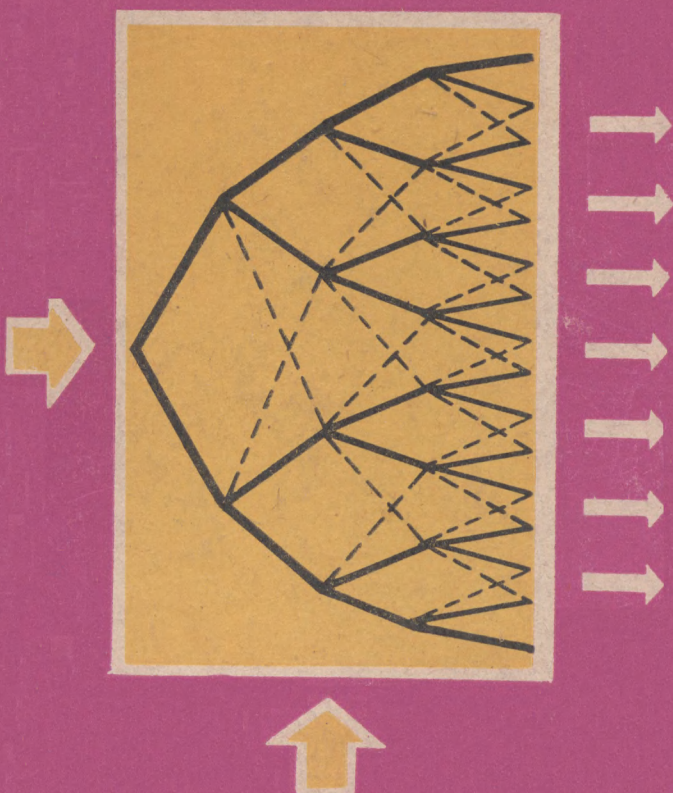


В. В. ОСТРОВЕРХОВ

# Динамические погрешности аналого-цифровых преобразователей



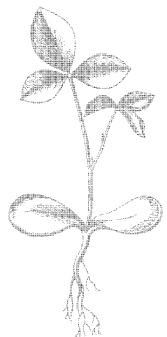
В. В. ОСТРОВЕРХОВ

# Динамические погрешности аналого-цифровых преобразователей



«ЭНЕРГИЯ»

Ленинградское отделение 1975



Scan AAW

6П2.1.082

О-77

УДК 621.317.087.92.088

**Островерхов В. В.**

**О-77** Динамические погрешности аналого-цифровых преобразователей. Л., «Энергия», 1975.

176 с. с ил.

В книге во взаимосвязи рассматриваются основные характеристики аналого-цифровых преобразователей, определяющие динамику аналого-цифрового преобразования: динамические погрешности, быстродействие и частотный спектр кодируемых сигналов.

Большое внимание уделено методам уменьшения динамических погрешностей путем автоматического контроля и коррекции процесса аналого-цифрового преобразования.

Книга предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой и использованием аналого-цифровых преобразователей, а также для широкого круга специалистов по информационно-измерительной технике. Кроме того, книга может быть полезна аспирантам и студентам высших учебных заведений соответствующего профиля.

Рецензент *В. Г. Кнорринг*

© Издательство «Э н е р г и я», 1975

О  $\frac{30502-110}{051(01)-75}$  262-75

6П2.1.082

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Развитие аналого-цифровых преобразователей (АЦП) связано с широким использованием в различных областях народного хозяйства цифровой измерительной и вычислительной техники.

В настоящее время опубликовано много работ, посвященных исследованию различных характеристик аналого-цифровых преобразователей. При этом наибольшее внимание уделялось исследованиям их статических характеристик. Вопросы динамики аналого-цифрового преобразования, и в частности вопросы исследования динамических погрешностей аналого-цифровых преобразователей, еще не нашли достаточно полного освещения.

Отдельные полученные результаты кодирования быстроизменяющихся во времени сигналов и исследований инерционности аналого-цифровых преобразователей не дают возможности в полной мере оценить их динамические свойства и установить взаимосвязь характеристик кодируемых сигналов и самих АЦП.

Большой практический интерес представляет и вопрос автоматической коррекции динамических погрешностей в процессе аналого-цифрового преобразования, решение которого позволяет улучшить динамические свойства аналого-цифровых преобразователей.

