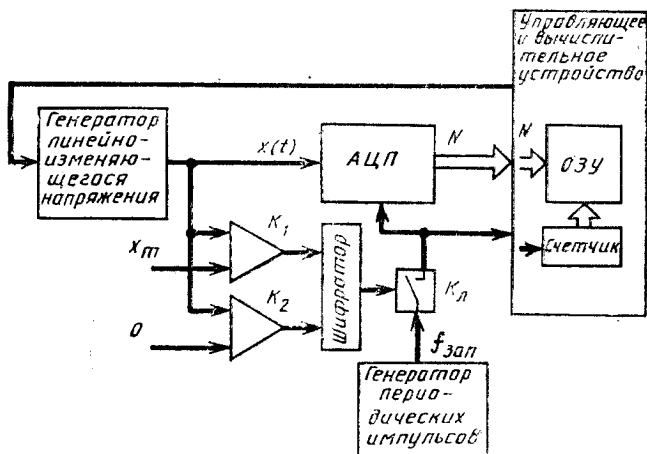
На рис. 3.10, а показана структура системы, позволяющей фиксировать значения уровней компарирования АЦП. Импульсы запуска АЦП подаются на вычислительное устройство и накапливаются в счетчике. При пересечении входным испытательным сигналом уровня компарирования x_N накопленное в счетчике число P_N заносится в ОЗУ (оперативное запоминающее устройство). Сигнал, по которому производится запоминание в ОЗУ числа на счетчике, формируется при появлении кода M . Последний служит также адресом ячейки ОЗУ. Таким образом, после одного цикла работы генератора в памяти вычислительного устройства оказываются накопленные числа, пропорциональные значениям всех уровней компарирования. Действительные значения уровней компарирования в единицах измеряемой физической величины без труда могут быть найдены путем умножения на коэффициент, равный $x_m / T_{\text{изм}} f_{\text{зап}}$.

По измеренным значениям x_N обычным путем определяются значения систематической погрешности, погрешности линейности и т. д. При отсутствии случайной погрешности достаточно полное исследование погрешностей АЦП может быть проведено практически за 1 цикл работы генератора. При наличии случайной погрешности целесообразно применить метод накопления отсчетов, осуществляя запуск АЦП в случайные моменты времени (рис. 3.10, б). В этом случае выходной код АЦП является адресом, по которому в соответствующую ячейку ОЗУ заносится «1». Эксперимент прекращается, когда после очередного цикла работы генератора общее число запусков АЦП Q превысит заданное значение.

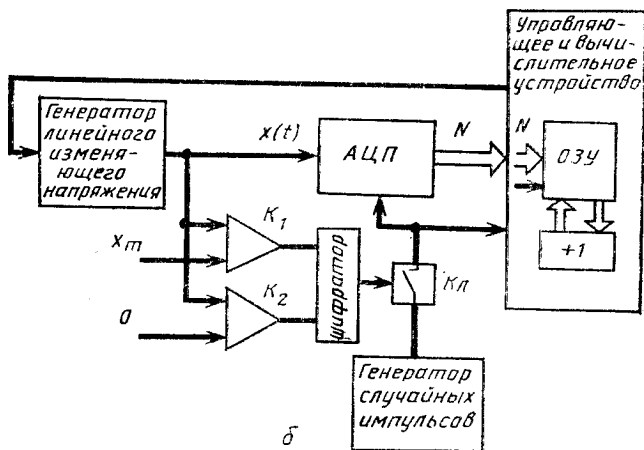
Числа Q_N , накопленные в ОЗУ по каждому адресу, пропорциональны интервалу между уровнями компарирования $x_{N+1} - x_N$.

Оценка уровня компарирования вычисляется по формуле

$$\tilde{X}_N = \frac{\sum_{j=0}^N Q_j}{\sum_{j=0}^M Q_j} \cdot x_m.$$



а



б

Рис. 3.10. Структурные схемы системы на основе генератора линейно изменяющегося сигнала

Системы, приведенные на рис. 3.10, весьма эффективны для реализации методик определения погрешностей линейности в относительных (по отношению, например, к шагу квантования q) единицах.

По накопленным в ОЗУ числам (P_N ; $N=\overline{1, M}$ — в первом случае и Q_N ; $N=\overline{0, M}$ — во втором случае) вычисляются оценки нелинейности

$$\frac{\tilde{\Delta}_H[N]}{q} = [N-1] - \frac{P_N - P_1}{P_M - P_1} (M-1);$$

$$P_N - P_1 = \sum_{j=1}^{N-1} Q_j$$

и оценки дифференциальной нелинейности

$$\frac{\tilde{\Delta}'_H[N]}{q} = 1 - \frac{P_{N+1} - P_N}{P_M - P_1} (M-1);$$

$$P_{N+1} - P_N = Q_N.$$

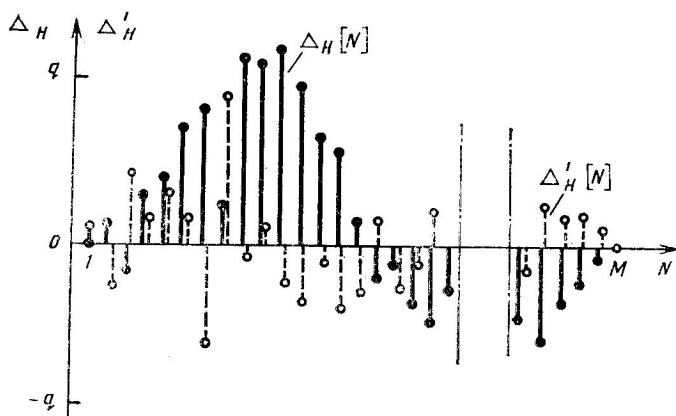


Рис. 3.11. Представление результатов измерения дифференциальной и интегральной нелинейности АЦП методом накопления выборки

Результаты измерений и вычислений удобно представить в виде гистограммы, возможный вид которой приведен на рис. 3.11.

Рассмотренная процедура широко используется для оценки дифференциальной нелинейности АЦП, входящих в состав амплитудных анализаторов, применяемых при спектрометрии ядерных излучений. При этом вместо генератора линейно нарастающего сигнала применяются генераторы импульсов с линейно нарастающей амплитудой. Формирование таких импульсов обычно производится путем «вырезания» коротких участков линейно нарастающего напряжения с помощью прецизионных ключей.

Определение вариации. Линейно изменяющийся вспомогательный испытательный сигнал также позволяет эффективно исследовать гистерезисные явления в АЦП [9].

Измерительная система работает следующим образом (рис. 3.12). Сигнал генератора представляет собой меандр. С помощью интегратора из него образуется сигнал треугольной формы, амплитуда которого должна превышать ожидаемое значение вариации. ЦАП₀ обеспечивает установление входного сигнала $x_0(t)$ в зону исследуемого реального уровня компарирования АЦП. Значение $|dx_0/dt|$ сигнала должно быть таким, чтобы за время T между запусками АЦП изменение напряжения не превышало некоторой доли допускаемой погрешности измерения вариации.

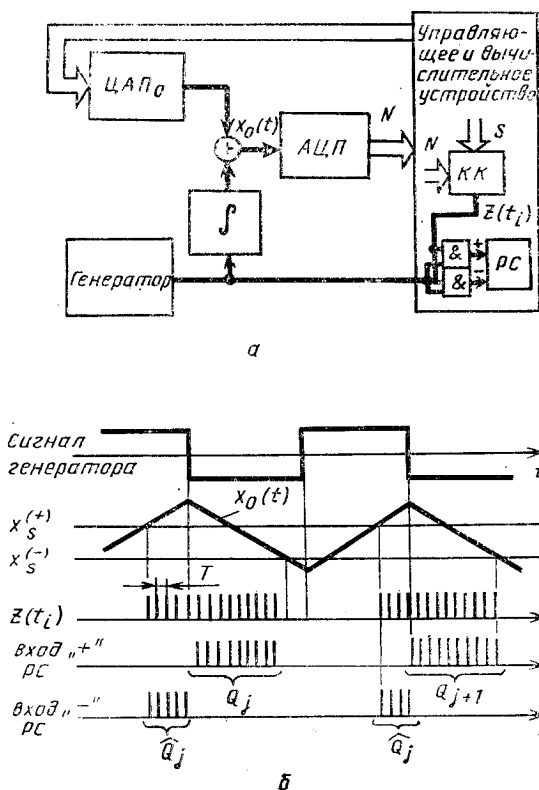


Рис. 3.12. Определение вариации:
а—структурная схема; б—временные диаграммы

Вырабатываемая согласно (3.12) дискретная знаковая функция $Z(t_i)$ управляет реверсивным счетчиком. За один период сигнала генератора в счетчик поступает число импульсов $Q_j - \hat{Q}_j$, пропорциональное значению вариации (см. рис. 3.12, б). После k периодов генератора в счетчике накапливается число, пропорцио-

нальное оценке среднего значения вариации. Вычисление абсолютного значения производится по формуле

$$\tilde{H}[S] = \frac{T}{k} \left| \frac{dx_0}{dt} \right| \sum_{j=1}^k (Q_j - \hat{Q}_j); x_0(t) = x_0^{(s)} + \Delta x(t).$$

Контроль погрешностей. Возможны несколько модификаций алгоритмов контроля. Например, сначала проводится определение погрешности во всех проверяемых точках с занесением результатов в оперативную память вычислительного и управляющего устройства. Затем производится поиск максимального значения погрешности и сравнение его с нормой или последовательное сравнение запомненных значений погрешности с нормой. Последний вариант используется, когда норма является функцией проверяемой точки (задается, например, полиномом 1-й степени). Значения нормы могут храниться в памяти ЭВМ или вычисляться в процессе проведения эксперимента.

Для реализации данного алгоритма необходим определенный резерв оперативной памяти для фиксации массива значений погрешности в проверяемых точках.

Запоминания результатов определения погрешностей можно избежать, если сравнивать погрешности с нормой сразу же после измерений в данной точке. Эксперимент обычно прекращается, если в очередной точке погрешность превышает норму.

При контроле полной погрешности Δ и систематической составляющей погрешности Δ_c эксперимент может быть организован иным образом.

Методику контроля полной погрешности поясняет рис. 3.13, а, где показана функция погрешности $\varepsilon_q(x)$ АЦП и пределы (верхний и нижний) допускаемого значения полной погрешности $\pm \Delta_n$.

При проведении эксперимента сначала устанавливается испытательный сигнал $x_0 = Sq + \Delta_n$, производится Q запусков АЦП и фиксируется число Q_1 показаний $Nq \geq Sq$. Затем устанавливается сигнал $x_0 = Sq - \Delta_n$ и фиксируется число Q_2 показаний $Nq < Sq$.

Критерием пригодности АЦП является условие $Q_1/Q < \gamma_1$, $Q_2/Q < \gamma_2$. Значения γ_1, γ_2 обычно выбираются равными $0-0,05$. В частности, если нормируется максимальное значение случайной погрешности, то $\gamma_1 = 0, \gamma_2 = 0$.

При контроле систематической составляющей погрешности устанавливаются испытательные сигналы $x_0 = (S+0,5)q + \Delta_{сн}$ и $x_0 = (S-0,5)q - \Delta_{сн}$, в том же порядке фиксируются числа Q_1 и Q_2 . Критерием пригодности служит условие $Q_1/Q < 0,5$; $Q_2/Q < 0,5$. Смысл критерия ясен из рис. 3.13, б, где указано максимально допустимое значение для $\varepsilon_q(x)$, равное $\Delta_{сн} + 0,5q$.

3.5. МЕТОДЫ ОБРАТНОГО ОБРАЗЦОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Пусть образцовый ЦАП отрегулирован таким образом, что его коэффициент преобразования равен номинальному шагу квантования исследуемого АЦП: $q_0 = q$.

Если выходной код АЦП N , полученный в результате преобразования некоторого постоянного входного сигнала x , подвергнуть обратному преобразованию с помощью этого ЦАП, то разность $x_0 - x$ будет представлять собой значение функции погрешности $\varepsilon_q(x)$.

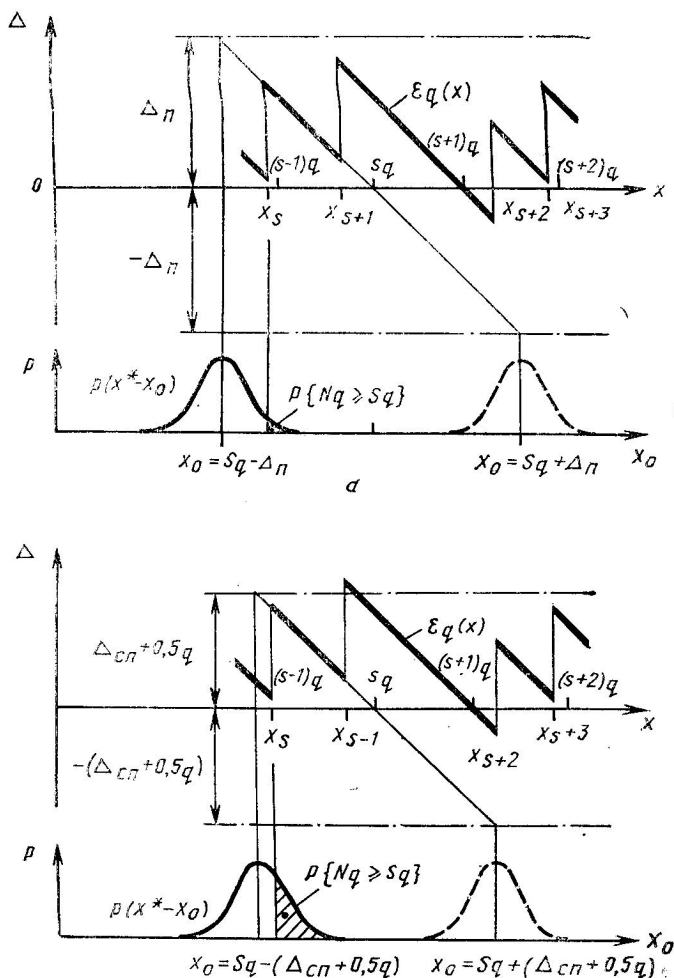
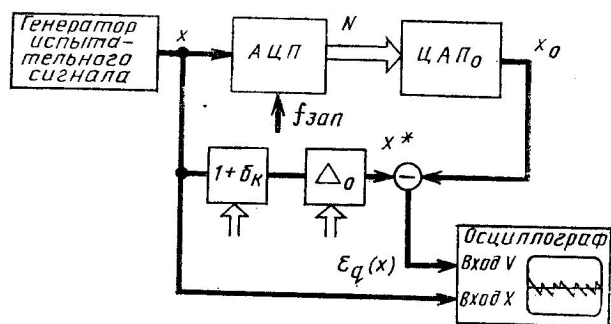


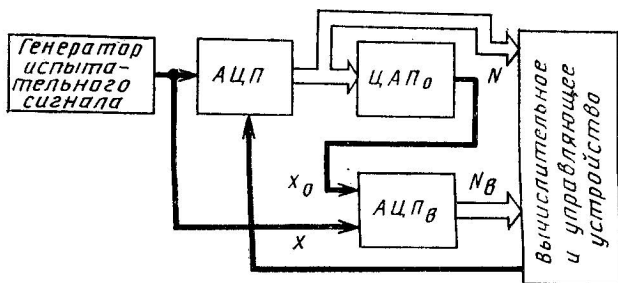
Рис. 3.13. К обоснованию методик контроля полной погрешности (а) и систематической составляющей погрешности (б)

При аппаратной реализации метода обратного образцового преобразования должно быть предусмотрено устройство выделения и измерения разности двух аналоговых сигналов, которая может быть зарегистрирована с помощью осциллографа или самописца [16]. Схема установки показана на рис. 3.14, а. Выходное

напряжение генератора испытательного сигнала подается одновременно на вход АЦП и на вход «Х» осциллографа; на вход «У» подается выходное напряжение устройства выделения разности. При плавном изменении выходного напряжения генератора на экране осциллографа может быть получено изображение функции погрешности.



а



б

Рис. 3.14. Структурные схемы систем для определения погрешности АЦП методом обратного образцового преобразования

Таким образом, основное преимущество метода обратного преобразования заключается в том, что появляется возможность непосредственно наблюдать и исследовать функцию погрешности. Последняя может быть подвергнута разложению на составляющие (см. рис. 1.14, б). С этой целью введены регулируемые делитель $(1 + \delta_k)$ и источник смещения Δ_0 , с помощью которых изображение функции погрешности приводится к виду, показанному на рис. 1.14, в. Если делитель и источник смещения проградуированы, то имеется возможность определить значение δ_k и Δ_0 ; погрешность линейности Δ_n оценивается по шкале осциллографа.

В качестве генератора испытательного сигнала целесообразно использовать генератор линейно изменяющегося сигнала. Скорость

нарастания (или убывания) сигнала должна удовлетворять следующему условию:

$$\left| \frac{dx}{dt} \right| \ll \frac{x_m}{M} f_{\text{зап}},$$

которое обеспечивает достаточно малый уровень искажений $\varepsilon_q(x)$ из-за несовпадения момента пересечения сигналом x очередного уровня компарирования и момента запуска АЦП.

Процесс исследования АЦП может быть автоматизирован, если разность сигналов x и x_0 определять с помощью вспомогательного АЦП, с дифференциальным входом (рис. 3.14, б).

Следует отметить, что методы обратного образцового преобразования не получили пока должного развития, хотя и обладают определенными достоинствами. В частности, упрощается обработка информации, поскольку исключается операция вычитания кодов.

Глава 4

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ СВОЙСТВ АЦП В ДИНАМИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ

4.1. ОСОБЕННОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ ЭКСПЕРИМЕНТА

При организации эксперимента по исследованию динамических свойств АЦП в первую очередь должна быть решена проблема выбора испытательных сигналов, аналогичная, вообще говоря, проблеме выбора проверяемых точек в случае статических измерений.

Испытательный сигнал должен представлять собой элемент допустимого множества входных сигналов. Для состоятельной оценки тех или иных динамических характеристик может использоваться один или несколько испытательных сигналов, составляющих некоторое подмножество множества входных сигналов.

Методика исследования динамических свойств АЦП должна основываться (как и при любых измерениях) на модели объекта измерения — АЦП. В соответствии с принятой метрологической моделью АЦП (см. рис. 1.21) исследование динамических свойств сводится к определению импульсной характеристики $g(t-t')$ (или комплексной передаточной характеристики $K(j\omega)$) и характеристик погрешности датирования отсчетов путем подачи испытательного сигнала и импульсов запуска, регистрации и обработки результатов преобразования.

На точность определения динамических характеристик по методу «черного ящика» существенное влияние могут оказать статистические погрешности АЦП (Δ_0 , δ_k , $\varepsilon_q(x)$). Во избежание этого следует придерживаться следующих положений.

Во-первых, подвергать АЦП испытаниям в динамическом режиме обычно имеет смысл, если предварительно проверены его статические свойства на соответствие нормам.

Во-вторых, при испытаниях АЦП должен быть поставлен в режим, при котором динамические погрешности преобразования существенно превосходят статические. Это необходимо для достоверной оценки динамических характеристик АЦП, если наблюдаемые погрешности являются суммарным проявлением динамических и статических свойств АЦП*.

Естественно, что в тех случаях, когда нормируется общая погрешность АЦП на заданном классе входных сигналов, отдельной оценки статических и динамических характеристик не требуется.

Для простоты изложения и математических выкладок в дальнейшем предполагается, что $\Delta_0=0$, $\delta_k=0$, $\varepsilon_q(x)=\varepsilon_q^0(x)$. При необходимости неидеальность статических параметров может быть учтена при обработке результатов измерений.

Динамические искажения в целом пропорциональны скорости изменения сигнала — см., например, (1.56). В связи с этим удобно вместо множества входных сигналов, рассматривать фазовое пространство траекторий некоторой системы, генерирующей входные сигналы $x(t)$. Тогда заданному классу входных сигналов АЦП данного типа соответствует некоторая область в фазовой плоскости $\{x, dx/dt\}$. Выбор испытательного сигнала сводится к выбору траектории в данной области. Исследование погрешностей АЦП на выбранном испытательном сигнале должно дать оценки импульсной характеристики $g(t-t')$, систематической τ_d и случайной σ_d составляющих погрешности датирования отсчетов, которые можно было бы отнести ко всей области (распространить на все множество входных сигналов). Обсуждение с этой точки зрения существующих методов исследования динамических свойств АЦП будет производиться по ходу изложения. Заметим, что большинство предложенных методов исследования АЦП в динамическом режиме основано на использовании синусоидального сигнала, что связано с простотой воспроизведения и контроля его параметров.

Методы исследования АЦП в динамике так же, как методы исследования в статике, могут быть разделены на два класса по признаку прямого и обратного образцового преобразования. Как и в случае статических измерений, наиболее развитыми оказались

* В отдельных случаях, используя дифференциальный метод измерения, возможно исключить влияние статических погрешностей и обеспечить регистрацию относительно слабых динамических искажений (см. подраздел «Испытательный сигнал в виде суммы постоянного и синусоидального сигналов» разд. 4.2, а также разд. 5.5).

методы прямого образцового преобразования. Рассмотрение методов естественно связать с типом испытательного сигнала.

4.2. МЕТОДЫ ПРЯМОГО ОБРАЗЦОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Периодический испытательный сигнал произвольной формы с известными мгновенными значениями. При исследовании динамических свойств АЦП сравнение результата преобразования $N(t_i)q$ с мгновенным значением входного сигнала $x_0(t)$ позволяет определить погрешность преобразования в динамическом режиме в момент времени t_i . Для того, чтобы получить достаточно полную информацию о динамических свойствах АЦП, необходимо иметь результаты преобразования $x_0(t)$ в некотором числе k точек периода T .

Пусть моменты времени взятия отсчета $t_1, t_2, \dots, t_k$ распределены равномерно по интервалу T с шагом Δt ; известные априори значения $x_0(j\Delta t)$ и результаты преобразования $N^*(j\Delta t)$, которые могли бы быть при отсутствии погрешности датирования отсчетов, связаны соотношением дискретной свертки

$$\sum_{j=-k}^i g[(i-j)\Delta t]x_0(j\Delta t) = N^*(i\Delta t); \quad (i=\overline{1, k}). \quad (4.1)$$

Систему уравнений (4.1) удобно записывать в матричной форме $\vec{G}\vec{x} = \vec{N}^*\vec{q}$.