В настоящей книге делается попытка восполнить указанные пробелы. В ней анализируется влияние динамических погрешностей на выбор основных параметров параллельно-последовательных аналого-цифровых преобразователей: времени преобразования, числа разрядов, основания системы счисления кода, общей погрешности преобразователя.

Рассматриваются также различные методы уменьшения динамических погрешностей. На основании анализа различных структур аналого-цифровых преобразователей с автоматической коррекцией динамических

погрешностей выделено два основных алгоритма аналого-цифрового преобразования: с последовательной коррекцией и с параллельной коррекцией.

Для этих алгоритмов проведен анализ и получены основные предельные соотношения при коррекции динамических погрешностей от скорости изменения входного сигнала и от переходных процессов.

Подробно, на примерах структур аналого-цифровых преобразователей с максимальным числом ступеней коррекции проводится описание определения аналитических зависимостей динамической погрешности от скорости изменения входного сигнала при использовании метода анализа диаграмм состояний и приведенного в книге математического описания процесса уравнивания. Полученные аналитические зависимости позволяют определить средний квадрат динамической погрешности в зависимости от ширины частотного спектра кодируемого сигнала. Это дает возможность при заданной величине динамической погрешности определить граничную частоту спектра входного сигнала в зависимости от быстродействия преобразователя, дисперсии и вида автокорреляционной функции сигнала.

В заключительной части книги приводится описание ряда конкретных схем аналого-цифровых преобразователей, выполненных с применением элементов микроэлектроники и разработанных при непосредственном участии автора.

Предлагаемая книга — одна из первых работ по динамическим погрешностям аналого-цифровых преобразователей и методам их автоматической коррекции.

Автор выражает глубокую признательность профессорам, д-рам техн. наук А. В. Фремке, В. Б. Смолову, доценту, канд. техн. наук В. К. Шмидту, а также сотрудникам кафедр Вычислительной техники и Информационно-измерительной техники ЛЭТИ имени В. И. Ульянова (Ленина) за ряд ценных замечаний и советов, высказанных при обсуждении отдельных вопросов, затронутых в книге, и при просмотре самой рукописи.

Отзывы и пожелания просьба направлять по адресу: 192041, Ленинград, Марсово поле, д. 1, Ленинградское отделение издательства «Энергия».

*Автор*

## ВВЕДЕНИЕ

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) являются составной частью информационно-измерительных систем, цифровых вычислительных комплексов, предназначенных как для управления, контроля и регулирования производственными процессами, так и для проведения научных исследований.

Вместе с ростом потребности в таких системах и их совершенствованием растут требования к основным параметрам АЦП: быстродействию, точности, входному сопротивлению, уменьшению веса, габаритов, увеличению надежности и т. д.

Тенденция повышения быстродействия АЦП обусловлена как необходимостью кодирования случайных и быстроменяющихся детерминированных непрерывных сигналов с широким частотным спектром, так и возможностью перевода быстродействия в новые качества прибора: повышение точности, сокращение избыточности, проведение предварительной обработки измерительной информации, введение адаптации и т. д.

Методы построения АЦП многообразны. Наибольшее распространение в практике получили методы последовательного счета и поразрядного уравнивания, которые позволяют простым способом реализовать их в конкретной схеме. В таких АЦП технические характеристики целиком определяются параметрами применяемых элементов.

Дальнейшее совершенствование АЦП и улучшение их основных метрологических характеристик в настоящее время проводится в двух направлениях:

- 1) совершенствование отдельных узлов путем применения элементов с более высокими техническими параметрами,
- 2) совершенствование структуры и применение новых алгоритмов.

Первое направление достаточно хорошо изучено, и результаты здесь полностью определяются уровнем развития отраслей, разрабатывающих комплектующие изделия: транзисторы, диоды, микросхемы, прецизионные делители сопротивления и т. д.

Второе направление в последнее время находит все большее развитие и распространение, так как является дальнейшим этапом в развитии техники аналого-цифрового преобразования.

Вопросу повышения быстродействия АЦП путем совершенствования структуры и применения новых алгоритмов посвящено много работ [9, 12, 17, 46, 51, 53], сущность которых сводится к тому, что для обеспечения наибольшего быстродействия АЦП необходима параллельно-последовательная организация процесса аналого-цифрового преобразования. При этом в большинстве работ, за исключением [9, 46, 51], процесс аналого-цифрового преобразования рассматривался без учета инерционных свойств АЦП и влияния их на параметры каждой из рассматриваемых структур. Инерционные свойства АЦП, как и любого измерительного прибора, проявляются в наличии динамических погрешностей. Эти погрешности обусловлены, во-первых, переходными процессами, происходящими в основных узлах АЦП во время преобразования [35, 42, 51], во-вторых, изменением входного сигнала за время преобразования [5, 14, 20].

Величина этих погрешностей зависит от временных параметров используемых элементов, алгоритма аналого-цифрового преобразования и характеристик входного сигнала, например его частотного спектра или скорости изменения. Временные параметры элементов и алгоритмы аналого-цифрового преобразования определяют время одного цикла преобразования, т. е. быстродействие АЦП.

Таким образом, быстродействие АЦП и его точность оказываются связанными между собой и с характеристиками входного сигнала. Уменьшение динамической погрешности каким-либо способом позволяет увеличить быстродействие АЦП и тем самым расширить частотный спектр кодируемых сигналов.

Известно [35, 42, 51], что при заданной величине динамической погрешности, вызванной наличием переход-

ных процессов в отдельных узлах АЦП, имеются возможности повышения быстродействия за счет правильного учета величины переходных процессов на различных этапах аналого-цифрового преобразования. Поэтому необходимо проведение детального анализа различных структур АЦП с учетом инерционных свойств отдельных узлов и выявление зависимостей между отдельными параметрами АЦП.

В настоящее время появились работы [1,2,4,47], в которых тем или иным способом производится уменьшение динамических погрешностей. В этом смысле заслуживают внимания такие алгоритмы аналого-цифрового преобразования, которые позволяют корректировать величину динамической погрешности в процессе самого преобразования [2, 4, 37, 38]. Поэтому разработка практически реализуемых алгоритмов аналого-цифрового преобразования с коррекцией динамической погрешности, выявление наиболее эффективных алгоритмов и определение их основных параметров являются весьма актуальной задачей.

Тесно связанным с этим вопросом является вопрос оценки частотного спектра сигналов, кодируемых АЦП. В основном для оценки частотного спектра [5, 25, 49] сигнала, кодируемого АЦП, пользуются известным неравенством Бернштейна [49], которое позволяет определить максимальную величину динамической погрешности, вызванной изменением сигнала за время измерения при заданной величине частоты среза спектра сигнала. Как отмечено в [12], такая оценка является сильно завышенной и не отражает точно зависимости динамической погрешности и частотного спектра от алгоритма преобразования.

В настоящее время предложено много методов определения динамической погрешности АЦП [14, 19, 20, 26, 27]. Однако все они весьма трудоемки и не позволяют получить с достаточной степенью точности аналитических зависимостей между динамической погрешностью и частотными спектрами кодируемого сигнала для различных алгоритмов аналого-цифрового преобразования. Поэтому разработка методики определения динамической погрешности в зависимости от спектра входного сигнала, кодируемого АЦП как с коррекцией, так и без коррекции, является необходимой и своевременной.



Основным методом анализа динамических погрешностей, принятым в книге, является метод анализа диаграмм состояний [19, 20], который в сочетании с аналитическим методом позволил довольно просто провести все теоретические исследования динамических характеристик АЦП. Эти исследования позволили детально проанализировать влияние динамических погрешностей, обусловленных наличием переходных процессов, на выбор и оценку основных параметров АЦП, получить основные соотношения между параметрами АЦП с автоматической коррекцией динамических погрешностей, дать оценку частотного спектра сигналов, кодируемых АЦП, в зависимости от параметров самого АЦП и характеристик сигнала, а также рассмотреть некоторые специфические вопросы кодирования случайных сигналов.