Погрешность датирования отсчетов можно учесть введением вектора динамических погрешностей

$$\vec{v} = \begin{pmatrix} \Delta_{d1} \\ \Delta_{d2} \\ \vdots \\ \Delta_{dk} \end{pmatrix}.$$

Тогда действительные результаты преобразования

$$\vec{N}\vec{q} = \vec{N}^*\vec{q} + \vec{v} \quad (4.2)$$

и система уравнений (4.1) приобретает вид

$$\vec{G}\vec{x} = \vec{N}\vec{q} - \vec{v}. \quad (4.3)$$

Отсюда могут быть найдены дискретные значения импульсной характеристики $g[(i-j)\Delta t]$, являющиеся элементами матрицы G , и вектор динамических погрешностей $\vec{v}$. Задача является типичной для идентификации элементов систем управления, какими часто и являются АЦП. Заметим, что задача является некорректно поставленной, и при ее решении должна максимально использоваться априорная информация о виде $g(t-t')$.

Система (4.3) имеет бесконечное множество решений. В этом случае обычно находится решение, минимизирующее норму вектора $\vec{v}$ [17]. Полученная этим путем оценка импульсной характерис-

тики ($g(t-t')$) дает возможность выделить оценку вектора $\vec{v}$:

$$\vec{v} = \vec{N}q - \vec{G}x.$$

Оценка среднего квадратического значения составляющих динамической погрешности, обусловленных наличием погрешности датирования отсчетов, может быть выражена через норму вектора $\vec{v}$:

$$\tilde{\sigma}_{\Delta_d} = \frac{1}{\sqrt{k}} \|\vec{v}\|,$$

$$\text{где } \|\vec{v}\| = \sqrt{\tilde{\Delta}_{d1}^2 + \tilde{\Delta}_{d2}^2 + \dots + \tilde{\Delta}_{dk}^2} = \sqrt{\tilde{v}_1^2 + \tilde{v}_2^2 + \dots + \tilde{v}_k^2};$$

τ — знак транспортирования.

Переход от вектора $\vec{v}$ к вектору погрешностей датирования отсчетов

$$\vec{w} = \begin{pmatrix} \tau_{d1} \\ \tau_{d2} \\ \vdots \\ \tau_{dk} \end{pmatrix}.$$

производится через скорости изменения испытательного сигнала в моменты времени $t_1, t_2, \dots, t_k$ в соответствии с (1.55).

Вектор $\vec{v}$ и вектор $\vec{w}$ связаны соотношением

$$\vec{v} = \begin{pmatrix} x'(1\Delta t) & 0 & \cdot & 0 \\ 0 & x'(2\Delta t) & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & x'(k\Delta t) \end{pmatrix} \vec{w}. \quad (4.4)$$

Поскольку при решении системы (4.3) по методу наименьших квадратов $\bar{\Delta}_d \simeq 0$, $\bar{\tau}_d \simeq 0$, для оценки среднего квадратического отклонения погрешности датирования отсчетов можно воспользоваться

нормой вектора $\vec{w}$:

$$\tilde{\sigma}_{\tau_d} = \frac{1}{\sqrt{k}} \|\vec{w}\|. \quad (4.5)$$

Матрица G в (4.3) может оказаться плохо обусловленной; вектор $\vec{v}$ зависит от вида испытательного сигнала. Для повышения достоверности определения $g(t-t')$, σ_{τ_d} испытательный сигнал должен быть достаточно широкополосным, т. е. должен содержать высшие частотные составляющие оговоренного класса входных сигналов. Однако при этом возникает трудность уже метрологического характера — создание и аттестация генератора такого испытательного сигнала. Поэтому большинство известных методов определения ДХ АЦП ориентируется на синусоидальный испытательный сигнал. Средства воспроизведения синусоидального сигнала напряжения или тока легко могут быть аттестованы и поверены

традиционными методами, принятыми в практике электрических измерений и фазометрии.

Синусоидальный испытательный сигнал с точной установкой фазы момента запуска АЦП. Измерительная система (рис. 4.1, а) содержит программно-управляемый генератор синусоидального сигнала (ГСС), формирующий также импульсы запуска АЦП. Сигналы обоих выходов ГСС жестко синхронизированы; положение импульса запуска может регулироваться в пределах периода синусоидального сигнала.

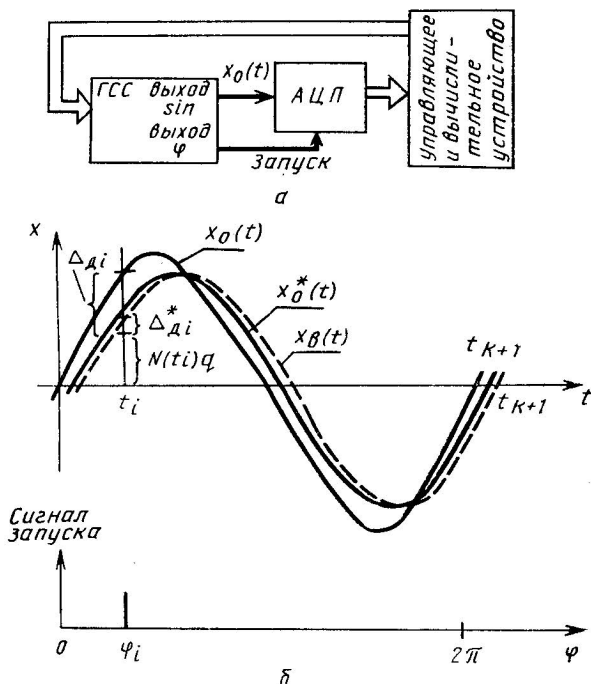


Рис. 4.1. Система для исследования АЦП на синусоидальном сигнале

При синусоидальном сигнале удобнее использовать вариант модели, в которой инерционные свойства аналогового входного устройства АЦП учтены с помощью элемента с комплексной передаточной характеристикой $K(j\omega) = A(\omega) e^{i\varphi(\omega)}$.

Пусть цель эксперимента — определение амплитудно-частотной характеристики $A(\omega)$ и фазочастотной характеристики $\varphi(\omega)$, а также характеристик погрешности датирования отсчетов τ_d , σ_{τ_d} .

Пусть также исследуемый АЦП — биполярный с диапазоном входных сигналов $[-x_m, x_m]$ и значениями выходного кода $N = -M, M$. Процесс измерения поясняет диаграмма, показанная на рис. 4.1, б. Здесь $x_0(t) = X_{om} \cdot \sin \omega t$ — испытательный сигнал: $x^*(t) = X_m \cdot \sin [\omega t - \varphi(\omega)]$ — сигнал на выходе аналогового вход-

ного устройства (на входе собственно квантователя) с амплитудой

$$X_m = A(\omega) \cdot X_{om}; \quad (4.6)$$

φ_i — фаза запуска АЦП; $N(t_i)q$ — результат преобразования.

Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики входного аналогового устройства АЦП могут быть определены по соотношению сигналов $x_0(t)$ и $x^*(t)$. Однако непосредственное измерение сигнала $x^*(t)$ обычно невозможно и его оценка должна быть произведена по результатам преобразования путем анализа динамических погрешностей

$$\Delta_{di} = N(t_i)q - x_0(t_i). \quad (4.7)$$

Алгоритм определения искомых характеристик заключается в следующем. Устанавливают конкретное значение $\omega = \omega_e$. Последовательно изменяя фазу импульсов запуска с шагом $\Delta\varphi$, т. е. устанавливая $\varphi_i = i\Delta\varphi = i\omega_e \cdot \Delta\varphi$ ($i = \overline{1, k}$) запоминают массив результатов преобразования: $N(\Delta t)q$, $N(2\Delta t)q$, ..., $N(k\Delta t)q$. Находят максимальное и минимальное значение; их разность принимается за удвоенную амплитуду сигнала на входе квантователя, т. е.

$$\tilde{X}_m = \frac{q}{2} [\max_i N(i\Delta t) - \min_i N(i\Delta t)]. \quad (4.8)$$

Последовательно вычисляют значения вспомогательной синусоиды

$$x_B(i\Delta t) = \tilde{X}_m \cdot \sin(\omega_e i\Delta t - \varphi_j); \quad i = \overline{1, k}, \quad (4.9)$$

а затем средний квадрат разности Δ_d^* между результатами преобразования $N(i\Delta t)q$ и значениями $x_B(i\Delta t)$:

$$[\Delta_d^*(\varphi_j)]^2 = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k (\Delta_{di}^*)^2 = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k [N(i\Delta t) - x_B(i\Delta t)]^2.$$

Вычисления выполняют, каждый раз изменяя сдвиг фазы синусоиды с шагом $\omega_e \Delta t_1, \leq \omega_e \Delta t$, т. е. при $\varphi_j = \varphi_0 + j\omega_e \Delta t_1$; $j = \overline{0, r}$.

Начальный сдвиг фазы φ_0 , количество шагов r выбирают таким образом, чтобы перекрыть область возможных значений сдвига фазы сигнала $x^*(t)$ по отношению к сигналу $x_0(t)$ (см. рис. 4.1, б).

Значения $[\Delta_d^*(\varphi_j)]^2$; $j = \overline{0, r}$ запоминаются и производится поиск $[\Delta_d^*(\varphi_s)] = \min_j [\Delta_d^*(\varphi_j)]^2$.

Синусоида (4.9) при $\varphi_j = \varphi_s$ принимается за оценку сигнала $x^*(t)$:

$$\tilde{x}^*(t) = \tilde{X}_m \cdot \sin[\omega_e t - (\varphi_0 + s \cdot \omega_e \Delta t_1)] \quad (4.10)$$

Таким образом, на основании (4.6), (4.8) и (4.10) можно записать

$$\tilde{A}(\omega_e) = \frac{\tilde{X}_m}{X_{om}}; \quad (4.11)$$

$$\tilde{\varphi}(\omega_e) = \varphi_0 + s\omega_e \Delta t. \quad (4.12)$$

Для получения оценок $A(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ измерения проводят на ряде частот $\omega_1, \omega_2, \dots$. Определение $\tilde{A}(\omega)$ и $\tilde{\varphi}(\omega)$ по полученным экспериментальным точкам (4.11) и (4.12) — типичная задача идентификации системы.

Согласно принятой модели АЦП разность $\Delta_{di}^* = N(i\Delta t)q - x_o^*(i\Delta t)$ является в основном результатом действия элемента случайной задержки отсчета (при отсутствии погрешности датирования отсчета эта разность не должна превышать статической погрешности АЦП). Среднее квадратическое значение погрешности датирования отсчета может быть найдено по формуле

$$\sigma_{\tau_d} = \sqrt{\frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \left[\frac{N(i\Delta t)q - x_o^*(i\Delta t)^2}{\tilde{X}_m \cdot \cos(\omega_e i\Delta t + \varphi_s)} \right]^2}, \quad (4.13)$$

которую легко получить, принимая во внимание соотношение (1.56). При $\cos(\omega_e i\Delta t + \varphi_s) \approx 0$ устойчивость вычислительной процедуры может нарушаться, поэтому члены ряда в (4.13), для которых выполняется условие $|\cos(\omega_e i\Delta t + \varphi_s)| < \varepsilon$, следует исключить. Значение ε выбирается равным порядка 0,1. Легко видеть, что математическое ожидание погрешности датирования отсчета, как постоянный временной сдвиг момента отсчета, учтено в оценке фазочастотной характеристики. Для разделения задержки сигнала, определяемой $K(j\omega)$ входного устройства АЦП, и средней задержки момента отсчета τ_d в дискретизаторе АЦП при обработке результатов измерений необходима дополнительная информация или, по крайней мере, уверенность в том, что входное устройство может рассматриваться как минимально фазовая цепь.

Нередко влиянием динамических погрешностей, вносимых входным устройством АЦП, можно пренебречь, т. е. считать, что $K(j\omega) = 1$. Рассмотрим этот важный частный случай.

Во-первых, изменяются требования к генератору испытательного сигнала. Погрешность установки амплитуды может быть не нормирована; важна стабильность за определенное время (время эксперимента).

Во-вторых, появляется простая возможность определить составляющие погрешности датирования отсчета. Сдвиг фазы синусоиды $\tilde{x}^*(t)$, определенный по формуле (4.10), может быть интерпретирован, как оценка систематической составляющей погрешности датирования отсчетов $\tau_d = (\varphi_0 + s\omega_e \Delta t_1) / \omega_e$.

Оценка случайной составляющей погрешности датирования отсчета находится, как и выше, по формуле (4.13).

Остается обсудить вопрос о том, насколько синусоидальные испытательные сигналы адекватны задаче определения динамических характеристик на множестве возможных входных сигналов АЦП. Пусть, например, входные сигналы удовлетворяют условиям:

$$-A < x(t) < A;$$

$$-B < \frac{dx}{dt} < B,$$

т. е. на фазовой плоскости занимают область, ограниченную прямоугольником с вершинами $A, B; -A, B; A, -B; -A, -B$ (рис. 4.2).

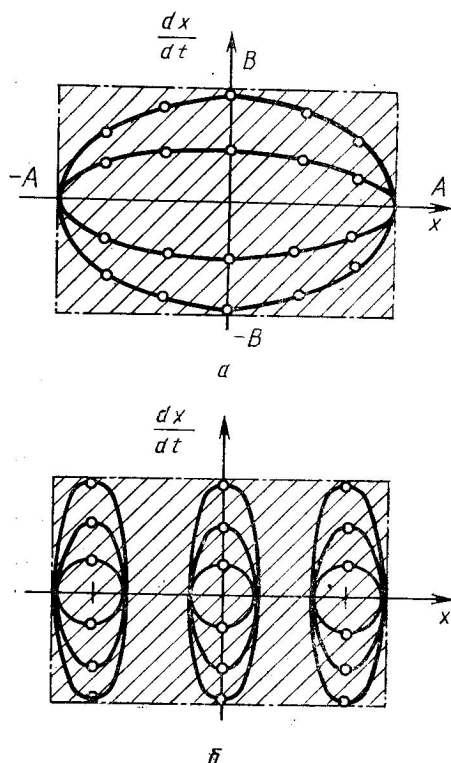


Рис. 4.2. Траектории испытательного сигнала и точки фазовой плоскости, в которых производится определение динамических погрешностей:

a —при $x_0(t) = X_{om} \sin \omega t$; b —при $x_0(t) = -x_0 + X_{om} \sin \omega t$

сигнал позволяет приблизить режим испытаний АЦП к условиям работы с реальными входными сигналами [18]. Действительно, изменяя x_0, X_{om} и ω , нетрудно обеспечить получение любых допустимых сочетаний x и dx/dt в момент запуска АЦП. Область существова-

Точки, в которых производится определение динамической погрешности согласно (4.7), расположены на эллипсе. Легко видеть, что по результатам, полученным в этих точках, затруднительно судить о вероятных погрешностях в точках внутри эллипса, и особенно, вне эллипса. Изменяя частоту или амплитуду сигнала, можно покрыть проверяемыми точками фазовую плоскость внутри эллипса (если расширить понятие проверяемой точки в случае динамических измерений как пары $\{x, dx/dt\}$), но невозможно получить сочетания скорости изменения и уровня сигнала, соответствующие областям, прилегающим к вершинам прямоугольника. Последние, однако, могут представлять наибольший интерес с точки зрения обнаружения максимальных динамических погрешностей.

Испытательный сигнал в виде суммы постоянного и синусоидального сигналов
 $(x_0(t) = x_0 + X_{om} \cdot \sin \omega t)$

Введение еще одной степени свободы в испытательный сиг-

ния входных сигналов, заданная на фазовой плоскости, может быть покрыта любой сеткой проверяемых точек (см. рис. 4.2, б), что в принципе дает возможность получить наиболее адекватные оценки метрологических свойств АЦП на заданном классе входных сигналов.

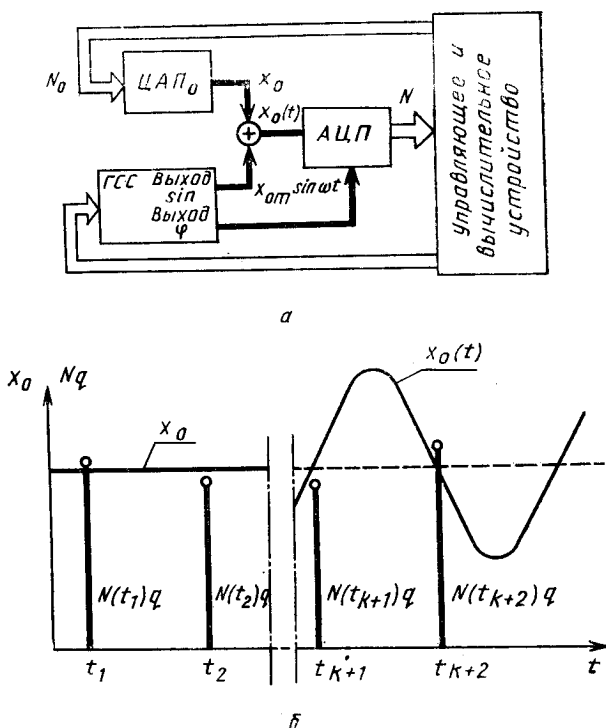


Рис. 4.3. Система для исследования АЦП на «оставном» сигнале

Система с возможностью независимого управления составляющими испытательного сигнала, задаваемыми ЦАП₀ и ГСС (рис. 4.3, а), позволяет реализовать различные методы исследования динамических свойств АЦП.

Предположим, что требуется определить погрешность датирования отсчетов. Методику измерений поясняет диаграмма на рис. 4.3, б. Сначала на вход исследуемого АЦП подается только постоянный сигнал x_c , производится k запусков АЦП и регистрируются показания $N(t_i)$; $i = \overline{1, k}$. Затем дополнительно включается синусоидальный сигнал $x_{cm} \cdot \sin \omega t$.

Запуск АЦП производится в моменты времени t_{k+1} и t_{k+2} при фазе синусоидального сигнала 0 и π соответственно. Результаты преобразования $N(t_{k+1})q$ и $N(t_{k+2})q$ также регистрируются. Это

позволяет сопоставить результаты преобразования (одного и того же значения сигнала в статическом ($x=x_0$, $dx/dt=0$) и динамическом ($x=x_0$; $dx/dt=\omega X_{om}$) режимах и практически исключить влияние статических погрешностей АЦП и ЦАП₀ на оценки динамических характеристик.

Погрешность преобразования в моменты времени t_{k+1} , t_{k+2} при $\omega=\omega_e$

$$\Delta_d(t_{k+j}, \omega_e, N_0) = N(t_{k+j})q - N_0 q_0; j = \overline{1, 2}. \quad (4.14)$$

При вычислении погрешности по (4.14) вместо значения $x_0 = N_0 q_0$ целесообразно на основании сделанного выше замечания подставить оценку $\tilde{x}_0 = 1/k \sum_{i=1}^k N(t_i)q$.

Таким образом,

$$\Delta_d(t_{k+j}, \omega_e, N_0) = N(t_{k+j})q - \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k N(t_i)q; j = \overline{1, 2}. \quad (4.15)$$

Результаты вычислений динамической погрешности по (4.15) могут быть использованы для оценки погрешностей датирования отсчетов в точках $\{x_0, \omega_e X_{om}\}$ и $\{x_0, -\omega_e X_{om}\}$ фазовой плоскости:

$$\tau_{dj}(\omega_e, N_0) = \frac{\Delta_d(t_{k+j}, \omega_e, N_0)}{\omega_e X_{om}}; j = \overline{1, 2}. \quad (4.16)$$

Далее, изменяя частоту синусоидального сигнала ω_e ; $e = \overline{1, p}$ и уровень постоянной составляющей $N_0 q_0$; $N_0 = S_0^{(1)}, S_0^{(2)}, \dots, S_0^{(r)}$ и регистрируя результаты преобразования, определяют динамические погрешности по (4.15) в $2pr$ точках фазовой плоскости.

Оценка систематической и случайной составляющих погрешности датирования отсчетов вычисляется с использованием соотношения (4.16) по формулам:

$$\tau_{dj} = \frac{1}{2pr} \sum_{i=1}^n \sum_{e=1}^p \sum_{j=1}^2 \frac{\Delta_d(t_{k+j}, \omega_e, S_0^{(i)})}{\omega_e X_{om}}$$

и

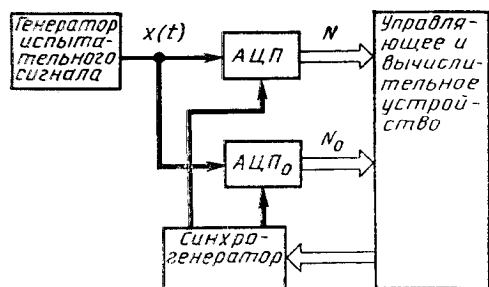
$$\tilde{\sigma}_{\Delta_d} = \sqrt{\frac{1}{2pr-1} \sum_{i=1}^r \sum_{e=1}^p \sum_{j=1}^2 \left[\frac{\Delta_d(t_{k+j}, \omega_e, S_0^{(i)})}{\omega_e X_{om}} - \tau_{dj} \right]^2},$$

соответственно.

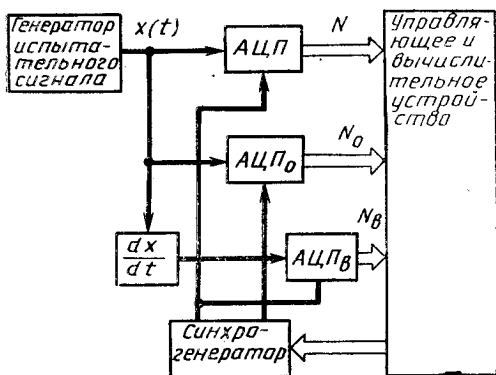
К преимуществам исследования динамических свойств АЦП на составном сигнале $x_0(t)$ следует отнести высокую чувствительность к динамическим искажениям, так как, по сути, метод является дифференциальным, и относительно низкие требования к точности установки x_0 и X_{om} .

Более того, имеется возможность применения метода сканирования для определения уровней компарирования и их смещения при переходе от статического режима к динамическому (см. выше). Отсюда же вытекает возможность проверки пропуска кодов в динамическом режиме путем плавного изменения уровня x_0 .

Произвольный (случайный) сигнал. Общий случай. Испытательный сигнал $x(t)$ как функция времени априори неизвестен, хотя должен удовлетворять следующим общим требованиям: значения $x(t)$ и dx/dt в любой момент времени t_i должны соответствовать области фазовой плоскости $\{x, dx/dt\}$, определяемой допустимым множеством входных сигналов АЦП.



а



б

Рис. 4.4. Структурные схемы систем для исследования АЦП на случайном сигнале:

а—с вычислением первой производной $x(t)$; б—с экспериментальным определением первой производной $x(t)$

Очевидно, что измерения должны быть организованы с использованием образцового прибора (рис. 4.4). Погрешность датирования отсчетов у образцового АЦП₀ должна быть в несколько раз меньше, чем у исследуемого АЦП, а инерционностью входного аналогового устройства АЦП₀ можно было бы пренебречь ($g_0(t-t') = \delta(t-t')$). Однако разрядность и статические погрешности обоих преобразователей могут быть одного порядка (принимая во внимание, что динамические погрешности должны, как правило, существенно превосходить статические).

Частота запуска АЦП и АЦП₀ должна удовлетворять условиям теоремы Котельникова, так как иначе становится невозможным восстановление сигнала, необходимое для оценки скорости его изменения в моменты взятия отсчетов.

Пусть за время эксперимента получен массив данных:

$$N(t_i) q; i = \overline{1, k};$$

$$N_0(t_i) q_0; i = \overline{1, k}.$$

Вектор-столбец $\vec{N}q$ можно представить состоящим из вектора показаний АЦП при отсутствии случайных погрешностей датирования отсчетов и вектора динамических погрешностей, обусловленных погрешностью датирования, т. е.

$$\vec{N}q = \vec{N}^*q + \vec{v}. \quad (4.17)$$

Полагая, что искомая импульсная переходная характеристика входного устройства АЦП в дискретном представлении имеет вид $g[(i-j)\Delta t]$, составляют систему уравнений $\{N_0(1\Delta t)g[(i-j)\Delta t] + \dots + N_0(k\Delta t)g[(i-k)\Delta t]\}q_0 = N^*(i\Delta t)q; i = \overline{1, k}.$

В матричной форме она имеет вид

$$\vec{G}\vec{N}_0q_0 = \vec{N}q - \vec{v}. \quad (4.18)$$

Налагая определенные требования на вид $g(t-t')$ и решая систему (4.18) с использованием метода наименьших квадратов

[17], получают оценку $\tilde{g}(t-t')$. Затем вычисляют вектор $\tilde{N}q = \tilde{G}\vec{N}_0q_0$ и по (4.17) находят оценку $\tilde{v}$.

Для перехода от вектора $\tilde{v}$ к вектору погрешностей датирования отсчетов $\tilde{w}$ согласно (4.4) требуется знание скоростей изменения сигнала $x'(t_1), x'(t_2), \dots, x'(t_k)$, которые могут быть вычислены по вектору $\tilde{N}q$.

После определения $\tilde{w}$ среднее квадратическое отклонение погрешности датирования отсчетов находится по (4.5). Предполагается, что в процессе решения (4.18) систематическая составляющая погрешности датирования отсчета учтена в $\tilde{g}(t-t')$.

Объем вычислений при определении $\tilde{g}(t-t')$ в общем случае может оказаться весьма значительным, а требования к точности и быстродействию образцовой аппаратуры трудновыполнимыми. В связи с этим рассмотрим два частных случая.

1. Динамические погрешности, вносимые входным аналоговым устройством АЦП, пренебрежимо малы, т. е. $g[(i-j)\Delta t] = \delta_{ij}$, где δ_{ij} — символ Кронекера.

На основании (4.17) и (4.18) можно записать

$$\left. \begin{aligned} \tilde{N}^*q &= \vec{N}_0q_0; \\ \tilde{v} &= \vec{N} - \tilde{N}^*q. \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

Используя результаты вычисления $\tilde{v}$ по (4.19), находят в соответствии с (4.4) элементы вектора $\tilde{w}$. Затем переходят к оценке среднего квадратического отклонения τ_{di} по (4.5).

2. Образцовый АЦП₀ или вычислитель не обеспечивают требуемый темп выборки значений $x(i\Delta t)$. В этом случае данные о скорости изменения входного сигнала в момент взятия отсчета могут быть получены чисто экспериментальным путем. Соответствующая модификация схемы измерения приведена на рис. 4.4, б. Вспомогательный АЦП, подключенный к выходу дифференциатора, определяет значения скорости изменения выходного сигнала в моменты запуска АЦП $x'(i\Delta t) = N_v(i\Delta t)q_v$; $i = \overline{1, k}$, что позволяет вычислить оценку вектора $\tilde{w}$ по (4.4).

Случайный сигнал с заданными статистическими характеристиками. Схема измерения остается прежней (см. рис. 4.4, а). Если известны статистические свойства сигнала, например, плотность вероятности скоростей изменения сигнала $p(x')$, то экспериментального определения скорости изменения испытательного сигнала в моменты взятия отсчетов не требуется. Переход от динамических погрешностей к погрешности датирования отсчетов осуществляется через дисперсию скоростей $\sigma_{x'}^2$.

На рис. 4.5 показан треугольник погрешностей при задержке отсчета образцового АЦП₀— τ_n^0 и задержке отсчета исследуемого АЦП— τ_d . Для простоты искажения $x(t)$, вносимые входным аналоговым устройством, не показаны. Считая, что τ_d^0 , τ_d , $x'(i\Delta t)$ являются независимыми случайными величинами, имеем

$$\sigma_{\Delta_d}^2 = \sigma_{x'}^2 [\sigma_{\tau_d}^2 + \sigma_{\tau_n^0}^2 + (\bar{\tau}_d - \bar{\tau}_d^0)^2]. \quad (4.20)$$

Если применяется процедура вычислений $\tilde{g}(t-t')$, описанная выше для произвольного (случайного) сигнала, то минимизируя среднее квадратическое значение динамической погрешности, она

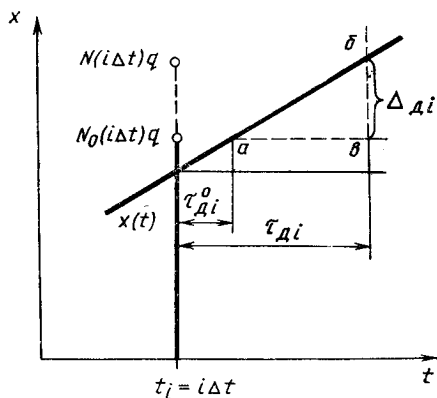


Рис. 4.5. Треугольник погрешностей при определении динамических погрешностей АЦП по методу образцового прибора

преобразует значение $\bar{\tau}_d$ таким образом, что $\bar{\tau}_d - \bar{\tau}_d^0 = 0^*$. Тогда, учитывая, что $\sigma_{\Delta d}^2 = v^T v / k$, из (4.20) получаем

$$\tilde{\sigma}_{\tau_d}^2 = \sqrt{\frac{\bar{v}^T \bar{v}}{k \sigma_{x'}^2}} - \sigma_{\tau_d^0}^2. \quad (4.21)$$

Знание априори дисперсии скоростей изменения испытательного сигнала дает некоторые дополнительные возможности реализации метода, которые и рассматриваются ниже.

Устройство определения погрешности датирования на основе быстродействующего компаратора [19]. Разработка или выбор образцового АЦП, обладающего запасом по быстродействию и точности по сравнению с исследуемым и аттестованного надлежащим образом, не всегда возможны.

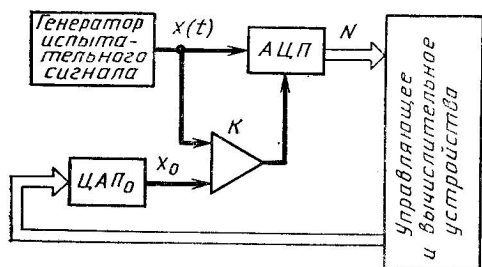


Рис. 4.6. Структурная схема системы для исследования АЦП на основе быстродействующего компаратора

Для определения мгновенного значения испытательного сигнала можно использовать быстродействующий компаратор в совокупности с медленным, но точным ЦАП₀ (рис. 4.6). С помощью компаратора в момент равенства $x(t)$ и x_0 запускается АЦП (в идеальном случае). Хотя проблемы в этом случае остаются те же, но решение их может оказаться намного проще.

Заметим, что при использовании компаратора вместо АЦП₀ равномерная дискретизация сигнала невозможна, вследствие чего затруднено оценивание $g(t-t')$. Поэтому данный метод может быть рекомендован для исследования АЦП, у которых инерционностью входного аналогового устройства можно пренебречь, т. е. считать, что $g[(i-j)\Delta t] = \delta_{ij}$.

Рассмотрим особенности измерения τ_d при запуске АЦП от компаратора. Наблюдаемая динамическая погрешность единичного результата

$$N(t_i)q - N_0q_0 \approx \left(\frac{dx}{dt} \Big|_{x(t_i) = N_0q_0} \right) (\tau_{dt} + \tau_{dt}^0) \quad (4.22)$$

пропорциональна сумме двух задержек: момента срабатывания компаратора τ_d^0 и действительного момента взятия отсчета τ_{dt} исследуемого преобразователя. Нетрудно убедиться, анализируя

* На возможность подробного преобразования указывалось в разд. 1.4 (подраздел «О соотношении между динамическими характеристиками»).

выражение (4.22), что в данном случае невозможно путем обработки результатов измерений выделить систематическую составляющую задержки отсчетов τ_d . Поэтому данное устройство может применяться только для оценивания сверху погрешности датирования отсчетов через оценку среднего квадратического значения $\tau_{д\Delta} = \tau_d + \tau_d^0$. По аналогии с (4.20) $\sigma_{\Delta_d}^2 = \sigma_{x'}^2 [(\sigma_{\tau_d}^2 + \sigma_{\tau_d^0}^2) + (\tau_d + \tau_d^0)]$.

Отсюда получаем выражение для оценки погрешности датирования отсчетов АЦП сверху:

$$\left| V \overline{\tau_{д\Delta}^2} \right| = \frac{\sigma_{\Delta_d}}{\sigma_{x'}} > \left| V \overline{\tau_d^2} \right|.$$

Указанное выше ограничение может быть преодолено при использовании двух стробируемых компараторов [20]. Соответствующий вариант схемы установки показан на рис. 4.7. Пороги срабатывания компараторов смещены на $\pm \Delta x_0$ относительно опорного уровня $N_0 q_0$. Строб-импульсы опроса состояния компараторов и импульсы запуска АЦП подаются периодически или в случайные

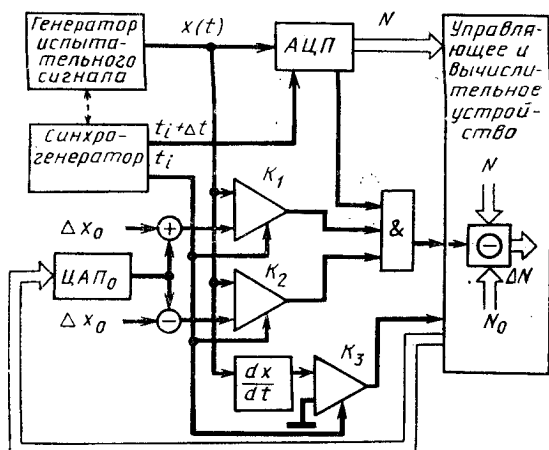


Рис. 4.7. Структурная схема системы для исследования АЦП на основе двух стробируемых компараторов

моменты времени. Сигнал, разрешающий регистрацию показаний АЦП, появляется при условии: $N_0 q_0 - \Delta x_0 < x(t_i) < N_0 q_0 + \Delta x_0$.

Оценку систематической составляющей погрешности датирования отсчета можно найти по сдвигу Δt между строб-импульсами компараторов и импульсами запуска АЦП, определяемому по критерию минимума среднего квадратического значения динамической погрешности

$$\sigma_{\Delta_d}^2 = \min_{\Delta t} \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k [(N(t_i + \Delta t)q - N_0(t_i)q_0)^2].$$

Полученное значение $\tilde{\sigma}_{\Delta_d}^2$ может быть использовано затем для вычисления $\tilde{\sigma}_{\tau_d}$ по соотношению типа (4.21).

Детерминированный сигнал произвольной формы. Из рассмотренного выше видно, что для оценки случайной составляющей погрешности датирования отсчета так или иначе необходима информация о скорости изменения испытательного сигнала в момент взятия отсчета. Такую информацию легко получать, если применять испытательные сигналы, у которых первая производная является однозначной функцией уровня $dx/dt=f(x)$.

Этому условию удовлетворяют монотонно возрастающие или убывающие сигналы. Однако однократные сигналы неудобны для экспериментального исследования. Поэтому ослабим ограничения, накладываемые на сигнал, записав их в виде

$$\left| \frac{dx}{dt} \right| = f(x). \quad (4.23)$$

Тем самым допускается использование некоторых периодических сигналов, в том числе синусоидального, а также любых периодических сигналов вида $x(t) = \sum_{r=0}^k X_{2r+1} \sin(2r+1)\omega t$

при дополнительном условии, что всюду $\omega X_1 \cos \omega t \geq \left| \sum_{r=1}^k (2r+1) \times \right. \\ \left. \times \omega X_{2r+1} \cos(2r+1)\omega t \right|$.

Выполнение этого условия легко обеспечить подбором X_{2r+1} .

Информация о знаке производной: $Z(t) = \text{Sign } dx/dt$, если она необходима, может быть получена экспериментально с помощью дифференциатора и компаратора или непосредственно от формирователя испытательного сигнала.

При исследовании АЦП по методу образцового прибора точность воспроизведения испытательного сигнала может быть относительно невысокой, поскольку значения скорости его изменения, используемые в формуле (4.4), могут иметь относительно большую погрешность.

Для выбранного сигнала вычисляют зависимость (4.23), т. е. исключением t находят участки его траектории в фазовой плоскости.

Результаты вычислений закладываются в память вычислительного устройства, что позволяет для каждого измеренного образцовым прибором мгновенного значения сигнала $N_0(t_i)q_0$ вычислить значение модуля его скорости $N'_0(t_i)q_0$, а ее знак — по значению $Z(t_i)$ в момент взятия отсчета. В целом же процедура обработки массива данных для получения оценок σ_d ничем не отличается от рассмотренной выше для произвольного (случайного) сигнала.

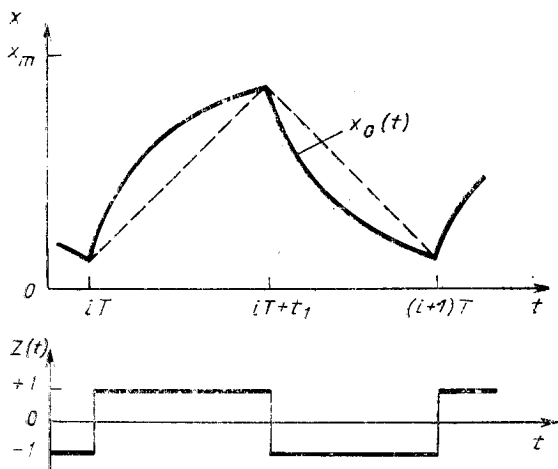
Периодический испытательный сигнал может быть сформирован в соответствии с моделью

$$\frac{dx_1}{dt} = f_1[x_1(t)] \geq 0; iT \leq t < iT + t_1;$$

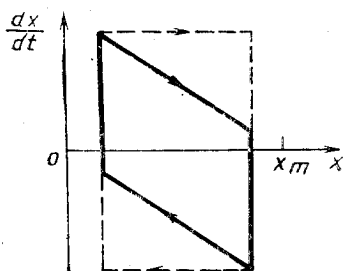
$$\frac{dx_2}{dt} = f_2[x_2(t)] < 0; iT + t_1 \leq t < (i+1)T.$$

Функции $x_1(t)$ и $x_2(t)$ должны удовлетворять следующим граничным условиям: $x_1(iT) = x_2(iT)$; $x_1(iT + t_1) = x_2(iT + t_1)$.

Для иллюстрации на рис. 4.8, а показан сигнал, участки которого имеют вид нарастающей и спадающей экспонент; его преимущество перед синусоидальным сигналом заключается в простоте реализации устройств формирования, обеспечивающих одновременную выдачу знака производной. Линейная зависимость производной от уровня сигнала (рис. 4.8, б) $dx/dt = ax + b$ также может



а



б

Рис. 4.8. Формирование периодического сигнала из элементов экспоненциальной формы и знак производной сигнала

быть отнесена к преимуществам этого вида сигнала, так как упрощает вычисления в процессе определения погрешности датирова-

ния отсчетов. В память вычислительного устройства закладываются обе функции: $f_1[x_1(t)]$, $f_2[x_2(t)]$.

Для вычисления значения производной испытательного сигнала в момент взятия отсчета осуществляется выбор одной из них в зависимости от знака $Z(t)$.

Интегральные методы. Общие замечания. Отдельную группу составляют методы, основанные на оценке динамических свойств АЦП по искажениям функции распределения или спектра испытательного сигнала. Вычисление или построение последних по массиву экспериментальных данных связано с усреднением значений отдельных отсчетов. Поскольку при этом возможна компенсация отдельных погрешностей, интегральные методы не гарантируют выявление всех особенностей динамических свойств и не удовлетворяют, вообще говоря, принципу оценки погрешности сверху, однако они позволяют наглядно оценить качество работы преобразователя в целом, не предъявляя во многих случаях жестких требований к точности задания испытательного сигнала по уровню. Должна быть известна плотность вероятностей мгновенных значений $p_0(x)$ или спектральная плотность мощности $S(\omega)$.

Метод оценки динамических погрешностей АЦП через искажения функции распределения. При преобразовании переменного сигнала динамическую погрешность можно трактовать как результат смещения (независимого или коррелированного) уровней компарирования относительно положения, определенного в статическом режиме (или относительно номинального уровня).

При известной плотности вероятностей $p_0(x)$ мгновенных значений испытательного сигнала вероятность появления выходного кода, равного N :

$$P\{N\} = \int_{x_N}^{x_{N+1}} p_0(x) dx. \quad (4.24)$$

Легко видеть, что $P\{N\}$ может служить мерой дифференциальной нелинейности АЦП, поскольку $p_0(x)$ в интервале $[x_N, x_{N+1}]$ изменяется незначительно. Представим (4.24) в виде

$$P\{N\} = p_0(x_N + \xi)(x_{N+1} - x_N); \quad x_N \leq \xi < x_{N+1}. \quad (4.25)$$

Тогда в соответствии с (3.42)

$$\Delta'_H[N] = q - (x_{N+1} - x_N) = q - \frac{P\{N\}}{p(x_N + \xi)}.$$

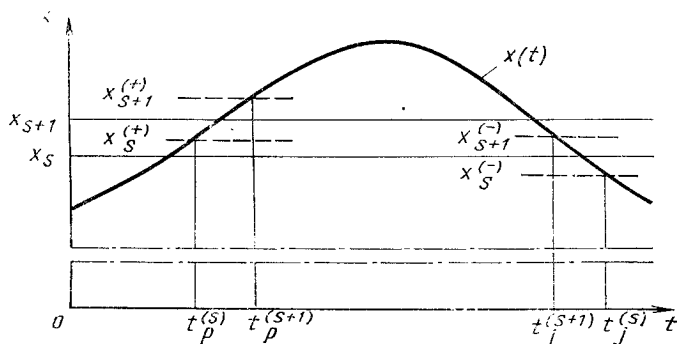
Вероятность появления выходного кода $N < S$

$$P\{N < S\} = \sum_{N=0}^{s-1} P\{N\} = \sum_{N=0}^{s-1} \int_{x_N}^{x_{N+1}} p_0(x) dx = \int_0^{x_s} p_0(x) dx \quad (4.26)$$

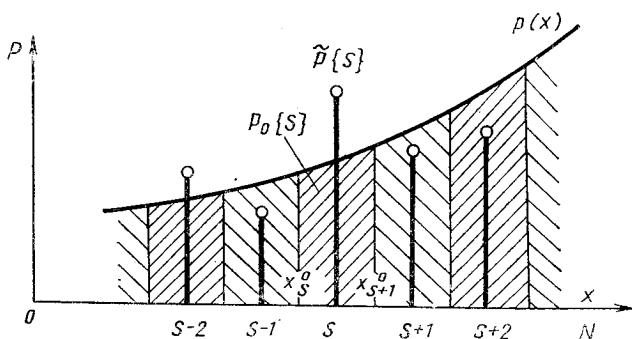
может служить мерой систематической, составляющей погрешности или погрешности линейности АЦП. В соответствии с (4.24) и (4.25)

$$\Delta_c[S] = x_s^0 - x_s = \frac{1}{p_0(x_s + \xi)} \int_{x_s}^{x_s^0} p_0(x) dx = \frac{1}{p(x_s + \xi)} \left[\int_{x_s}^0 p_0(x) dx + \int_0^{x_s^0} p_0(x) dx \right];$$

$$\Delta_c[S] = \frac{1}{p_0(x_s + \xi)} [P_0\{N < S\} - P\{N < S\}]. \quad (4.27)$$



а



б

Рис. 4.9. К обоснованию метода накопления выборок:

а—динамическое смещение уровней компарирования; б—расчетные значения и экспериментальные оценки вероятностей появления выходных кодов

Значение $P_0\{N < S\}$ вычисляется по известным параметрам испытательного сигнала для идеального АЦП, а значение $P\{N < S\}$ определяется экспериментально.

Получение экспериментальной оценки $P\{N\}$ или $P\{N < S\}$ — это определение относительной частоты появления выходных кодов при условии, что моменты запуска АЦП не зависят от уровня испытательного сигнала.

Рассмотрим преобразование сигнала $x(t)$ в области уровня компарирования x_s с учетом возможных смещений последнего в динамическом режиме (рис. 4.9, а). Сумма интервалов времени $[t_j^s, t_j^{s+1}]$ и $[t_p^s, t_p^{s+1}]$, в течение которых сигнал находится между S -м и $S+1$ -м уровнями компарирования ($x_s^{(+)}$ и $x_{s+1}^{(+)}$ при $dx/dt > 0$, $x_s^{(-)}$ и $x_{s+1}^{(-)}$ при $dx/dt < 0$), представляет собой меру вероятности $P\{S\}$. Оценкой же ее служит число отсчетов, совпадающих с указанными интервалами времени, т. е. число Q_s отсчетов с кодом s , отнесенное к общему числу Q отсчетов за время эксперимента

$$\tilde{P}\{S\} = \frac{Q_s}{Q}. \quad (4.28)$$

Для динамического режима характерно, что интервалы времени типа $[t_j^s, t_j^{s+1}]$ меньше времени преобразования АЦП; в результате на каждый такой интервал приходится обычно не более одного отсчета. Эксперимент может быть организован так, что отсчеты будут образовывать или регулярный поток (преобразование сигнала с постоянной частотой дискретизации) или случайный поток (преобразование осуществляется в случайные моменты времени).