## Глава первая

# ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

### 1-1. Общие положения. Параллельно-последовательные АЦП

При использовании АЦП в информационно-измерительных системах (многоканальных или одноканальных) для кодирования быстроизменяющихся детерминированных или случайных сигналов с широким частотным спектром с целью измерения их мгновенных значений или с целью ввода данных в ЦВМ для их обработки, а также при использовании АЦП в адаптивных кодирующих приборах для измерения статистических характеристик случайных процессов возникает задача определения и учета характеристик АЦП, определяющих его динамику. Это необходимо для оценки вносимых АЦП погрешностей и оптимального согласования характеристик кодируемых сигналов, АЦП и системы измерений в целом.

В общем случае процесс аналого-цифрового преобразования является нелинейной операцией [19, 20, 23], особенно при поразрядном способе уравнивания измеряемой величины компенсационной. Поэтому динамические свойства АЦП не могут быть охарактеризованы ни частотно-фазовой характеристикой, ни передаточной функцией, т. е. для исследования динамики АЦП нельзя использовать аппарат линейных систем. Для анализа работы АЦП в динамическом режиме необходимо выделить те характеристики, которые определяют динамику процесса аналого-цифрового преобразования и оказывают влияние на качество измерений.

К таким характеристикам можно отнести: динамические погрешности, быстродействие или время преоб-

разования, допустимую скорость изменения или граничную частоту спектра сигнала, кодируемого с заданной точностью.

Эти характеристики взаимосвязаны. Их значения и функциональная взаимосвязь определяются как параметрами и алгоритмом функционирования АЦП, так и характеристиками входных сигналов. Поэтому знание их позволяет не только обеспечить правильное согласование характеристик АЦП и кодируемых сигналов в динамике, но и сравнить между собой различные АЦП, оценить их возможности и эффективность.

Существует большое количество способов аналого-цифрового преобразования и еще большее количество возможных для реализации структур АЦП [12, 46, 51], обладающих теми или иными преимуществами. Поэтому невозможно в объеме одной книги провести детальный анализ динамических свойств всех известных в настоящее время АЦП.

Воспользуемся некоторыми результатами работы [17] для анализа различных способов аналого-цифрового преобразования с целью выявления наиболее быстродействующих структур АЦП и дальнейшего исследования их динамических характеристик. Целью аналого-цифрового преобразования является нахождение цифрового эквивалента аналоговой величины  $u_x$ . При этом форма представления результата преобразования — дискретная, в виде  $N$ -разрядного цифрового кода. Выбранная шкала, единица измерения, система счисления, на основе которой образуется код в процессе преобразования, в основном определяют структуру АЦП.

Для представления аналоговой величины  $u_x$  в виде цифрового эквивалента необходим некоторый набор мер, кратных минимальной величине, равной принятой величине дискретности  $q$ . Пусть  $N$  — набор мер  $a_i$ , которые кратны дискретности  $a_N = q$  и подчинены условию:

$$a_N < a_{N-1} < \dots < a_i < \dots < a_2 < a_1,$$

причем количество каждой из этих мер соответственно равно

$$b_N, b_{N-1}, \dots, b_i, \dots, b_2, b_1.$$

При преобразовании аналоговая величина  $u_x$  с помощью указанных мер может быть представлена в дискретной форме соотношением

$$\sum_{i=1}^N b_{ji} a_i < u_x < \sum_{i=1}^N b_{ji} a_i + a_N, \quad (1-1)$$

где  $b_{ji} = 0, 1, 2, \dots, b_i$ .

Если выбор мер подчинить условию

[illegible]

то в общем виде значение  $i$ -й меры можно представить выражением

$$a_i = a_N \prod_{s=i+1}^N (b_s + 1). \quad (1-3)$$

Максимальное число уровней квантования величины  $u_x$  можно выразить соотношением

$$X_m = \frac{u_{x \max}}{a_N} = \sum_{i=1}^N b_i \prod_{s=i+1}^N (b_s + 1) + 1. \quad (1-4)$$

Меры в  $i$ -м разряде могут формироваться последовательно за  $l_i$  операций и параллельно с помощью  $d_i$  сравнивающих устройств, что в общем виде может быть записано так:

$$b_i = l_i d_i, \quad (1-5)$$

где  $d_i = 1, 2, \dots, b_i$ ,  $l_i = 1, 2, \dots, b_i$ .