Необходимо учитывать, что в первом случае возможно получение неправильных оценок $\tilde{P}\{S\}$ из-за «эффектов синхронизации» испытательного сигнала (периодического) и сигнала запуска АЦП.

Объем выборки Q зависит от требуемой статистической точности определения положения уровней компарирования, а также от статистических особенностей процесса дискретизации испытательного сигнала. В частности, при сигнале запуска АЦП, представляющем собой пуассоновский поток, относительное среднее квадратическое отклонение оценки $P\{S\}$

$$\sigma_{P\{S\}} = \frac{1}{\sqrt{Q_s}},$$

а относительное отклонение оценки уровня x_s

$$\sigma_{x_s} = \frac{1}{\sqrt{\sum_{N=0}^{s-1} Q_N}}.$$

Требуемый объем выборки может быть весьма значительным.

На основании изложенного уточним общий алгоритм данного метода определений систематической составляющей погрешности и погрешности линейности АЦП. Итак, по известной плотности вероятностей мгновенных значений испытательного сигнала рассчитывается дискретное распределение вероятностей $P_0\{N\}$ для номинальной характеристики преобразования АЦП.

Определяют объем выборки (или время накопления отсчетов) и проводят эксперимент. Накопленный массив данных в виде Q_N ; $N=0, M-1$ используется при вычислениях следующим обра-

зом. Сначала определяют оценку $\tilde{P}\{N\}$; $N=0, M-1$ по (4.28), затем оценку систематической составляющей погрешности по формуле

$$\tilde{\Delta}_c[S] = \frac{q}{P_0\{S\}} \sum_{N=0}^{s-1} [P_0\{N\} - \tilde{P}\{N\}], \quad (4.29)$$

вывод которой основан на соотношениях (4.26) и (4.27). Если цель исследования заключается только в выявлении нелинейности характеристики преобразования в динамическом режиме, то путем обработки результатов эксперимента АЦП должно быть приписано некоторое значение шага квантования q и смещения нуля Δ_0 , исходя из условий типа (1.40) — (1.42). Другими словами, должна быть осуществлена своего рода градуировка АЦП (по аналогии с процедурой оценивания нелинейности АЦП в статическом режиме) — см. разд. 3.4. Вычисления могут быть организованы, например, как поиск значений q^* и Δ_0^* , при которых достигается минимум средней квадратической погрешности

$$\bar{\Delta}_c^2 = \min_{q, \Delta_0} \sum_{S=1}^M \left[\frac{q}{P_0\{S\}} \sum_{N=0}^{S-1} \left(\int_{x_N}^{x_{N+1}} p(x) dx - \tilde{P}\{N\} \right) \right]^2;$$

$$x_N = (N-0,5)q^* + \Delta_0^*.$$

Учитывая особенности рассматриваемого метода, значения q^* и Δ_0^* можно найти также из условия

$$\sum_{N=0}^{M-1} \left[\int_{x_N}^{x_{N+1}} p(x) dx - \tilde{P}\{N\} \right] = 0; \quad x_N = (N-0,5)q^* + \Delta_0^*.$$

Получив значения q^* и Δ_0^* , вычисляют $P_0^*\{N\} = \int_{x_N}^{x_{N+1}} p(x) dx$; $x_N = (N-0,5)q^* + \Delta_0^*$, а затем и погрешность линейности по формуле, аналогичной (4.29):

$$\Delta_n[S] = \frac{q^*}{P_0^*\{S\}} \sum_{N=0}^{s-1} [P_0^*\{N\} - \tilde{P}\{N\}].$$

Преимуществом рассматриваемого метода (как метода образцовой меры) является возможность независимого формирования испытательного сигнала и сигнала запуска АЦП. Это облегчает, в частности, реализацию контроля быстродействующих АЦП на синусоидальном сигнале [21]. Необходимая степень соответствия плотности вероятности мгновенных значений испытательного сигнала закону «арксинуса»

$$p_0(x) = \frac{1}{\pi \sqrt{x_m^2 - x^2}}$$

может быть достигнута с помощью фильтров для подавления высших гармоник сигнала на выходе генератора.

Недостаток метода — невозможность получения оценок случай-

ной составляющей погрешности, так как она усредняется в процессе накопления выборки.

Спектральный метод [22]. Качество работы АЦП можно оценить по степени искажения частотного спектра испытательного сигнала, найденного по конечной последовательности отсчетов с помощью алгоритма дискретного преобразования Фурье. Погрешность квантования проявляется при этом как шум с равномерной спектральной плотностью, а нелинейность преобразования приводит к возникновению дополнительных гармонических составляющих.

В качестве испытательного сигнала обычно применяют синусоидальный сигнал. Необходимую степень чистоты его спектра за пределами основной гармоники можно обеспечить с помощью фильтров. В этом случае гармоники высших порядков возникают из-за нелинейности АЦП. Характеристикой нелинейности может служить отношение сигнал/шум, которое нетрудно рассчитать по результатам дискретного преобразования Фурье

$$\rho = 10 \log_{10} \frac{X_0^2}{\sum_{r=2}^k X_r^2 + \frac{q^2}{12}},$$

где X_r — амплитуда r -й гармоники.

Структура измерительной системы при исследовании АЦП спектральным методом в сущности не отличается от приведенной на рис. 4.1. Шаг изменения фазы взятия отсчета φ должен быть выбран таким, чтобы приращение сигнала $x(t)$ не превышало шага квантования q .

На рис. 4.10 приведены спектры, вычисленные для идеального и реального 10-разрядного АЦП [22].

4.3. МЕТОДЫ ОБРАТНОГО ОБРАЗЦОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Если определение погрешностей АЦП методом обратного преобразования в статическом режиме не вызывает трудностей, то при переходе к динамическому режиму возникает проблема точного одновременного сравнения мгновенных значений двух аналоговых сигналов. Необходимо обеспечить измерение разности сигнала $x(t)$ в момент времени t_i (момент запуска АЦП) и полученного в результате обратного преобразования соответствующего выходного сигнала ЦАП, — $x_0^{(i)}$, который физически формируется с некоторой задержкой по отношению к моменту времени t_i из-за конечного быстродействия АЦП и ЦАП.

Метод сравнения сигналов на основе двухканального стробоскопического осциллографа [23]. Суть метода заключается в том, что при использовании периодического испытательного сигнала значение $x_0^{(i)}$, полученное после прямого и обратного преобразования $x(t_i)$, сравнивается с $x(t_i + jT)$. Поскольку $x(t_i) = x(t_i + jT)$, разность $x(t_i + jT) - x_0^{(i)}$ составляет полную погрешность преобра-

зования. В качестве периодического испытательного сигнала удобно использовать синусоидальный сигнал. Структурная схема установки, реализующей метод, приведена на рис. 4.11, а. Выходной сигнал генератора (ГСС) поступает на исследуемый АЦП и на

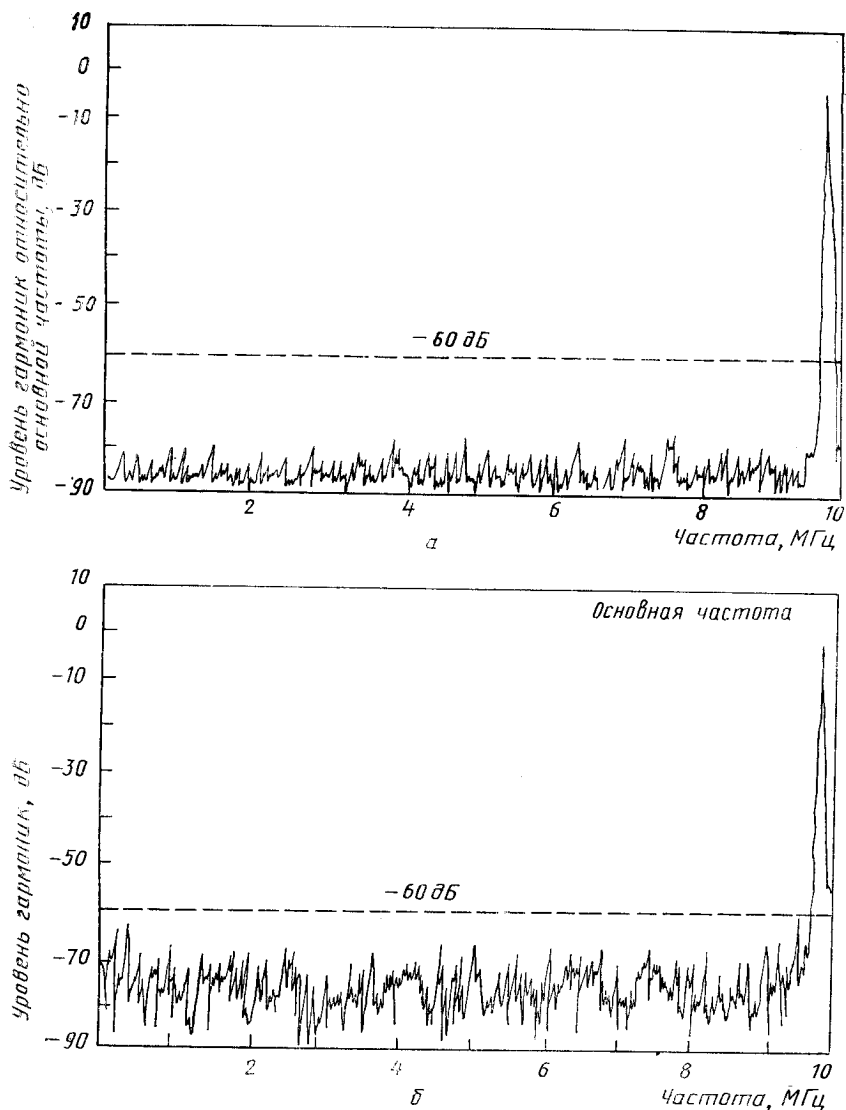


Рис. 4.10. Фурье — образ последовательности отсчетов при представлении:
а—значений синусоиды 10-разрядным числом; б—синусоидального сигнала реальным 10-разрядным АЦП

ГСС: Выход
sin
Выход
φ

АЦП

ЦАП

Осциллограф

Линия задержки

Вход синхр

Строби

Выход

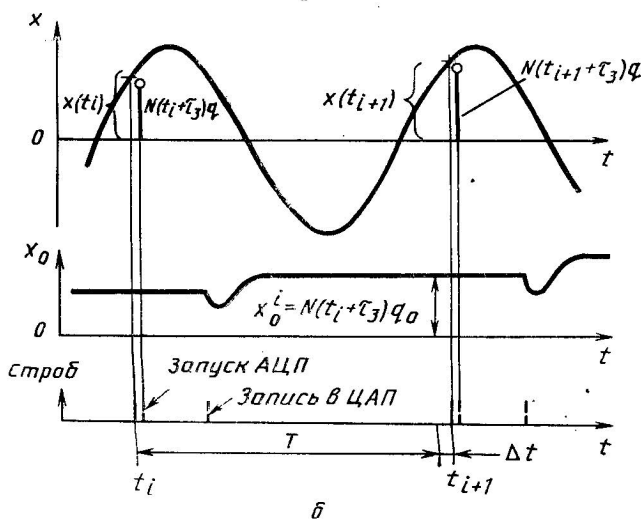
Запись

$x(t)$

N

$x_0(t)$

σ



вательное преобразование сигнала $x(t)$ по точкам и воспроизведение преобразованных значений с помощью ЦАП₀ (рис. 4.11, б).

Систематическая составляющая погрешности датирования может быть оценена по сдвигу осциллограмм или по шкале линии

задержки при совмещении осциллограмм. В любом случае линия задержки должна быть проградуирована. Следует отметить, что совмещение осциллограмм возможно только для АЦП, имеющих отрицательную погрешность датирования отсчетов. Кроме того, смещение строка на каждом такте преобразования приводит к смещению осциллограмм на Δt , даже если АЦП не имеет погрешности датирования. Указанное смещение может быть легко устранено при градуировке линии задержки.

Метод биений представляет собой упрощенный вариант предыдущего метода. При его реализации ограничиваются воспроизведением и визуализацией результатов преобразования исследуемого АЦП. Результаты преобразования в этом случае могут предварительно запоминаться, а затем воспроизводиться в удобном масштабе времени с помощью дисплея или графопостроителя. Динамические искажения оцениваются экспериментатором путем мысленного сопоставления полученного изображения с моделью входного сигнала АЦП (в частности с синусоидой, если используется генератор синусоидального сигнала) или путем сравнения двух изображений, полученных на основе расчетных и экспериментальных данных. Для того, чтобы избежать появления погрешностей методического характера, разность частоты синусоидального испытательного сигнала и сигнала запуска АЦП должна выбираться из условия $\Delta f \leq f_r q / 2\pi X_m$,

где f_r — частота испытательного сигнала; X_m — его амплитуда.

4.4. МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЗАДЕРЖКИ ЗАПУСКА, ВРЕМЕНИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И ВРЕМЕНИ РЕАКЦИИ

Для исследования указанных характеристик быстродействия АЦП в соответствии с их определениями, приведенными в гл. 2, необходимы формирователи ступенчатого сигнала, синхрогенераторы, управляемые линии задержки и устройства типа буферного регистра для фиксации выходного кода в заданный момент времени. Структурная схема измерительной системы показана на рис. 4.12. Рассмотрим последовательно алгоритмы определения задержки запуска $T_{зз}$, времени преобразования $T_{пр}$ и времени реакции $T_{рс}$.

Задержка запуска. АЦП запускается с некоторой задержкой $\tau_1 = t_1 - t_0$ по отношению к моменту t_0 появления входного ступенчатого сигнала. Значение τ_1 задается синхрогенератором. Линия задержки и буферный регистр могут не использоваться. Результат преобразования позволяет установить, больше или меньше установленное значение τ_1 , чем время задержки запуска $T_{зз}$. Критерием служит допустимое отличие результата преобразования от номинального значения ступенчатого сигнала (абсолютный критерий) или от значения того же сигнала, предварительно измеренного с помощью исследуемого АЦП (относительный критерий). Второй случай алгоритмически более сложен, поэтому рассмотрим

его детальнее. Первоначальное значение задержки $\tau_{1н}$ устанавливается заведомо большим, чем ожидаемое значение $T_{зз}$. Запускается генератор и АЦП, результат преобразования запоминается. Затем на синхрогенератор подается команда уменьшить τ_1 на Δt (выбранный шаг изменения τ_1). Результат следующего цикла преобразования N сравнивается с ранее запомненным S . Если $|S - N| \leq \Delta N$ (где ΔN — допустимое отклонение), то процесс измерения продолжается; при этом значение τ_1 каждый раз уменьшается на Δt . Если на очередном (j -м) цикле окажется, что $|S - N| >$

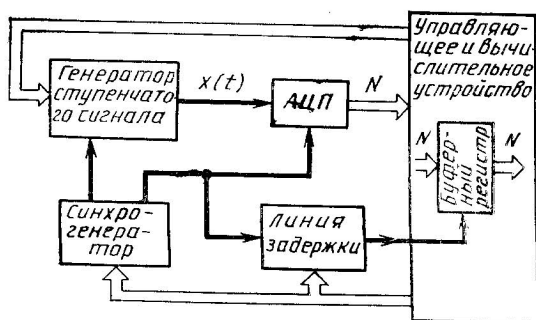


Рис. 4.12. Структурная схема системы для определения $T_{зз}$, $T_{пр}$ и $T_{рс}$

$> \Delta N$, то значение τ_1 предыдущего цикла принимается за оценку задержки запуска

$$\tilde{T}_{зз} = \tau_{1н} - (j-1)\Delta t. \quad (4.30)$$

Недостаток рассмотренного алгоритма — существенная методическая погрешность, аналогичная методической погрешности исследования метрологических свойств АЦП на фиксированном испытательном сигнале (разд. 3.2). Если допускаемая динамическая погрешность, служащая критерием при оценивании задержки запуска $T_{зз}$, соизмерима с шагом квантования АЦП, то необходимо применять методы измерения смещения уровней компарирования в зависимости от значения τ_1 (методы сканирования или отслеживания уровня компарирования). Последовательность шагов при поиске оценки задержки запуска согласно (4.30) в целом остается прежней.

Время преобразования. В тех случаях, когда АЦП выдает сигнал «Конец преобразования», считается, что интервал времени между импульсом запуска и импульсом «Конец преобразования» является временем преобразования АЦП. Оценка его — тривиальна и сводится к непосредственному измерению интервала времени между двумя импульсами. Если готовность кодовой комбинации на выходе АЦП к моменту импульса «Конец преобразования» га-

рантируется схемой и конструкцией АЦП, то испытания на этом заканчиваются.

В случае, если импульс «Конец преобразования» не предусмотрен (или необходима проверка готовности кодовой комбинации к моменту появления данного импульса), проверка $T_{\text{пр}}$ производится с использованием синхрогенератора, линии задержки и буферного регистра по следующему алгоритму.

Задержка $\tau_{2\text{н}} = t_2 - t_1$ появления импульса записи выходного кода АЦП по отношению к моменту t_1 запуска АЦП устанавливается заведомо большей, чем ожидаемое значение $T_{\text{пр}}$, при условии, что $\tau_1 \gg T_{33}$. На первом цикле результат преобразования S запоминается, а начальное значение задержки $\tau_{2\text{н}}$ уменьшается на Δt . Результат преобразования на втором цикле N сравнивается с S . Если $N = S$, то снова производится уменьшение τ_2 и повторение преобразования. Процесс продолжается до тех пор, пока на j -м цикле не будет зафиксировано $N \neq S$. Испытание считается законченным с результатом $\tilde{T}_{\text{пр}} = \tau_{2\text{н}} - (j-1)\Delta t$.

Время реакции. Для АЦП, имеющих вход запуска, время реакции определяется расчетным путем по измеренным значениям T_{33} и $T_{\text{пр}}$: $\tilde{T}_{\text{рс}} = \tilde{T}_{33} + \tilde{T}_{\text{пр}}$.

Для АЦП, не имеющих внешнего запуска (см. рис. 1.24), время реакции определяется по тому же алгоритму, что и время задержки запуска T_{33} при использовании синхрогенератора, задающего задержку импульса записи кода в буферный регистр по отношению к моменту запуска генератора ступенчатого напряжения.

4.5. КЛАССИФИКАЦИЯ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

В соответствии с принципами классификации, изложенными в разд. 1.4, методы определения метрологических характеристик АЦП должны быть, в первую очередь, разделены на методы прямого и обратного образцового преобразования по способу выделения погрешности АЦП в процессе измерений — аналоговому или цифровому.

Затем следует разделение на методы образцового прибора и методы образцовой меры. Соответствующие два признака классификации являются структурными — первый определяет способ включения (использования) образцового средства, второй — его вид.

Каждая из возможных четырех структур системы для исследования метрологических свойств АЦП отражает общие принципы передачи размера физической величины от образцового средства к исследуемому.

Измерения могут производиться в статическом или динамическом режимах в зависимости от того, какие свойства АЦП необхо-

димо исследовать. Для определения статических характеристик (инструментальная погрешность Δ ; случайная Δ_c и систематическая Δ_s составляющие инструментальной погрешности; погрешность линейности Δ_n , погрешность дифференциальной линейности Δ'_n , вариация Δ_n) достаточно измерить значения уровней компарирования (всех или некоторых из них). В процессе измерения обеспечивается постоянство входного испытательного сигнала в течение, по крайней мере, одного цикла преобразования. Вследствие этого вид испытательного сигнала не может служить характерным признаком для различных методов исследования свойств АЦП в статическом режиме. Поэтому дальнейшее развитие их классификации должно быть связано с различиями в алгоритмах измерения и методах обработки измерительной информации.

С другой стороны, для определения динамических характеристик АЦП (среднее квадратическое значение динамической погрешности σ_{Δ_d} ; погрешность датирования отсчетов (τ_d , σ_{τ_d}); передаточная функция $K(j\omega)$ или импульсная характеристика $g(t-t')$ аналоговой части) важное значение имеет выбор испытательного сигнала, вид которого в значительной степени предопределяет алгоритмы измерения и обработки измерительной информации.

Классификация методов исследования метрологических свойств АЦП, составленная с учетом изложенных выше положений, представлена на рис. 4.13. Первые три иерархических уровня классификационной схемы построены на основе альтернативных признаков (прямое и обратное преобразование, измерительный прибор и мера, статика и динамика). Заметим, что альтернативные признаки часто являются независимыми и поэтому их ранжирование в известной степени может быть произвольным.

Методы прямого образцового преобразования для определения статических метрологических характеристик являются развитием традиционных методов поверки средств измерений электрических величин. При контроле АЦП специфической особенностью является, как правило, необходимость исключения влияния методической погрешности (погрешности квантования). Это достигается тем, что определяется уровень компарирования x_s путем измерения значения входного сигнала АЦП, при котором происходит смена выходного кода ($S-1 \leftrightarrow S$). Данное обстоятельство привело к появлению методов сканирования и методов отслеживания измеряемого уровня компарирования x_s . Соответствующие автоматизированные системы контроля имеют разомкнутую или замкнутую структуру.

Среди сканирующих систем, реализующих метод образцовой меры, можно выделить системы с источником вспомогательного случайного сигнала, создающего аддитивную добавку к выходному сигналу образцового ЦАП, а среди отслеживающих систем для статических измерений, реализующих метод образцового прибора, весьма популярны системы, работающие по принципу заряда-раз-

ряда емкости, напряжение на которой используется в качестве входного сигнала исследуемого и образцового АЦП.

Перейдем теперь к рассмотрению методов прямого образцового преобразования для определения динамических характеристик АЦП. Для метода образцовой меры характерно использование детерминированных периодических испытательных сигналов. Чаще всего используются синусоидальные сигналы, так как методы аттестации генераторов таких сигналов более всего разработаны. Метод, основанный на совместном воздействии постоянного и синусоидального сигналов, позволяет оценить динамические свойства АЦП при любых сочетаниях уровня и скорости изменения входного сигнала. Чем больше априорная информация об испытательном сигнале, тем эффективнее метод. В этом отношении методы, использующие испытательные сигналы с известными мгновенными значениями, обладают дополнительными возможностями.

Когда мгновенные значения испытательного сигнала неизвестны, а известна только его амплитуда, динамические свойства АЦП могут оцениваться через искажения функции распределения $p(x)$ или спектра сигнала, вычисленных по результатам преобразования. Вычисления связаны с усреднением значений отдельных отсчетов. Поскольку при этом возможна компенсация отдельных погрешностей, данные методы, которые можно назвать интегральными, не гарантируют выявления всех особенностей динамических свойств.

Априорная информация об испытательном сигнале может быть весьма ограниченной, если использовать метод образцового прибора. Основное требование к применяемому в данном случае образцовому прибору (АЦП или компаратору) — более высокое быстродействие по сравнению с исследуемым АЦП. Испытательный сигнал может быть как детерминированным, так и чисто случайным. Методы со случайным сигналом могут быть разделены по способу получения информации о скорости изменения сигнала во время преобразования. Если частота запуска АЦП удовлетворяет условию теоремы Котельникова ($1/T \geq 2F_{\text{гр}}$, где $F_{\text{гр}}$ — граничная частота спектра испытательного сигнала), то результаты преобразования АЦП содержат всю необходимую информацию о сигнале. Если $1/T < 2F_{\text{гр}}$, то должна быть известна функция плотности распределения скоростей изменения испытательного сигнала или введены устройства измерения скорости в заданный момент времени (например, с помощью дифференциатора и вспомогательного АЦП).

Если применяются детерминированные сигналы, удовлетворяющие условию (4.23), то в этом случае по измеренному с помощью АЦП значению сигнала $x(t_i)$ может быть достаточно просто вычислено абсолютное значение производной $dx/dt|_{t=t_i}$. Знак производной определяется экспериментально или выдается формирователем испытательного сигнала. Условию (4.23) удовлетворяет, в частности, синусоидальный сигнал.

Методы обратного образцового преобразования, как специфические методы контроля характеристик АЦП, созданы значительно позже методов прямого образцового преобразования. Они не получили еще должного развития, хотя и обладают такими полезными особенностями, как отсутствием методической погрешности из-за дискретности образцового средства, минимумом цифровой обработки результатов измерения, наглядностью и простой визуализации распределения погрешности по диапазону.

В статическом режиме погрешность испытуемого АЦП получают путем простого сравнения значения испытательного сигнала x с выходным сигналом ЦАП₀ x_0 .

Разность двух аналоговых сигналов $x - x_0$ может быть измерена осциллографом или вспомогательным АЦП.

Плавное изменение входного сигнала позволяет получить функцию погрешности во всем диапазоне измерений.

При определении динамических свойств АЦП методом обратного образцового преобразования должен использоваться периодический сигнал. При этом погрешность АЦП оценивается по разности $x_0(t_i + kT) - x(t_i)$. При реализации метода обычно используется синусоидальный сигнал. В частном случае оценка погрешности АЦП производится визуально по виду выходного сигнала ЦАП₀, являющегося стробоскопическим преобразованием входного сигнала (метод биений).

Что касается методов обратного образцового преобразования на основе образцового прибора (АЦП₀), то соответствующие системы контроля АЦП пока не известны. Тем не менее эти методы включены в классификационную схему, так как нет оснований сомневаться в возможности их реализации.

Глава 5

АППАРАТУРА ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ И ИСПЫТАНИЙ АЦП

5.1. СИСТЕМНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К СРЕДСТВАМ ИЗМЕРЕНИЯ И АВТОМАТИЗАЦИИ

Основой построения автоматизированной аппаратуры для метрологических исследований АЦП в статике являются программно-управляемые меры — калибраторы (прецизионные цифроаналоговые преобразователи), высокоточные аналого-цифровые преобразователи (цифровые вольтметры и амперметры), прецизионные генераторы линейно изменяющихся сигналов.

Аппаратура для исследования динамических свойств АЦП должна содержать генераторы широкополосных сигналов того или

инного вида, в том числе синусоидальных и импульсных сигналов, сигналов трапецеидальной, ступенчатой или экспоненциальной формы и др. Средства для динамических измерений, как правило, должны позволять осуществлять точную синхронизацию входных и выходных измерительных и служебных сигналов и обеспечивать возможность измерения временных интервалов. В состав аппаратуры могут вводиться специальные устройства задания и измерения временных интервалов между импульсами синхронизации (синхрогенераторы и синхронометры).

Выбор средств вычислительной техники, осуществляющих управление средствами измерений, обработку и фиксацию результатов измерения, требования к программному обеспечению определяются в первую очередь назначением аппаратуры.

Можно с некоторой степенью условности выделить три типа автоматизированных систем.

1. Системы, предназначенные для контроля отдельных характеристик АЦП в условиях массового производства. Их отличает узкая специализация, минимум затрат на построение устройств управления и обработки, жесткий алгоритм функционирования. Примером может служить измеритель вариации, описанный в [9].

2. Системы, предназначенные для исследования АЦП на соответствие выбранному комплексу МХ при больших общих объемах контрольных и поверочных работ, допускают адаптацию к ограниченному числу типов АЦП программным способом; содержат встроенные микропроцессоры, мини-ЭВМ; конструктивно выполняются обычно как единые устройства [24].

3. Системы, предназначенные для исследовательских работ и поверочных работ с различными типами АЦП; обладают максимальной гибкостью, развитым программным обеспечением, возможностью расширения состава метрологических средств, широкими возможностями адаптации к объектам исследования. Строятся как агрегатные системы на основе интерфейсной магистрали, к которой подключены ЭВМ и программно-управляемые средства измерений [25].

Основные параметры (точность и быстродействие) объекта контроля — АЦП — оказывают влияние на построение системы контроля, на выбор ее структуры и конструкции. Следует принимать во внимание следующие обстоятельства. С повышением точности АЦП становится выгодно строить систему контроля по принципу агрегатирования. Например, для контроля 16-разрядных АЦП в качестве образцовых средств необходимо использовать ЦАП (калибраторы) или АЦП с точностью и линейностью, соответствующими 18—20 разрядам (в двоичном коде). Создание их — сложная и самостоятельная задача. Непростыми являются вопросы метрологической аттестации образцовых средств этого класса. Поэтому при создании высокоточных систем образцовые средства обычно или заимствуются, или разрабатываются как конструктивно самостоятельные изделия.

Немаловажное значение имеет производительность (быстродействие) систем, так как число измерительных преобразований при исследовании одного АЦП в зависимости от его разрядности, комплекса контролируемых характеристик и методов их определения может лежать в диапазоне от нескольких тысяч до нескольких миллионов. Фактором, ограничивающим производительность, может являться сравнительно низкое быстродействие образцовых средств (более точные АЦП или ЦАП, как правило, имеют более низкое быстродействие). Для преодоления этого ограничения вводятся вспомогательные малоразрядные быстродействующие АЦП и ЦАП, позволяющие снизить число переключений образцовых средств.

Вообще проблемы, возникающие при построении автоматизированных систем для метрологических исследований АЦП, во многом сходны с проблемами построения систем автоматизации научного эксперимента, особенно в части выбора типа ЭВМ, вида интерфейса, языка программирования и структуры программного обеспечения. Однако одна из проблем — защита от помех — в связи с высокой точностью измерений приобретает в системах экспериментального исследования АЦП особое значение.

Обеспечение помехозащищенности. В автоматизированной системе каждый элемент (блок) соединен с другими элементами электрическими линиями связи, которые удобно разделить на два основных типа: аналоговые (измерительные) и цифровые (управляющие). Кроме того, все элементы, как правило, оказываются связанными между собой сетью питания, в частности, сетью переменного тока (220 В, 50 Гц), и проводниками заземления.

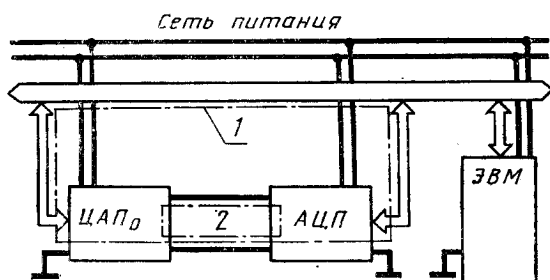
В любой измерительной системе подобного вида вследствие многочисленных связей, имеющих иногда значительную протяженность, может наблюдаться высокий уровень помех.

При этом особое внимание должно быть обращено на измерительные цепи, по которым передаются измеряемые или калиброванные токи и напряжения. Допустимый уровень помех в измерительных цепях, как правило, весьма мал. В частности, для системы контроля 16-разрядных АЦП он составляет значение порядка единиц микровольт.

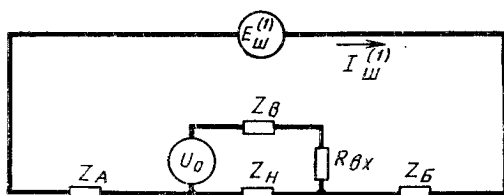
Для того, чтобы уяснить общий подход к построению помехозащищенных измерительных систем, рассмотрим сравнительно простую автоматизированную систему для исследования метрологических характеристик АЦП (рис. 5.1, а). ЦАП₀, АЦП и ЭВМ подключены к интерфейсной магистрали. Кроме того, они связаны проводами питания и заземления. Выделим для рассмотрения два контура: контур управляющих цепей 1, охватывающий АЦП, ЦАП₀ и часть интерфейсной магистрали, и контур измерительной цепи 2, охватывающий АЦП, ЦАП₀ и двухпроводную линию между ними. В контуре 1, помимо различного рода наводок, присутствуют сигналы управления. Все источники ЭДС контура 1 называют помехой общего вида (по отношению к измерительному контуру). В

отличие от нее ЭДС, возникающую в контуре 2, называют помехой нормального вида.

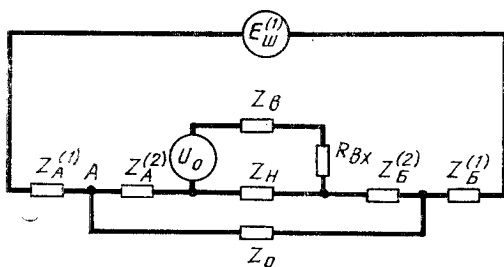
Эквивалентная схема выделенных контуров системы показана на рис. 5.1, б. Помеха общего вида $E_{ш}^{(1)}$ вызывает появление тока $I_{ш}^{(1)}$, который, создавая различное падение напряжения на ветвях



а



б



в

Рис. 5.1. Обеспечение помехозащищенности систем для исследования АЦП

измерительного контура (на низкопотенциальном и высокопотенциальном проводах), приводит к появлению мешающего сигнала на $R_{вх}$ (на входных зажимах АЦП). Естественный способ уменьшить влияние помехи общего вида — изолировать измерительную цепь, то есть максимально увеличить сопротивления Z_A и Z_B . Однако достичь больших значений Z_A и Z_B нелегко из-за наличия,

главным образом, паразитных емкостей между элементами системы.

Степень защиты измерительной цепи принято оценивать коэффициентом подавления помехи общего вида $K_{ов}$. Поскольку обычно $R_{вх} \gg Z_B$; $Z_A, Z_B \gg Z_n$, то $K_{ов} \approx Z_n / (Z_A + Z_B)$.

Существенное снижение влияния помехи можно получить, если обеспечить физическую возможность разбиения каждого из сопротивлений Z_A и Z_B на две части (рис. 5.1, в).

При соединении точек разбиения (А и В) проводником с малым сопротивлением (Z_0) значительная часть помехи будет дополнительно гаситься на $Z_A^{(1)}$ и $Z_B^{(1)}$. В итоге $K_{ов} = Z_n / (Z_A^{(1)} + Z_B^{(1)}) \cdot Z_0 / (Z_A^{(2)} + Z_B^{(2)})$.

Фактически эквивалентная схема, показанная на рис. 5.1, в, иллюстрирует действие так называемой трехпроводной схемы подключения измерительного устройства к источнику измеряемого сигнала, широко применяемой в цифровых вольтметрах и обеспечивающей подавление помехи общего вида на 120—160 дБ.

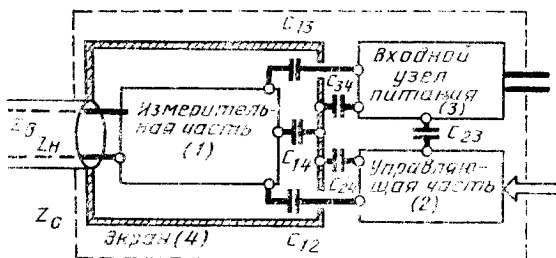


Рис. 5.2. Защитное экранирование измерительной части

Для обеспечения высокого сопротивления в контурах прохождения помех элемент системы (АЦП, ЦАП) разбивают на измерительную, управляющую части и входной узел питания. Между всеми этими частями, рассматриваемыми каждая как единое изолированное физическое тело (проводник), имеется связь в виде емкости и омического сопротивления (сопротивления утечек). Эту связь стремятся минимизировать путем уменьшения емкости и улучшения изоляции.

Обеспечить достаточную малую емкость за счет пространственного разнесения частей практически невозможно. Проблема решается с помощью экрана, которым отделяется измерительная часть от управляющей и от входного узла питания (рис. 5.2). Тем самым производится разбиение Z_A на $Z_A^{(1)}$ и $Z_A^{(2)}$ (или Z_B на $Z_B^{(1)}$ и $Z_B^{(2)}$). Обмен сигналами между управляющей и измерительной частями, подача питания на измерительную часть осуществляется через устройства гальванической развязки с минимальной проходной емкостью. Экраны, отделяющие измерительную часть АЦП и ЦАП,

соединяются между собой, образуя проводник Z_0 . Заметим, что если $Z_A = 0$ (или $Z_B = 0$), то значение $K_{ов}$ остается достаточно высоким; во многих случаях достаточно ограничиться введением разделительного экрана либо в ЦАП_о, либо в АЦП.

У лучших существующих калибраторов и цифровых вольтметров остаточная емкость между измерительной и управляющей частями, измерительной частью и входным узлом питания не превышает единиц пикофарад (емкости C_{12} и C_{13} на рис. 5.2).

Защита от помех нормального вида осуществляется путем экранирования измерительного контура и применением фильтрации. Экраны (проводник Z_0), создающие обходной путь для тока помехи общего вида, могут быть выполнены с соблюдением требований защиты измерительного контура от внешнего электромагнитного излучения.

Во многих случаях АЦП (в частности, это касается АЦП в интегральном исполнении) может быть подсоединен к системе контроля только специальным согласующим устройством, содержащим источники питания, элементы управления и интерфейса. Если АЦП не имеет достаточно хорошей изоляции между аналоговой и цифровой частями, то меры по защите от помех, должны быть приняты при разработке указанного согласующего устройства (блока).

Требования к допустимому уровню и спектральному составу помех в измерительной цепи зависят, в первую очередь, от допускаемой погрешности определения характеристик АЦП, затем от принципа действия АЦП и алгоритма измерения.

При экспериментальном исследовании АЦП конкретного типа по алгоритму, выполнение которого занимает время $T_{экс}$, наибольшую опасность представляет шум в полосе

$$\{F_1 \ll F \ll F_2\} = \left\{ \frac{1}{T_{экс}} \ll F \ll \frac{1}{T_{пр}} \right\}.$$

Действительно, шум в области частот $F > 1/T_{пр}$ легко подавляется фильтрами или интегрируется в исследуемом АЦП; шум в области частот $F < 1/T_{экс}$ при определении многих важнейших характеристик, например, погрешности нелинейности, не отражается на результатах эксперимента.

При высоком коэффициенте подавления помех общего вида и высококачественном экранировании основную долю помехи в измерительной цепи может составить шум источника испытательного сигнала. В связи с этим для калибраторов и прецизионных ЦАП рекомендуется в обоснованных случаях нормировать спектральную мощность шума [26].

5.2. ИСПЫТАТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА LTS-2010

Система (рис. 5.3) предназначена для исследования 12-разрядных АЦП в статическом режиме [27]. Испытательный сигнал формируется с использованием двух 12-разрядных цифроаналоговых преобразователей: основного (ЦАП_о) и вспомогательного

(ЦАП_В). По линейности характеристики преобразования ЦАП_О эквивалентен 16-разрядному преобразователю и определяет точность установки напряжения u_0 на входе АЦП, а ЦАП_В — минимальный шаг его изменения.

Выходные напряжения ЦАП_В и ЦАП_О суммируются (A_1) в отношении R/R_1 , числовое значение которого может задаваться равным $1/100$ и $1/500$. При $R/R_1=1/500$ шаг изменения u_0 составляет 10 мкВ .

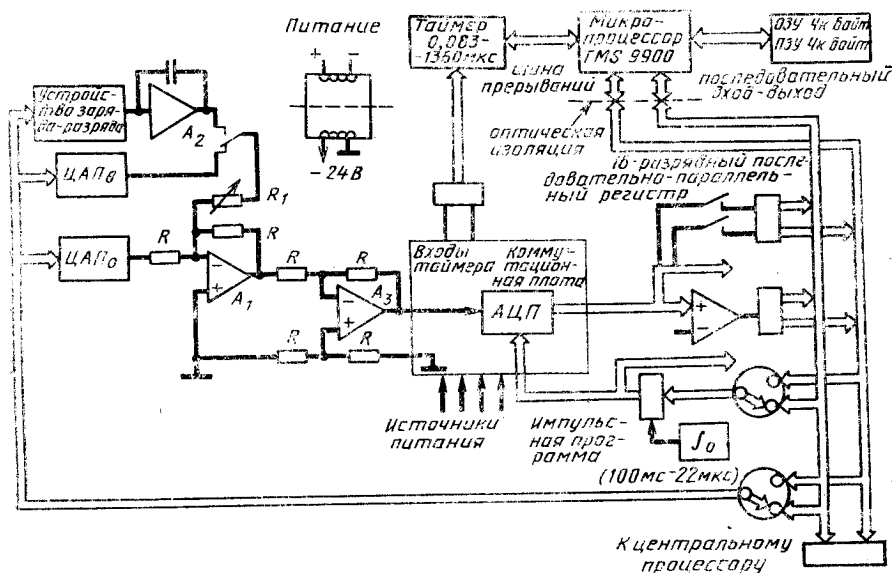


Рис. 5.3. Структурная схема установки LTS-2010

Напряжение u_0 , соответствующее номинальному уровню компарирования ($N_0=0,5$) q_0 , устанавливается ЦАП_О, а отслеживание действительного уровня компарирования производится с помощью ЦАП_В.

В системе LTS-2010 выработка управляющих команд и выполнение вычислительных операций распределены между вспомогательным микропроцессором (TMS-9900) и центральным процессором (на рис. 5.3 не показан). Под управлением микропроцессора производится отслеживание уровня компарирования АЦП. Изменение u_0 производится сначала шагами по q_0 , а затем (после первого пересечения u_0 заданного уровня компарирования) по алгоритму двоичного поразрядного уравнивания. Центральный процессор задает рациональное число тактов уравнивания. При наличии существенных шумов процесс уравнивания повторяется многократно, начиная с приращения u_0 , равного $0,25 q_0$; результаты усредняются.

Двухуровневая организация управляющего и вычислительного устройства обеспечивает максимальную гибкость системы при исследовании линейности АЦП. Центральный процессор задает алгоритм измерения в целом, производит громоздкие вычисления, например, вычисления погрешностей Δ_0 и δ_k по формулам типа (3.28), (3.29), используя результаты измерений в точках. На микропроцессор возложены операции, требующие быстрого реагирования, в частности, принятие решения перед каждым новым тактом процесса уравнивания.

В ПЗУ микропроцессора хранится программный модуль для исследования функции распределения случайной составляющей погрешности в заданной точке диапазона. Одной из особенностей данной системы является возможность визуализировать участок характеристики преобразования АЦП. Для этого вместо ЦАП_в подключается интегратор (A_2), формирующий сканирующий сигнал треугольной формы. Приведенный по входу АЦП сигнал перекрывает несколько уровней компарирования, расположенных вокруг заданного уровня ($S-0,5$) q_0 . Соответствующее число младших разрядов выходного кода АЦП подается на ЦАП_в. Выходы интегратора и ЦАП_в подключаются к входам «X» и «Y» осциллографа.

Анализ изображения может иногда дать разработчику АЦП немало полезной информации, не прибегая к относительно длительной обработке массивов цифровых данных.

Воздействие помех общего вида в системе сведено к минимуму благодаря наличию оптической изоляции шины прерываний и шины «вход—выход» в микропроцессоре, введению гальванической развязки по цепям питания и применению инвертора (A_3), не чувствительного к синфазной составляющей входного сигнала.

5.3. АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ УСТАНОВКА КОНТРОЛЯ АЦП И ЦАП (АУК-1)

Установка предназначена для исследования и контроля статических характеристик 14- и 16-разрядных токовых или потенциальных АЦП и ЦАП в интегральном исполнении*. Установка представляет собой систему конструктивно законченных средств измерений и автоматизации, объединенных интерфейсной магистралью (рис. 5.4). В нее входят калибратор напряжения и тока (ЦАП-18), высокочувствительный дифференциальный вольтметр (ДВ), специализированный блок управления и согласования (БУС) и микроЭВМ.

Для обеспечения необходимой степени универсальности объекты исследования (отличающиеся принципом действия, конструкцией, режимом питания и т. д.) подключаются к установке с помощью сменных адаптеров. В адаптерах БУС размещены элементы схемы включения АЦП или ЦАП, специфичные для данного

* Разработана в НПО «Система» (г. Львов).

$\pm 10,24 \text{ В}$, $\pm 5,12 \text{ мА}$; входной код — 19-разрядный двоичный (один разряд — знаковый); нелинейность $0,0002 \%$.

В ДВ предусмотрено введение программным путем компенсирующих напряжений Δ_0^* и δ_k^* x , имитирующих аддитивную и мультипликативную погрешности. Это создает некоторые дополнительные методические возможности. Например, при исследовании линейности АЦП по методу граничных точек (см. разд. 3.4) значения Δ_0 и δ_k , полученные по данным измерения $\Delta_c [N]$, x_N в начальной (1) и конечной (М) точках диапазона могут быть скомпенсированы при условии $\Delta_0^* = -\Delta_0$; $\delta_k^* = -\delta_k$. Тогда показания ДВ во всех других точках диапазона будут представлять собой погрешность линейности $\Delta_n [N]$.

Метод измерения, основанный на заряде—разряде емкости, становится малоэффективным при времени преобразования АЦП порядка $0,1 \text{ с}$. В этом случае используется метод образцовой меры: выходной сигнал ЦАП-18 подается непосредственно на вход АЦП, осуществляя сканирование области исследуемого уровня компарирования. Запуск АЦП производится по командам от ЭВМ.

Исследование токовых АЦП также производится по методу образцовой меры. При необходимости уменьшение шага изменения I_0 достигается путем включения ДВ и вспомогательного ЦАП_в по

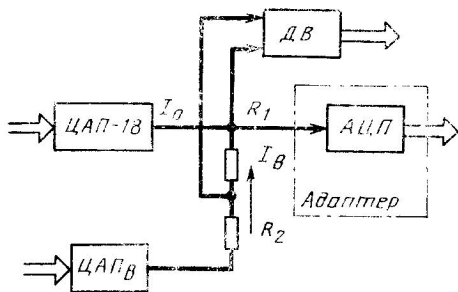


Рис. 5.5. Включение ЦАП-18 и ДВ при исследовании токового АЦП

схеме, показанной на рис. 5.5. Установка позволяет одновременно измерять параметры цифровых входов и выходов; входной ток и выходное напряжение определяются АЦП_ц, который поочередно с помощью коммутатора подключается к контролируемым выводам АЦП.

Измерительная часть каждого блока установки (ЦАП-18, ДВ, БУС) защищена экраном. Обмен информацией с управляющей частью производится через элементы гальванической развязки — трансформаторы Тр 1 — Тр 4 с объемным витком [28].

5.4. УСТАНОВКА ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ АЦП

Установка предназначена в основном для испытания стробируемых АЦП параллельного типа с погрешностью датирования отсчетов порядка 10^{-10} с . Структурная схема установки приведена на рис. 5.6, а [24].

Используется система двух связанных синтезаторов сигналов с соотношением частот

$$f_{in} = (kf_s + \Delta f),$$

где f_{in} — частота ведущего синтезатора; f_s — частота ведомого синтезатора; Δf — разностная частота; k — целое число.

Выходное напряжение синусоидальной формы ведущего синтезатора подается на аналоговый вход исследуемого АЦП, выходной импульс ведомого синтезатора — на вход запуска. Амплитуда синусоидального сигнала выбирается таким образом, чтобы сиг-

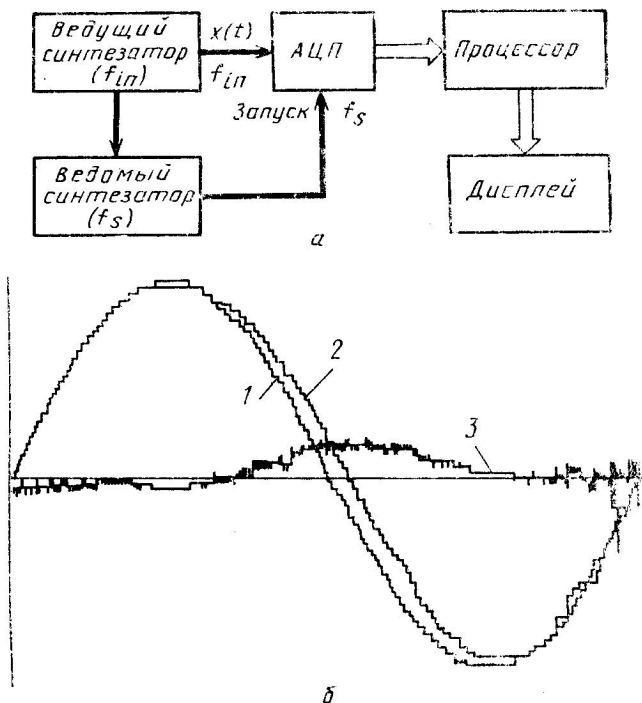


Рис. 5.6. Установка для испытаний быстродействующих АЦП:

1 — статический режим; 2 — динамический режим; 3 — динамическая погрешность

нал охватывал весь диапазон АЦП. При частоте испытательного сигнала порядка 10 МГц разностная частота Δf выбирается равной 1 кГц. Благодаря стробоскопическому эффекту возможно воспроизведение преобразованного АЦП сигнала с помощью ЦАП и визуализация его на дисплее с целью быстрой оценки качества АЦП. Для выявления динамической погрешности АЦП процессор генерирует значения идеальной синусоиды с погрешностью квантования меньшей чем погрешность квантования исследуемого

АЦП. Амплитуда и фаза идеальной синусоиды подбираются путем сопоставления с опытными данными по критерию минимума средней квадратической погрешности. По остаточному значению погрешности определяется эффективная разрядность преобразователя и случайная составляющая погрешности датирования отсчетов. Идеальный и преобразованный сигналы, значение и распределение динамической погрешности на периоде синусоидального сигнала могут быть представлены на дисплее (рис. 5.6, б).

5.5. АВТОМАТИЧЕСКАЯ ИСПЫТАТЕЛЬНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ АЦП

Установка (рис. 5.7) [25] предназначена для измерения динамических погрешностей 16-разрядных АЦП при воздействии скачкообразного выходного сигнала. Заметим, что методы измерения

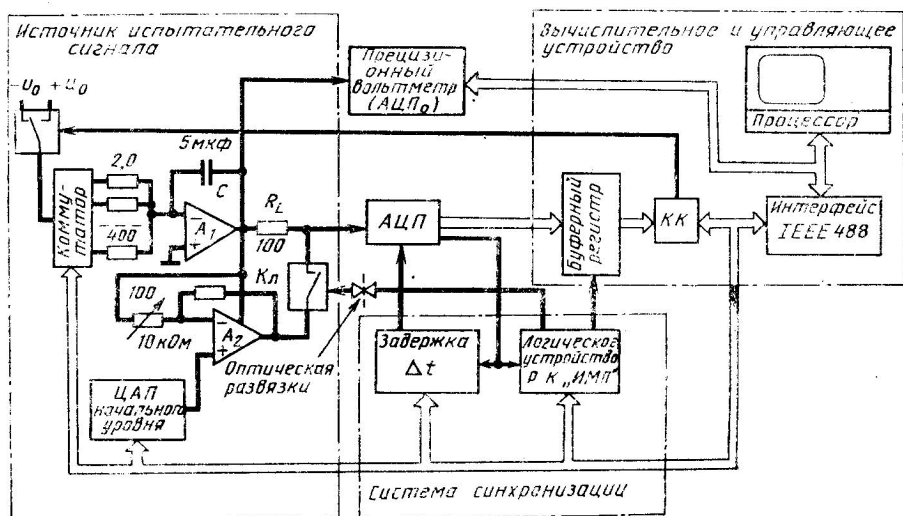


Рис. 5.7. Структурная схема автоматической испытательной установки для исследования динамических свойств АЦП

при данном типе испытательного сигнала рассмотрены в общем виде в разд. 4.4. В установке используется высокочувствительный метод, основанный на отслеживании уровня компарирования и определении его значения в момент времени, сдвинутого по отношению к моменту подачи скачка напряжения. Скачок формируется от некоторого начального уровня, выбираемого независимо в пределах диапазона входных напряжений до уровня, отслеженного по заданному значению выходного кода АЦП.

Соответственно источник испытательного сигнала установки содержит ЦАП начального уровня с масштабирующим усилителем A_2 на выходе и интегратор A_1 , включенный в контур следящей

системы, который охватывает также АЦП, компаратор кодов КК и переключатель тока заряда—разряда емкости C интегратора. При замыкании ключа K_L на вход АЦП подается напряжение, равное выходному напряжению ЦАП начального уровня. Падение напряжения на ключе компенсируется с помощью переменного резистора во входной цепи A_2 . Подача на вход АЦП выходного напряжения интегратора производится при размыкании ключа. Параметры ключа и резистора R_L таковы, что обеспечивается окончание процесса установления напряжения за 2 мкс (до уровня 0,999998 от установившегося значения). В цепь управления ключа введен элемент оптической развязки, благодаря которому решаются проблемы согласования уровней и защиты от помехи общего вида.

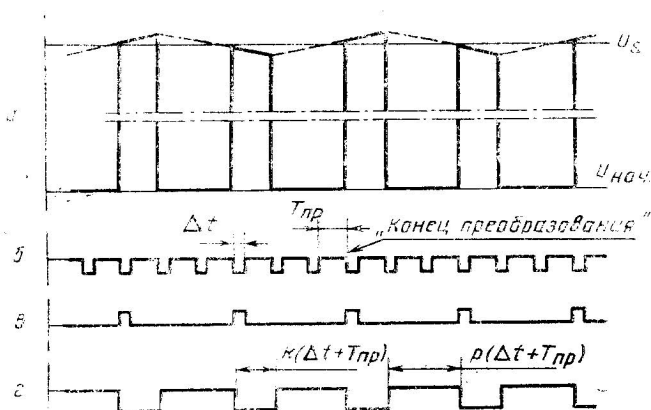


Рис. 5.8. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу системы синхронизации установки:

а—испытательный сигнал; б—сигнал «конец преобразования» АЦП; в—сигнал записи в буферный регистр; г—сигнал управления ключом K_L

Синхронизация источника сигнала, АЦП, буферного регистра осуществляется устройством задержки и специальным логическим устройством. Последнее вырабатывает сигналы управления ключом K_L и буферным регистром. Особенностью принятой системы синхронизации является то, что АЦП используется как времязадающий элемент ($T_{пр}$). Временные диаграммы, иллюстрирующие соотношения между управляющими сигналами и испытательным сигналом, приведены на рис. 5.8. Скачок напряжения (от начального уровня) всегда формируется непосредственно после сигнала «конец преобразования» АЦП. Очередной запуск АЦП производится через интервал времени Δt . Всего АЦП производит k преобразований до того, как произойдет переключение входного сигнала на начальный уровень. Результат последнего (k -го) преобразования фиксируется в буферном регистре и подается на компаратор кодов КК. Последний вырабатывает сигнал управления зна-

ком входного тока интегратора. Скорость изменения напряжения на интеграторе может регулироваться в широких пределах путем выбора одного из восьми токозадающих резисторов с помощью коммутатора. Время, в течение которого входной сигнал находится на начальном уровне, также задается числом преобразований АЦП (p).

В установившемся режиме (после многократных переключений уровня испытательного сигнала) напряжение на интеграторе будет соответствовать реальному уровню компарирования АЦП в момент времени k ($T + \Delta t$) после подачи скачка входного напряжения. Измерение напряжения на интеграторе производится прецизионным цифровым вольтметром.

Основные параметры режима испытаний, исходные данные могут задаваться в следующих пределах: p от 1 до 99; k от 1 до 9; Δt от 0,1 до 99,9 мкс; $u_{\text{нач}}$ от $-10,0$ до $9,92$ В (восьмиразрядный ЦАП).

Общее управление работой установки осуществляет процессор, к интерфейсной магистрали IEEE 488 которого подсоединен прецизионный цифровой вольтметр и блок согласования с внутренней магистралью установки, связывающей все ее основные элементы. Программное обеспечение установки дает возможность устанавливать режим испытания конкретного типа АЦП, задавая значение выходного кода S , начальный уровень испытательного сигнала, значения k и p , длительность задержки Δt , а также скорость изменения напряжения на интеграторе. Во время поиска уровня компарирования обычно устанавливаются большие значения скорости изменения напряжения путем перепрограммирования коммутатора.

Предусмотрены исследования погрешностей АЦП в статическом режиме; для этого в логическое устройство записывается команда, запрещающая формирование сигнала управления ключом.

Глава 6

АТТЕСТАЦИЯ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АЦП

6.1. КВАЗИСТАТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Развитие АЦП достигло такого уровня, что традиционные методы и средства электрических измерений не обеспечивают необходимую точность и производительность метрологических исследований. Например, оценка погрешности линейности 16-разрядного АЦП по методу определения абсолютной погрешности преобразования или действительных значений уровней компарирования

требует измерительных средств с погрешностью 0,0002 % (из расчета того, что обычно нормируемая погрешность из-за нелинейности составляет менее $\pm q/2$). Это уровень точности образцовых средств 1-го разряда из государственной поверочной схемы для средств измерения постоянного тока. Эти средства мало доступны для технических измерений и, кроме того, не имеют необходимого быстрогодействия, нуждаются в обслуживании квалифицированными специалистами — метрологами. Практические решения связаны с использованием программно управляемых калибраторов (образцовых ЦАП) и прецизионных цифровых вольтметров при некотором изменении подхода к нормированию их свойств.

Следует учитывать то обстоятельство, что АЦП чаще используются не как самостоятельные средства измерения, а как элементы измерительных устройств, установок, приборов. Последние содержат в большинстве случаев устройства автокалибровки, осуществляющие коррекцию погрешностей в одной, двух точках диапазона. В этих условиях основное требование к АЦП — высокая линейность характеристики преобразования (равномерность шага компарирования).

Значение шага q может быть задано с существенно большей погрешностью. Соответственно и средства для исследования АЦП должны иметь высокую линейность и, по крайней мере, кратковременную стабильность. Требования к стабильности определяются через требования к линейности и максимальному времени, необходимому для проведения эксперимента.

Важное значение имеет также быстроедействие калибраторов, так как при исследовании одного экземпляра АЦП может потребоваться проводить измерения в нескольких тысячах точек диапазона. При создании автоматизированных систем для исследования АЦП время установления калибратора становится одним из основных факторов, влияющих на их эффективность.

Следует отметить, что для реализации методик измерения погрешности линейности АЦП время установления калибратора должно быть определено как интервал времени от момента подачи команды изменения состояния до момента, начиная с которого выходной параметр калибратора не будет отличаться от заданного уровня более чем на значение нормированной погрешности линейности. Если принять иной критерий (например, отклонение от установившегося значения), то потенциальные возможности калибратора по точности могут оказаться нереализованными в том случае, когда время измерения в автоматизированной системе задается по нормированному времени установления его выходного параметра.

Таким образом, необходима упорядоченная система методов и образцовых средств контроля погрешности линейности АЦП (и ЦАП).

Построение средств для определения нелинейности прецизионных (образцовых) ЦАП и АЦП. Как следует из нормативных документов и исследований в этой области для измерения погреш-

ности линейности требуется построение физической линейной модели, т. е. меры отношений, воспроизводящей ряд напряжений с точно заданными соотношениями. Возможны различные пути решения этой задачи:

технологические — использование особо стабильных микропроводочных или пленочных резисторов с точной, например, лазерной подгонкой;

структурные и схемотехнические — использование принципов время-импульсной модуляции, индуктивных делителей напряжения;

использование методов самокалибровки меры отношений с последующей аппаратной или расчетной коррекцией погрешности, а также сочетание этих методов.

Метод самокалибровки, в конечном счете является «последней инстанцией» и обеспечивает наивысшую точность измерений.

При построении меры отношений необходимо решать вопрос о выборе числа воспроизводимых уровней. В общем случае их число может изменяться от $2^n - 1$ до 3 (0, u_m и какая-либо промежуточная точка).

Если выбрать большое число уровней, то затрудняется реализация меры отношения. Если число уровней очень малое, то для эффективного применения меры потребуются большая априорная информация об особенностях реальной характеристики преобразования проверяемого ЦАП₀ (или АЦП₀).

При решении практической задачи контроля погрешности линейности образцового ЦАП могут быть использованы меры отношений двух типов, существенно отличающиеся по принципу формирования опорных уровней [29]. Мера первого типа задает ряд равномерно расположенных уровней (рис. 6.1, а). Основой схемы является равноплечный делитель $R_1 - R_{10}$, включенный в цепь отрицательной обратной связи операционного усилителя, на вход которого подано опорное напряжение (нормальный элемент НЭ₁). Число контрольных точек, равное 10, как правило, достаточно для выявления максимальной погрешности линейности типичных характеристик преобразования ЦАП. Мера второго типа формирует ряд попарно взвешенных в соотношении 1/2 опорных напряжений. Она строится на основе двуплечего делителя и вспомогательного масштабирующего ЦАП_в (рис. 6.1, б).

Рис. 6.1, а иллюстрирует также включение меры первого типа в режиме самоконтроля. Измерительный коммутатор поочередно подключает плечи делителя к входу дифференциального микровольтметра, ко второму входу которого подключен вспомогательный опорный источник (нормальный элемент НЭ₂) с напряжением, приблизительно равным падению на плече делителя. Таким образом вольтметр измеряет десять разностей Δ_j , которые позволяют вычислить действительные значения весов всех опорных точек меры

$$K_{дi} = \frac{1}{10} \left[1 + \frac{1}{U_{НЭ_2}} \left(\sum_{j=1}^i \frac{\Delta_j}{i} - \sum_{j=1}^{10} \frac{\Delta_j}{10} \right) \right]; \quad i = \overline{1, 10}. \quad (6.1)$$

«Откалиброванная» таким образом мера может использоваться для контроля погрешности линейности образцового ЦАП. Для этого выбираются входные коды ЦАП, дающие максимальное расчетное приближение соответствующих выходных номинальных напряжений к опорным уровням меры. С помощью дифференциального вольтметра измеряются действительные разности уровней.

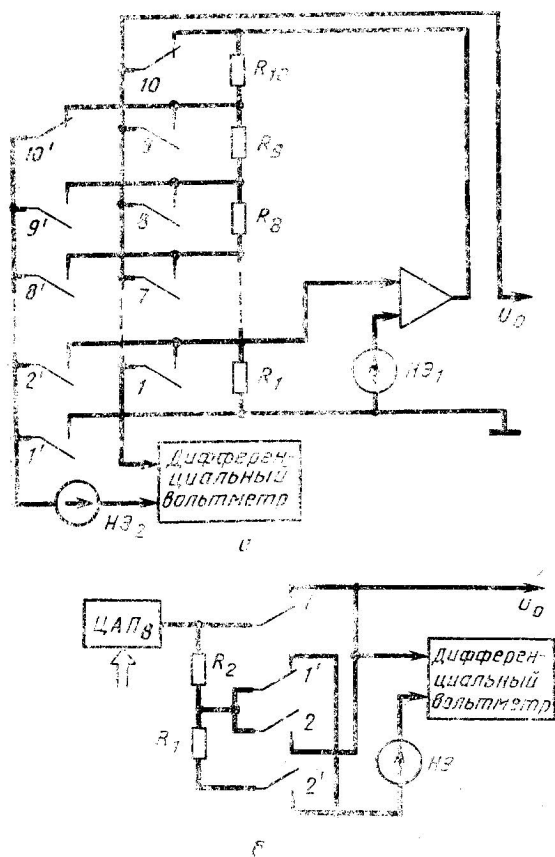


Рис. 6.1. Применение мер отношения для проверки линейности ЦАП₀:

а — с десятичным делителем; б — с двоичным делителем

Полученные данные и результаты калибровки меры по (6.1) позволяют легко рассчитать погрешность линейности ЦАП.

При использовании меры отношений второго типа также вначале производится ее самокалибровка. Для этого на делитель подается выходное напряжение U_0 вспомогательного ЦАП_в; плечи делителя поочередно подключаются к дифференциальному вольтметру и опорному элементу НЭ. Опорное напряжение $U_{НЭ}$ должно быть примерно равно $0,5 U_0$.

Измеренные разности Δ_1 и Δ_2 позволяют определить действительный коэффициент деления:

$$K_d = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\Delta_1 - \Delta_2}{2U_{H3}} \right).$$

Затем «откалиброванная» мера может быть использована для проверки линейности ЦАП с двоично-взвешенными разрядами.

На первом этапе проверяется соблюдение принципа суперпозиции при суммировании напряжений разрядов ЦАП:

$$(U_{\Sigma, j+1} + U_j) - U_{\Sigma, j} \leq \Delta_k, \quad (6.2)$$

где U_j — выходное напряжение ЦАП при включении j -го разряда входного кода при общем числе разрядов n ; $U_{\Sigma, j}$ — напряжение при включении суммы всех разрядов от n -го до j -го включительно ($j=1$ для старшего разряда); Δ_k — критерий, выбираемый на основании анализа погрешностей измерения.

Проверка осуществляется путем измерения разностей:

$$\Delta_1^* = U_{\Sigma, j+1} - U_0 K_d;$$

$$\Delta_2^* = U_j - U_0 K_d;$$

$$\Delta_3^* = U_{\Sigma, j} - U_0.$$

Получаемые отсюда значения $U_{\Sigma, j+1}$, U_j , $U_{\Sigma, j}$ подставляются в (6.2): $\Delta_1^* + \Delta_2^* - \Delta_3^* + U_0 (2K_d - 1) \leq \Delta_k$.

Опорное напряжение формируется вспомогательным ЦАП на каждом шаге проверки из условия приблизительного равенства напряжению $U_{\Sigma, j}$.

Если анализ схемных решений и экспериментальные исследования особенностей характеристики преобразования ЦАП позволяют сделать заключение о достаточно точном соблюдении принципа суперпозиции при формировании выходных сигналов, то на втором этапе определяются отклонения Δ_j действительных значений напряжений каждого разряда от идеальных, вычисленных по формуле:

$$U_j^0 = \frac{U_{\Sigma, 1} \left(1 + \frac{1}{2^n} \right)}{2^j}.$$

Совокупность полученных значений Δ_j позволяет вычислить погрешность линейности для любой точки характеристики преобразования и, при необходимости, вносить соответствующие поправки в результаты измерений, проводимых с помощью ЦАП.

Практически достигаемые погрешности измерений определяются рядом факторов: стабильностью сопротивлений резисторов, использованных в делителях; стабильностью опорных источников напряжения; чувствительностью дифференциального вольтметра; дрейфом напряжения входного смещения операционного усилителя.

Реализация потенциальных (предельных) возможностей метода самокалибровки меры отношения может быть осуществлена путем автоматизации этого процесса и максимального использования машинных методов обработки результатов измерений. Это позволяет уменьшить время самокалибровки до нескольких минут и даже секунд, сократить межповерочный интервал, исключить юстировочные элементы и снизить требования к стабильности элементов измерительных цепей, уменьшить случайную составляющую погрешности и использовать результаты измерений для последующего введения поправок.

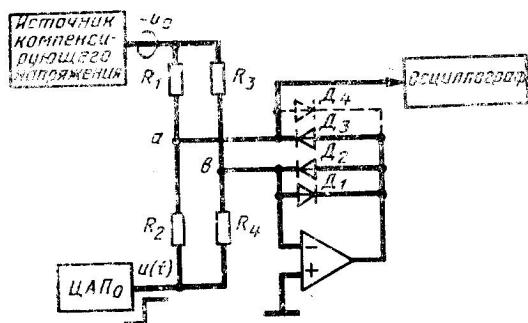


Рис. 6.2. Устройство для определения времени установления ЦАП₀ осциллографическим методом

Рассмотренные методы могут дополнять друг друга при детальном исследовании нелинейности прецизионных ЦАП — калибраторов.

Устройство для измерения времени установления прецизионных ЦАП. На рис. 6.2 показана схема устройства, позволяющего исследовать продолжительность и характер переходного процесса на выходе ЦАП (калибратора) при смене входного кода [30]. Предполагается, что $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_4$. При $u(t) - u_0 < 0$ открыты диоды D_2 , D_3 , и средние точки a и $в$ делителей R_1 , R_2 и R_3 , R_4 потенциально заземлены. При $u(t) - u_0 > 0$ диоды D_2 , D_3 запираются, а диод D_1 открывается. В результате точка $в$ остается потенциальной заземленной, а в точке a появляется напряжение $u^*(t) = 1/2 [u(t) - u_0]$, которое можно наблюдать и измерять осциллографом. Для предупреждения перегрузки осциллографа может устанавливаться диод D_4 , однако его характеристика должна быть смещена на значение, равное выбранному диапазону осциллографа по напряжению. Отношения сопротивлений резисторов R_1/R_2 и R_3/R_4 должны сохраняться при изменении падений напряжения на них в процессе измерения. На рис. 6.3 показана схема устройства для измерения процесса установления $u(t)$ на основе усилителя-ограничителя и стробируемого компаратора. Разность компенсирующего напряжения и выходного напряжения ЦАП подается на вход усилителя [28].

Коэффициент усиления R_2/R_1 реализуется, когда $|R_2/R_1 [U(t) -$

$-U_0$]] меньше чем напряжение смещения перехода ограничивающих диодов D_1 и D_2 в цепи обратной связи усилителя A_1 . Благодаря предварительному усилению разностного сигнала $u(t) - u_0$ требования к характеристикам стробируемого компаратора относительно легко удовлетворяются. Точность измерений определяется аддитивной погрешностью схемы компенсации и формирования разностного сигнала, равного на входе стробируемого компаратора $R_2/R_1 [u(t) - u_0]$.

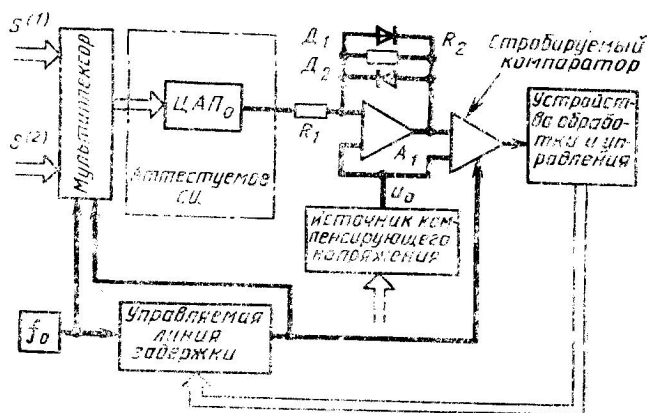


Рис. 6.3. Структурная схема установки для определения времени установления прецизионных ЦАП₀ (калибраторов)

Заметим, что здесь, как и в предыдущем устройстве, операционный усилитель всегда работает в линейном режиме. Это позволяет легко исследовать свойства усилителя и достоверно оценить его вклад в указанную аддитивную погрешность.

Рассмотренное устройство имеет еще то дополнительное преимущество, что не надо предъявлять жестких требований к стабильности резисторов R_1 и R_2 .

Применение стробируемого компаратора позволяет автоматизировать процесс измерений. Поскольку может возникнуть необходимость измерения времени установления ЦАП₀ при смене любого кода на любой другой код, то в устройстве предусмотрен мультиплексор. Момент перехода от некоторого начального кода $S^{(1)}$ к коду исследуемого уровня $S^{(2)}$ задается генератором опорных импульсов f_0 ; обратный переход производится по импульсу опроса стробируемого компаратора. Перед измерением времени установления $\tau_{уст}$ на источнике компенсирующего напряжения устанавливается значение $S^{(1)} q_0 - \Delta_{оп}$.

Для измерения $\tau_{уст}$ может использоваться так называемый «алгоритм обратного приближения», при котором первоначально устанавливается задержка строб-импульса, задаваемого большой $\tau_{уст}$, и в момент опроса компаратора сигнал ЦАП₀ попадает в

зоне допуска. На выходе компаратора формируется сигнал «0». Затем задержка с каждым импульсом генератора уменьшается на заданное значение до тех пор, пока на выходе компаратора не появится сигнал «1», означающий, что выходное напряжение ЦАП находится вне зоны допуска. Значение задержки строб-импульса, при котором происходит это событие, рассматривается как оценка времени установления ЦАП, $-\tau_{уст}$. Возможны и другие алгоритмы определения $\tau_{уст}$.

6.2. ДИНАМИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Анализ методов исследования метрологических свойств АЦП в динамическом режиме (гл. 4), показывает, что могут использоваться следующие виды испытательных сигналов:

- синусоидальный сигнал без привязки по фазе $x_0(t) = X_{m0} \cdot \sin \omega t$;
- синусоидальный сигнал с точным заданием фазы $x_0(t) = X_{m0} \times \sin \omega(t - t_0)$;
- произвольный сигнал с известными мгновенными значениями $x_0(t - t_0)$;
- случайный сигнал с заданными распределениями мгновенных значений и скоростей изменения $p(x_0)$, $p(dx_0/dt)$;
- линейно изменяющийся сигнал $x_0(t) = A(t - t_0) - A_0$;
- ступенчатый сигнал $x_0(t) = A \cdot 1(t - t_0)$.

Аттестация генераторов синусоидального сигнала без привязки по фазе (без импульсного выхода, сигнал которого обеспечивает запуск исследуемого АЦП при заданной фазе синусоидального сигнала) может быть проведена с помощью образцовых средств измерений, заимствованных из проверочной схемы для электрических измерений на переменном токе.

При аттестации генераторов синусоидального сигнала с точным заданием фазы возможны два пути. Первый (расчетно-экспериментальный) предполагает определение положения фазового импульса по отношению к моменту пересечения выходным синусоидальным сигналом нулевого уровня (методы фазометрии). Погрешность, с которой может быть задано мгновенное значение сигнала, рассчитывается по действующему значению сигнала и коэффициенту гармоник, определяемых известными методами. Второй путь (экспериментальный) связан с измерением мгновенных значений синусоидального сигнала при различных положениях сигнала фазы. В этом случае требуется АЦП с нормированным значением погрешности датирования отсчета.

Аттестация генератора случайных сигналов даже по параметрам статистических характеристик может быть также проведена, по-видимому, только экспериментальными методами с использованием образцовых компараторов или АЦП.

При аттестации генераторов линейно изменяющегося сигнала должен применяться экспериментальный метод с использованием компаратора с известными погрешностью и временем срабатывания, регулируемой меры тока или напряжения, а также измерите-

для временных интервалов, позволяющего определить действительный момент t_i достижения сигналом $x(t)$ некоторого заданного уровня (в том числе 0 и x_m).

Процесс аттестации генераторов ступенчатого сигнала аналогичен процессу аттестации ЦАП — калибраторов постоянного тока по времени установления и форме переходного процесса. Для экспериментальных исследований генераторов требуется быстродействующие компараторы или специальные измерители мгновенных значений с высокой разрешающей способностью по времени.

Таким образом, в большинстве случаев при аттестации генераторов испытательных сигналов должны быть решены две задачи: измерения интервалов времени (1-я) и измерения мгновенного значения сигнала в заданный момент времени (2-я). Первая задача решается без особого труда на основе существующих средств измерения времени (в том числе коротких интервалов времени). Для решения второй задачи требуется АЦП или компараторы с нормированной погрешностью датирования отсчетов. Для их аттестации в свою очередь могут потребоваться генераторы испытательных сигналов с повышенными характеристиками. Возникающий замкнутый круг может быть разорван, если АЦП или генератор аттестовать по погрешности измерения или задания мгновенного значения, используя только существующие средства измерения времени и напряжения (или тока). Этому условию удовлетворяет упомянутый выше подход к аттестации генератора синусоидального сигнала с установкой фазы. Однако достижимая при этом точность во многих случаях недостаточна, не говоря о том, что с помощью генератора испытательного сигнала какого-либо одного вида не могут быть решены все вопросы поверки и испытаний АЦП.

В общем случае для средств динамических измерений, к которым относятся и большинство АЦП, необходимо построение специальных поверочных схем — определенной иерархии технических средств передачи размеров двух физических величин — напряжения (или тока) и времени.

Два варианта построения поверочных схем для АЦП: на основе источника сигнала с известными мгновенными значениями и на основе измерителя мгновенных значений сигнала в качестве исходных средств показаны на рис. 6.4. Аттестация любого исходного средства должна производиться расчетно-экспериментальным путем с независимой передачей размера вольты и секунды.

Ниже рассматриваются примеры построения исходных средств указанного типа.

Генератор испытательных сигналов для определения погрешности датирования отсчетов АЦП [18]. Сравнение методов определения погрешности датирования отсчетов показывает, что использование составного сигнала вида $x_0(t) = x_0 + \alpha X_{m0} \sin \omega t$; $\alpha = \{1, 0\}$ позволяет сравнительно легко удовлетворять требованиям, предъявляемые к исходным средствам. Вводя или снимая переменную составляющую сигнала, можно исключить некоторые виды

погрешностей. Привязка к поверочным схемам для напряжения постоянного и переменного тока может быть проведена отдельно.

Генератор имеет два основных канала — канал формирования составного испытательного сигнала и канал импульсов запуска (рис. 6.5). Общий для каналов является задающий генератор, что обеспечивает точную синхронизацию сигналов на обоих выходах устройства. Сигнал генератора типа меандра управляет быстродействующим ключом, с помощью которого формируется прямоугольный сигнал заданной амплитуды. Отфильтрованная основная гармоника сигнала подается через ключ на сумматор. На

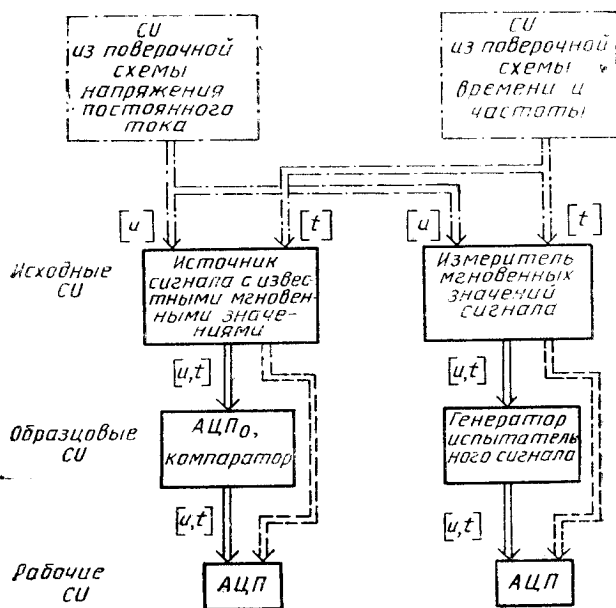


Рис. 6.4. Схема передачи размеров физических величин АЦП как средством измерения (преобразования) мгновенных значений сигнала

второй вход сумматора поступает постоянный сигнал от прецизионного ЦАП.

Все основные параметры сигналов: x_0 , X_{m0} , фазовый сдвиг могут быть определены независимо. Однако для того, чтобы указать погрешность выходного сигнала в заданный момент времени, необходимо знать погрешности сумматора. Исследование свойств сумматора и расчет погрешностей устройства в целом на основании полученных данных позволяет корректно решить задачу его аттестации.

При фазе синусоидальной составляющей, кратной π , погрешность мгновенного значения сигнала должна определяться в основном погрешностью ЦАП, и погрешностью установки импуль-

са запуска. Общей метрологической характеристикой устройства может служить произведение этих погрешностей ($\Delta x \cdot \Delta t$).

Устройство для измерения мгновенных значений периодических импульсных напряжений [31]. В устройстве применяется компенсационно-осциллографический метод измерения (рис. 6.6, а). При замкнутых контактах 1 и 2 ключа оба входа дифференциального усилителя — ограничителя (ДУО) подключены к источнику компенсирующего напряжения постоянного тока ЦАП₀, и разностный сигнал равен нулю. При этом луч на экране осциллографа прочерчивает «нулевую линию». При другом положении коммутатора

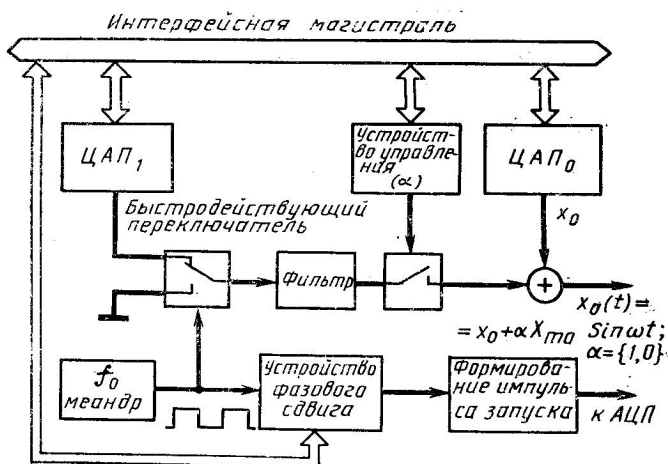


Рис. 6.5. Структурная схема установки для аттестации АЦП по погрешности датирования отсчетов

замкнуты контакты 2 и 3. В этом случае на вход усилителя подается исследуемый сигнал (рис. 6.6, б). Разность между исследуемым и компенсирующим напряжениями усиливается и поступает на осциллограф. Нескомпенсированная часть измеряемого напряжения наблюдается на экране осциллографа как отклонение луча от нулевой линии. Частота переключения ключа задается устройством управления и выбирается не слишком низкой для того, чтобы на экране осциллографа можно было наблюдать одновременно обе линии — линию разностного сигнала и нулевую; это позволяет практически исключить погрешность нестабильности нуля усилителя и осциллографа.

При измерении компенсирующее напряжение изменяется до совмещения измеряемой точки разностного сигнала с нулевой линией (рис. 6.6, в). Мгновенное значение исследуемого сигнала в этой точке определяется по показанию вольтметра, измеряющего компенсирующее напряжение, время — по показаниям линии задержки.

Достаточно высокая чувствительность достигается благодаря усилению разностного сигнала. Влияние перегрузок осциллографа устранено ограничением разностного сигнала в усилителе. В качестве ключа можно использовать герметизированное реле с

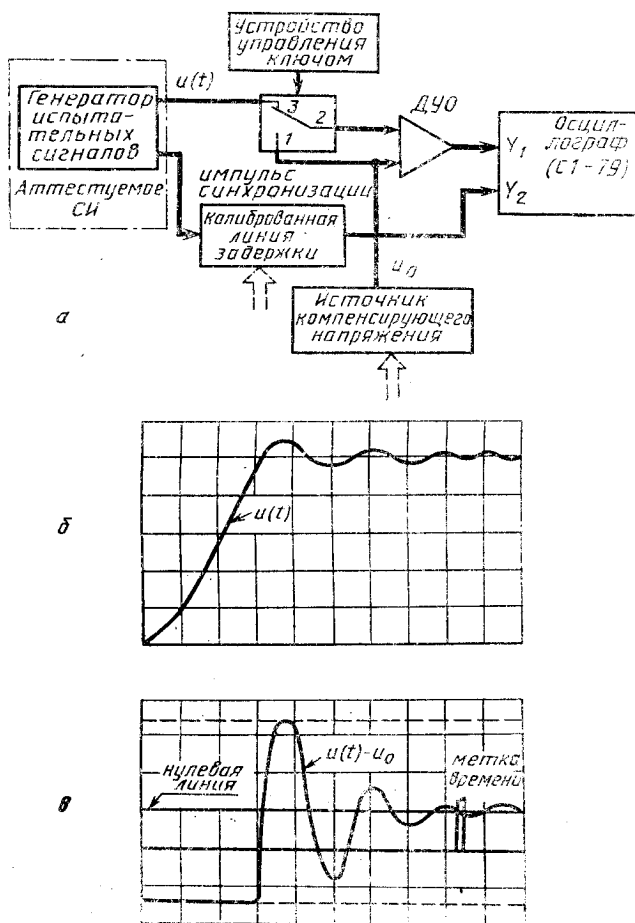


Рис. 6.6. Устройство для аттестации генераторов испытательного сигнала:

а—структурная схема; б—сигнал генератора; в—осциллограмма разностного напряжения

магнитоуправляемыми контактами, малые остаточные сопротивления и паразитные емкости которого не вносят дополнительной погрешности.

При аттестации устройства погрешности линии задержки и источника компенсирующего напряжения определяются незави-

симо. Погрешность измерения мгновенных значений может быть оценена, как и в предыдущем устройстве, расчетным методом на основании данных исследования характеристик ключа и дифференциального усилителя-ограничителя.

Глава 7

ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ АЦП. ЗАДАЧИ ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ

7.1. ВЫБОР АЦП ПО МЕТРОЛОГИЧЕСКИМ КРИТЕРИЯМ

При сравнении и выборе АЦП для решения какой-либо технической задачи (разработка прибора, построение измерительной системы и т. п.), по-видимому, первое, на что обращает внимание разработчик — это число уровней квантования (или число двоичных разрядов n), так как оно является грубой, но наглядной характеристикой точностных свойств (погрешностей) АЦП. Обычно не менее важно знать быстродействие АЦП. Характеристикой быстродействия для тактируемых АЦП является время преобразования $T_{пр}$, для асинхронных АЦП — время реакции $T_{рс}$. Часто пользуются обратной характеристикой — максимальным числом преобразований в единицу времени $f_{пр} = 1/T_{пр}$ (для асинхронных АЦП $f_{пр} \approx 1/T_{пр}$).

Разрядность n и число преобразований в единицу времени $f_{пр}$ являются характеристиками АЦП, которые определяют методическую погрешность предстоящих измерений — погрешность из-за дискретизации непрерывного процесса по уровню и времени. Значения n и $f_{пр}$ в совокупности определяют возможность применения конкретного типа АЦП для преобразования данного класса входных сигналов. На рис. 7.1 приведены требования к АЦП для основных областей применения [32]. Значение $n \lg f_{пр}$ можно использовать как общую характеристику уровня развития АЦП в целом или в отдельной области применения.

При использовании АЦП в канале некоторой системы (например, телеизмерительной системы) должно соблюдаться условие

$$n \cdot f_{пр} \leq C, \quad (7.1)$$

где C — пропускная способность канала передачи данных, бит/с. При наличии ограничения (7.1) выбор n и $f_{пр}$ должен производиться на основе решения задачи оптимизации некоторой целе-

вой функции $E(f_{\text{пр}}, C)$. Значение $f_{\text{пр}}$ (а следовательно и n) находится из уравнения

$$\frac{\partial E(f_{\text{пр}}, C)}{\partial f_{\text{пр}}} = 0.$$

В измерительных системах с временным разделением каналов АЦП предшествует коммутатор. При этом время, отводимое на опрос одного канала, может оказаться ограниченным некоторой величиной T_k . В этом случае для выбора АЦП недостаточно знать $T_{\text{пр}}$. Необходимо использовать такие характеристики быстродействия АЦП, как время задержки запуска $T_{\text{зз}}$ или время реакции $T_{\text{рс}}$. Должно выполняться одно из неравенств:

$$\begin{aligned} T_{\text{зз}} &\leq T_k; \\ T_{\text{рс}} &\leq T_k; \\ T_{\text{зз}} + T_{\text{пр}} &\leq T_k. \end{aligned}$$

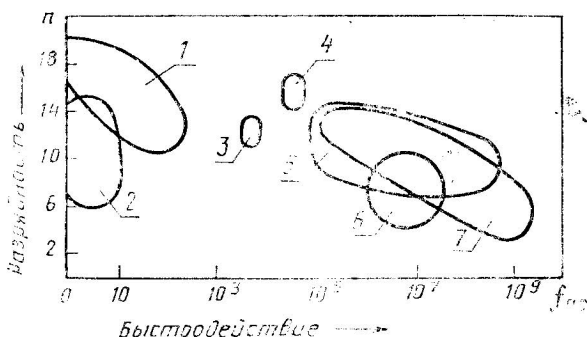


Рис. 7.1. Требования к характеристикам АЦП, изменяемых в различных областях:

1—цифровые мультиметры; 2—АСУ ТП; 3—устройства обработки сигналов речи; 4—высококачественное звуковое воспроизведение; 5—радарные системы; 6—обработка видеосигналов; 7—регистрация переходных процессов

Первое неравенство относится к стробируемым АЦП параллельного типа, второе — к асинхронным и следящим АЦП (не имеющих внешнего запуска) и, наконец, третье — к тактируемым АЦП (в том числе к АЦП с АЗУ).

Помимо обеспечения необходимой разрядности и быстродействия выбираемые АЦП должны отвечать динамическому диапазону проектируемой системы или заданному для нее отношению сигнал/шум. Если не принимать во внимание соотношение между шумом квантования преобразователя и другими шумами системы, то в результате можно получить неудовлетворительный динамический диапазон [33].

В случае идеализированной системы, т. е. такой, на которую не воздействуют ни внутренние, ни внешние источники шумов, со-

отношение сигнал/шум определяется по формуле $\rho_0 = 10 \log_{10} D_x / D_q$, где D_x — мощность (дисперсия) полезного сигнала, $D_q = q^2/12$ — мощность (дисперсия) шума квантования.

Отношение сигнал/шум для реальной системы, которая испытывает воздействие как внутренних, так и внешних источников аддитивного шума, определяется следующим образом:

$$\rho = 10 \log_{10} \frac{D_x}{D_q + D_{x_{ш}}}, \quad (7.2)$$

где $D_{x_{ш}}$ — мощность шума в канале системы до квантователя АЦП.

Шум квантования можно, естественно, снижать, увеличивая разрядность АЦП, однако практические ограничения (например, стоимость, трудность технической реализации) часто не позволяют сделать это. В любом случае, если отношение сигнал/шум начинает определяться в основном $D_{x_{ш}}$, нет никакого смысла в дальнейшем уменьшении D_q . В этом заключается еще одно практическое ограничение на разрядность преобразователя, выбираемого для конкретного применения.

С другой стороны при снижении $D_{x_{ш}}$ также приходится считаться с техническими и экономическими ограничениями. Следовательно, снижая шумы каждого из этих двух источников, необходимо найти некоторое оптимальное их соотношение.

Пусть $\sqrt{D_{x_{ш}}} = k \sqrt{D_q}$, тогда выражение (7.2) записывается в виде

$$\rho = 10 \log_{10} \frac{D_x}{(k^2 + 1) D_q}. \quad (7.3)$$

Здесь k представляет собой отношение среднего квадратического значения шума в аналоговом тракте системы к среднему квадратическому значению шума квантования. Дальнейшее упрощение уравнения (7.3) связано с нормализацией сигнала $x(t)$, который

можно выразить в относительных единицах. Обозначив $\frac{\sqrt{D_x}}{q} = 2^n - 1$, получаем

$$\rho = 10 \log_{10} \frac{12(2^n - 1)^2}{k^2 + 1}. \quad (7.4)$$

График, показанный на рис. 7.2, а, построен на основе уравнения (7.4), в котором k рассматривается в качестве параметра. С помощью этого графика при заданном отношении сигнал/шум и принятом значении k можно определить требования к разрядности используемого в системе преобразователя.

График (рис. 7.2, б) представляет собой нормализованную кривую, которая показывает ухудшение динамического диапазона системы с АЦП заданной разрядности при увеличении k . При значениях k , находящихся в диапазоне от 0 до 1, динамический диапазон изменяется незначительно. При значении k , равном 1,

которое соответствует «колену» кривой, начинается резкое ухудшение динамического диапазона.

Выбор АЦП по погрешности датирования отсчетов [34]. Для разработчика важно знать, какая погрешность датирования отсчетов (τ_d) допустима для того, чтобы погрешность преобразова-

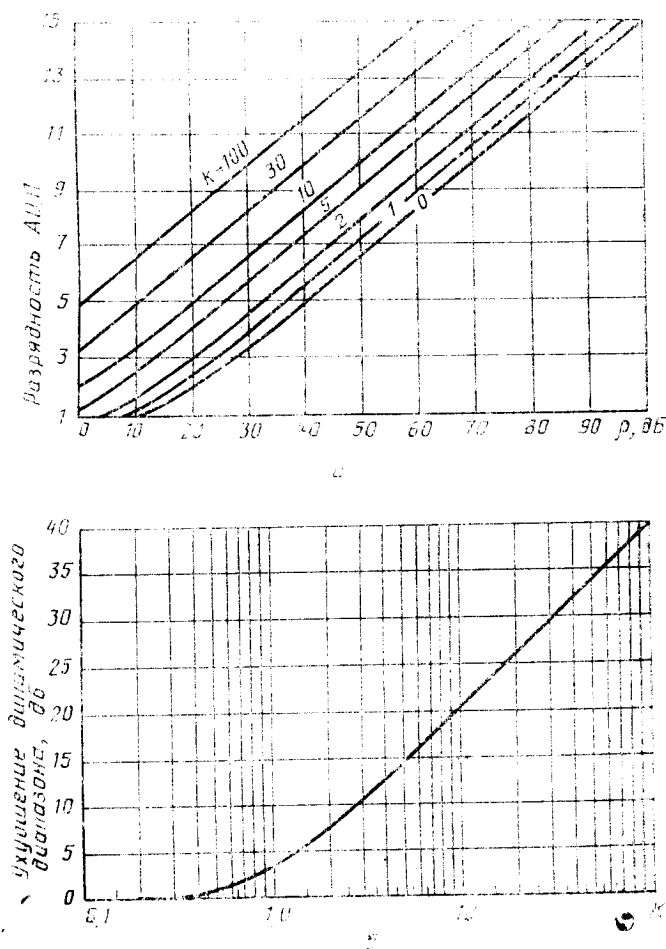
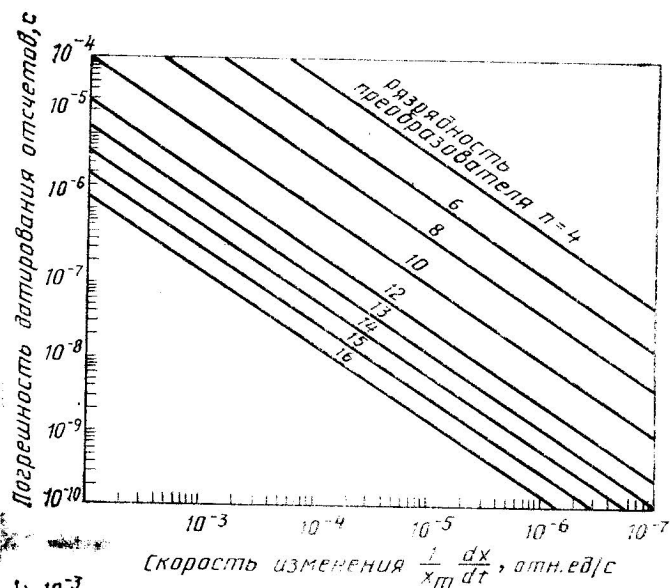


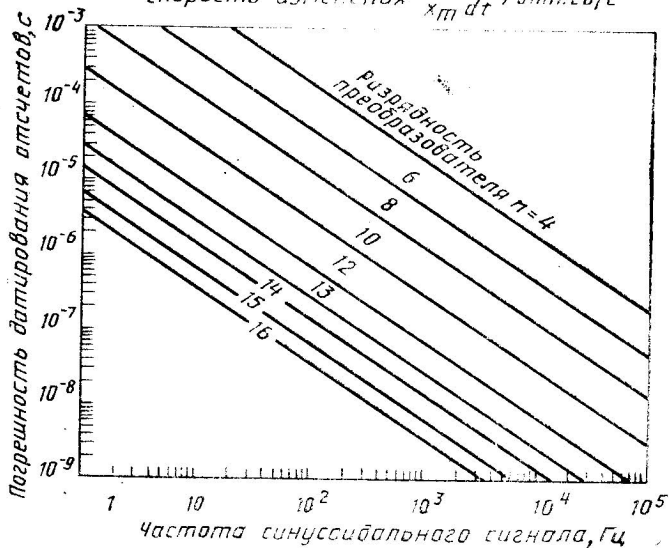
Рис. 7.2. Графики для выбора АЦП

ния оказалась в пределах, определяемых разрядностью используемого АЦП. На рис. 7.3 приведены графики, которые дают возможность определить максимальное значение погрешности датирования отсчетов, при котором динамическая погрешность преобразования при использовании АЦП заданной разрядности не пре-

высит шага квантования q . На графике 7.3, а представлена зависимость погрешности датирования в функции нормализованной скорости изменения входного сигнала $1/x_m \cdot dx/dt$, а на графике 7.3, б — в функции частоты синусоидального сигнала, амплитуда которого равна 0,5 диапазона АЦП. Если допускаемую погреш-



а



б

Рис. 7.3. Графики для выбора АЦП по погрешности датирования отсчетов

ность преобразования взять $2q$, то погрешность датирования отсчетов, полученная по графикам, должна быть увеличена вдвое и т. д.

7.2. ОЦЕНИВАНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

Оценивание погрешностей результатов измерений производится на основании сведений о метрологических характеристиках средств измерений. При этом одной из наиболее специфичных задач является оценивание динамических погрешностей. Рассмотрим некоторые способы ее решения.

АЦП с нормированными граничными значениями погрешности датирования отсчетов $\tau_{d \min}, \tau_{d \max}$ [35]. Предположим, что преобразованию подвергается стационарный случайный сигнал $x(t)$ со спектральной плотностью мощности $S_x(\omega)$ и соответствующей корреляционной функцией $R(\tau)$. При условии стационарности исследуемого процесса постоянный временной сдвиг моментов взятия отсчетов не имеет значения, и максимально возможное значение погрешности в любой момент времени можно вычислить по формуле $\Delta_d = x(t) - x(t + \Delta\tau_d)$, где $\Delta\tau_d = \tau_{d \max} - \tau_{d \min}$.

Дисперсия динамической погрешности

$$\sigma_{\Delta_d}^2 = 2\sigma_x^2 \left[1 - \frac{R(\Delta\tau_d)}{\sigma_x^2} \right]. \quad (7.5)$$

Для сигнала с равномерным спектром, имеющим верхнюю частоту $F_{\text{гр}}$ и спектральную плотность мощности $\sigma_x^2/2F_{\text{гр}}$, выражение (7.5) преобразуется к виду

$$\sigma_{\Delta_d}^2 = 2\sigma_x^2 \left(1 - \frac{\sin 2\pi F_{\text{гр}} \Delta\tau_d}{2\pi F_{\text{гр}} \Delta\tau_d} \right). \quad (7.6)$$

На практике обычно выполняется неравенство $2\pi F_{\text{гр}} \Delta\tau_d \ll 1$; в этом случае формула (7.6) упрощается

$$\sigma_{\Delta_d}^2 = \frac{\sigma_x^2}{3} 2\pi F_{\text{гр}} \Delta\tau_d. \quad (7.7)$$

Проводя аналогичные выкладки для сигнала с линейно-спадающим спектром и для сигнала с нормальным спектром (для которого соблюдается условие $1/\sigma_x^2 \cdot \int_0^{2\pi F_{\text{гр}}} S_x(\omega) d\omega = 0,05$, получаем следующее соотношение:

$$\sigma_{\Delta_d}^2 : \sigma_{\Delta_d(1)}^2 : \sigma_{\Delta_d(2)}^2 = 3:2:1. \quad (7.8)$$

Здесь $\sigma_{\Delta_d(1)}^2$ — дисперсия динамической погрешности для сигнала с линейно-спадающим спектром; $\sigma_{\Delta_d(2)}^2$ — дисперсия динамической погрешности для сигнала с нормальным спектром. На основании выражений (7.7) и (7.8) построена номограмма, приведенная на

рис. 7.4. Номограмма позволяет оценить относительную динамическую погрешность преобразования сигнала для трех указанных видов спектра. Для получения числового значения погрешности проводится прямая, соединяющая известные значения $F_{гр}$ и $\Delta\tau_d$. Точка пересечения данной прямой со шкалой II номограммы да-

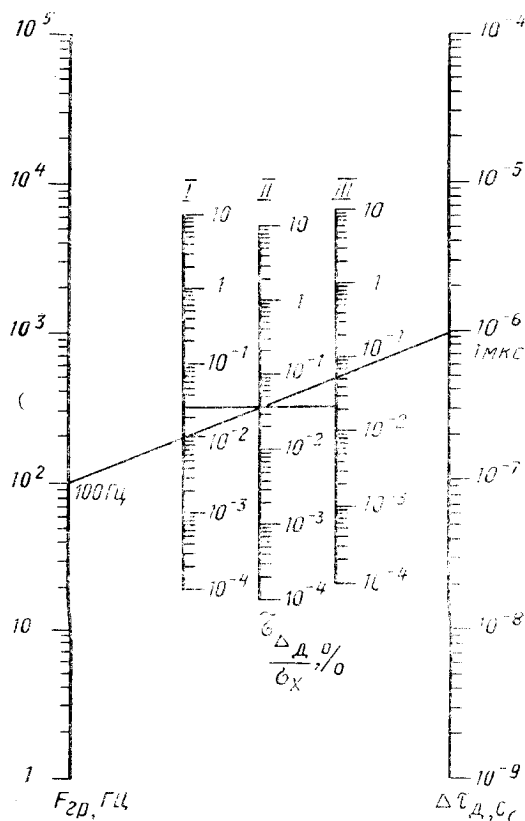


Рис. 7.4. Номограмма для оценки динамической погрешности канала системы при исследовании случайных сигналов

ет отношение (в процентах) среднего квадратического значения динамической погрешности к среднему квадратическому значению сигнала с равномерным спектром. Определение аналогичных отношений для сигналов с линейно спадающим и нормальным спектром производится путем проведения горизонтальной прямой до пересечения со шкалами I и III. Для примера предположим, что сигнал с равномерным спектром, имеющим $F_{гр} = 100$ Гц, преобразуется АЦП с разбросом погрешностей датирования отсчетов $\Delta\tau_d = 1$ мкс. Соединяя прямой линией соответствующие точки, на пересечении со шкалой II получаем оценку $\tilde{\sigma}_{\Delta_d} / \sigma_x = 0,035\%$ (см.

рис. 7.4). При тех же условиях для сигналов с линейно спадающим и нормальным спектром $\tilde{\sigma}_{\Delta_d^{(1)}}/\sigma_{x'} = 0,025\%$, $\tilde{\sigma}_{\Delta_d^{(2)}} = 0,02\%$. При заданных условиях эксперимента $(F_{гр}, \sigma_{\Delta_d}/\sigma_{x'})$ номограмма может быть использована также для определения требований к АЦП в части погрешности датирования отсчетов.

АЦП с нормированной случайной составляющей погрешности датирования отсчетов. Пусть, как и выше, преобразуемый сигнал может быть описан с помощью модели в виде стационарного случайного процесса. Для АЦП задано предельное значение $(\sigma_{\tau_{дп}})$ среднего квадратического отклонения погрешности датирования отсчетов, что обычно основано на более полных данных о вероятностных характеристиках τ_d , чем только знание граничных значений $\tau_{d\min}$, $\tau_{d\max}$. Полагая, что погрешность датирования любого отсчета не зависит от скорости изменения сигнала $x'(t)$, на основании (1.56) можно записать $\sigma_{\Delta_d} = \sigma_{x'} \cdot \sigma_{\tau_d}$.

Отсюда оценка динамической погрешности $\tilde{\sigma}_{\Delta_d} = \sigma_{x'} \cdot \sigma_{\tau_{дп}}$. Значение $\sigma_{x'}$ может быть вычислено, если имеется возможность вычислить или измерить значения $x'(t_j)$, $j = \overline{1, k}$ для последовательности отсчетов, полученных при преобразовании реализации случайного сигнала. Если априори известен энергетический спектр сигнала $S_x(\omega)$, значение $\sigma_{x'}$ может быть найдено по формуле

$$\sigma_{x'} = \sqrt{\int_0^{\infty} \omega^2 S_x(\omega) d\omega}.$$

Процедура оценивания погрешности результатов измерений в общем случае не ограничивается получением оценки динамической погрешности; должна быть учтена, как случайная величина, погрешность квантования и статические погрешности средства измерений. Рассмотрение этих вопросов выходит за рамки данной книги.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Хургин Я. И., Яковлев В. П. Фinitные функции в физике и технике — М.: Наука, 1971, 408 с.
2. Рехин Е. И., Глушковский М. Е. Измерение однократных сигналов в современной ядерной физике. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 96 с.
3. Островерхов В. В. Динамические характеристики АЦП. — Л.: Энергоиздат, 1979, 176 с.
4. Emmert G., Navratil E., Parzefall F., Rydval P. A versatile Bipolar Monolithic G Bit A/D Converter for 100 MHz Sample Frequency // IEEE Journal of Solid-State Circuits. — 1980, vol. SC—15, N 6, p. 1030—1032.
5. Методический материал по применению ГОСТ 8.009—84 «ГСИ. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений» // ГСИ. Нормирование и использование метрологических характеристик средств измерений: Нормативно-технические документы. — М.: Изд-во стандартов, 1985, с. 45—132.
6. Вострокнутов Н. Н. Испытания и поверка цифровых устройств. — М.: Изд-во стандартов, 1977, 140 с.
7. Брагин А. А., Коновалов В. И., Семенюк А. Л. Нормирование динамических характеристик быстродействующих АЦП // Измерительная техника, 1981, № 6, с. 16—18.
8. Брагин А. А., Семенюк А. Л. Основные проблемы метрологического обеспечения динамических измерений в информационно-измерительных системах // Метрологическое обеспечение динамических измерений в информационно-измерительных системах: Сб. науч. тр. — Львов: ВНИИМИУС, 1981, с. 3—19.
9. Шлыков Г. П. Аппаратурное определение погрешностей цифровых приборов. — М.: Энергоатомиздат, 1984, 128 с.
10. Устройство контроля и исследования АЦП / Шлыков Г. П., Белова Т. Л., Кутыркин С. В. и др. // Приборы и системы управления, 1980, № 3. С. 22—23.
11. Немировский А. С. Вероятностные методы в измерительной технике. — М.: Изд-во стандартов, 1964, 312 с.
12. Долинов С. Н., Тетивко О. П. Оценка погрешностей средств измерений при поверке // Измерительная техника, 1984, № 10, с. 3.
13. Лисенков А. И. Метод выбора поверяемых отметок // Измерительная техника, 1981, № 4, с. 14—15.
14. Каргашева А. Н. Достоверность измерений и критерии качества испытаний приборов. — М.: Изд-во стандартов, 1967, 158 с.
15. Шлыков Г. П. Поиск контролируемых точек в диапазоне преобразований АЦП и ЦАП // Методы и аппаратура экспериментального исследования аналого-цифровых преобразователей: Сборник. — Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 1984, с. 3—8.
16. Zimmer M. Testen Schneller Analog / Digital-Umsetzermir Tishrechnern // Elektronik, 1979, N. 20, s. 61—66.
17. Власенко Г. И. Теория восстановления сигналов. — М.: Сов. радио, 1979, 272 с.
18. Брагин А. А., Средин И. Г. Установка для определения апертурного времени быстродействующих аналого-цифровых преобразователей // Метрологическое обеспечение динамических измерений в информационно-измерительных системах: Сб. науч. тр. — Львов: ВНИИМИУС, 1981, с. 72—77.
19. Бакиров А. А., Запко А. И., Зильберман Г. А., Коновалов В. И. Расчетное и экспериментальное определение погрешности АЦП в динамическом режиме при преобразовании случайных сигналов // Цифровая информационно-измерительная техника: Межвуз. сб. науч. тр. — Пенза: Пензенский политехнический ин-т, 1984, вып. 14, с. 65—69.
20. Ломтев Е. А., Прозоров Ю. П., Жмакин А. А. Способ определения погрешности АЦП в динамическом режиме // Цифровая информационно-измерительная техника: Межвуз. сб. науч. тр. — Пенза: Пензенский политехнический ин-т, 1984, вып. 14, с. 100—104.
21. Корсунский А. Я., Орлов С. В. Автоматизированная система для измерения динамической погрешности быстродействующих АЦП // Приборы и системы управления, 1983, № 6, с. 20—21.

22. Нил М., Мьюто А. Динамический контроль аналого-цифровых преобразователей // *Электроника*, 1982, № 4, с. 49—57.
23. Белосмертных В. А., Вьюхин В. Н., Касперович А. Н. Об одном способе экспериментального определения динамических свойств быстродействующих АЦП // *Автометрия*, 1976, № 5, с. 83—87.
24. Gardner K., Story M. A Test Technique for High Speed Sampling Systems // *Elektronik Engineering*, 1982, March, p. 44—51.
25. Souders M., Flash D., Wang T. An Automatic Test Set for the Dynamic Characterization of A/D Converters // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM. — 32, N 1, March 1983, p. 180—186.
26. МИ 1199—86. Методические указания. ГСИ. Калибраторы и преобразователи измерительные цифрового кода в постоянное электрическое напряжение и ток. Методика поверки. — М.: Изд-во стандартов, 1986, 42 с.
27. Tim W. Test A-D Converters Quickly and Efficiently // *Electronic Design*, 1981, October 15, p. 193—198.
28. Дубицкий А. А., Тымчук Г. Л. Трансформатор с объемным витком для гальванического разделения цепей // *Контрольно-измерительная техника: Респ. межвед. науч.-техн. сб.* — Львов: Вища школа. Изд-во при Львов. ун-те, 1976, вып. 19, с. 122—126.
29. Михайлов Г. Х. Аппаратура для исследования и контроля метрологических характеристик цифровых приборов и их узлов // *Измерительная техника*, 1980, № 4, с. 29—30.
30. Брагин А. А., Мизюк Г. Л., Страшкевич А. И. Устройство для измерения времени установления многозарядных цифроаналоговых преобразователей // *Метрологическое обеспечение динамических измерений в ИИС: Сб. науч. тр.* — Львов: ВНИИМИУС, 1984, с. 59—65.
31. Брагин А. А., Мизюк Г. Л., Щербинин Н. И. Устройство для измерения мгновенных периодических импульсных напряжений // *ПТЭ* 1983, № 2, с. 95—96.
32. Bucklen W., Eldon J., Sihirm L., Williams F. H. Understanding the fundamental eases signal-processing tasks. // *EDN*, 1981, 25, N 6, p. 133—144.
33. Тарвер. Графики для выбора аналого-цифровых преобразователей // *Электроника*, 1974, Т. 47, № 4, с. 65—67.
34. Зах. Графики определения времени выборки // *Электроника*, 1975, Т. 48, № 17, с. 54—55.
35. Мясников В. В. Номограмма для определения динамической погрешности аналого-цифрового преобразования случайного сигнала // *Приборы и системы управления*, 1979, № 4, с. 29.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Основные обозначения	5
Глава 1. АЦП как объект метрологического обеспечения	7
1.1. Особенности аналого-цифрового преобразования. Методическая погрешность	7
1.2. Основные типы АЦП. Классификация	19
1.3. Свойства реального АЦП. Обобщенная модель	28
1.4. Описание и исследование метрологических свойств АЦП. Принципы классификации методов исследования	43
1.5. Особенности метрологического обеспечения АЦП	48
Глава 2. Нормирование метрологических характеристик	50
2.1. Принципы нормирования. Группы метрологических характеристик	50
2.2. Статические МХ АЦП	52
2.3. Динамические характеристики АЦП	55
2.4. Регламентация метрологических характеристик АЦП в нормативно-технических документах	59
Глава 3. Экспериментальное исследование метрологических свойств АЦП в статическом режиме	61
3.1. Особенности организации эксперимента	61
3.2. Методы прямого образцового преобразования	62
3.3. Выбор проверяемых (контролируемых) точек	77
3.4. Методики (алгоритмы) определения погрешностей АЦП при исследованиях и поверке (контроле)	86
3.5. Методы обратного образцового преобразования	96
Глава 4. Экспериментальное исследование метрологических свойств АЦП в динамическом режиме	99
4.1. Особенности организации эксперимента	99
4.2. Методы прямого образцового преобразования	101
4.3. Методы обратного образцового преобразования	120
4.4. Методы определения задержки запуска, времени преобразования и времени реакции	123
4.5. Классификация методов определения метрологических характеристик	125
Глава 5. Аппаратура для экспериментальных исследований и испытаний АЦП	129
5.1. Системные требования к средствам измерения и автоматизации	129
5.2. Испытательная система LTS-2010	134
5.3. Автоматизированная установка контроля АЦП и ЦАП (АУК-1)	136
5.4. Установка для испытаний быстродействующих АЦП	138
5.5. Автоматическая испытательная установка для исследования динамических свойств АЦП	140
Глава 6. Аттестация средств измерения параметров АЦП	142
6.1. Квазистатические измерения	142
6.2. Динамические измерения	149
Глава 7. Вопросы применения АЦП. Задачи пользователя	154
7.1. Выбор АЦП по метрологическим критериям	154
7.2. Оценивание погрешностей результатов измерений	159
Список литературы	162