Быстродействие АЦП при этом определится количеством последовательных операций  $n$ , необходимых для представления измеряемой величины в  $N$ -разрядном цифровом коде, т. е.

$$n = \sum_{i=1}^N l_i. \quad (1-6)$$

Формулы (1-4), (1-5), (1-6) представляют собой систему уравнений, устанавливающих связь между длиной шкалы преобразователя  $X_m$ , основанием системы счисления  $b_i + 1$ , операциями, выполняемыми при отыскании кодового эквивалента  $l_i$  и  $d_i$ , числом разрядов  $N$  и быстродействием  $n$  АЦП. Эти уравнения предполагают в каждом разряде произвольное формирование кодового значения, т. е. преобразование проводится с различным

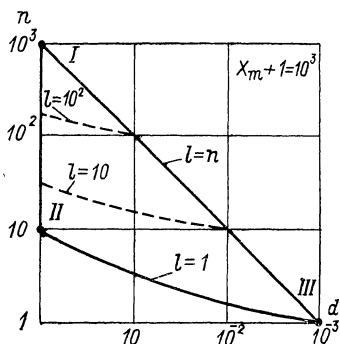


Рис. 1-1. Зависимость числа тактов преобразования от соотношения между количеством проводимых в каждом разряде последовательных и параллельных операций сравнения

основанием счисления. Получаемый при этом код — неоднородный. Если при формировании кодового эквивалента количество используемых мер на каждом этапе преобразования одинаково, т. е.  $b_N = b_{N-1} = \dots = b_1 = b$ , то получаемый при этом код будет однородным. Для таких однородных АЦП система уравнений (1-4), (1-5), (1-6) после преобразований примет вид

$$X_m = P^N - 1, \\ P = dl + 1, \quad n = lN, \quad (1-7)$$

где  $P = b + 1$  — основание системы счисления.

Структуры АЦП, которые описываются этими уравнениями, основываются на двух способах образования кодового знака каждого разряда: последовательного и параллельного сравнения измеренного сигнала с образцовыми мерами. Сравним эти структуры по быстродействию. После преобразований системы (1-7) получим зависимость числа последовательных операций (числа тактов), необходимых для преобразования входного сигнала, от соотношения между количеством проводимых в каждом разряде последовательных и параллельных операций сравнения:

$$n = l \frac{\ln(X_m + 1)}{\ln(dl + 1)}. \quad (1-8)$$

На рис. 1-1 показана эта зависимость для случая  $X_m + 1 = 10^3$ . Вся область возможных сочетаний в АЦП

операций  $n$ ,  $l$ , и  $d$  ограничена точками  $I$ ,  $II$ ,  $III$ , значения параметров в которых характеризуют известные классические методы аналого-цифрового преобразования:  $I$  — метод последовательного счета ( $n = 10^3$ ,  $l = 10^3$ ,  $d = 1$ ),  $II$  — метод поразрядного уравнивания ( $n = 10$ ,  $l = 1$ ,  $d = 1$ ) и  $III$  — метод считывания ( $n = 1$ ,  $l = 1$ ,  $d = 10^3$ ). Из графика видно, что единственный путь увеличения быстродействия АЦП состоит в уменьшении числа последовательных операций за счет организации параллельных операций сравнения в каждом разряде, вплоть до одной параллельной операции на все преобразование. Для таких АЦП зависимость  $n$  от  $d$  на рис. 1-1 определяется кривой между точками  $II$  и  $III$  при  $l = 1$ , т. е. охватывает все структуры от АЦП поразрядного уравнивания до АЦП считывания. В общем случае эти структуры могут иметь различное основание системы счисления в каждом разряде, т. е. могут быть неоднородными. Однако практически это затрудняет дальнейшую обработку результатов преобразования и усложняет АЦП за счет введения при этом элементов дешифрации. Поэтому целесообразно рассматривать только однородные структуры АЦП. Кроме того, введем новый параметр  $m$ , характеризующий число разрядов, определяемых на одном такте преобразования в выбранной однородной системе счисления с основанием  $P$ . Такие структуры АЦП называют параллельно-последовательными. Система уравнений, определяющая основные параметры параллельно-последовательных АЦП, будет иметь вид:

$$\left. \begin{aligned} X_m &= P^N - 1 \text{ или } q = P^{-N}, \\ N &= mn, \\ d &= P^m - 1, \\ n &= -\frac{\ln q}{m \ln P}. \end{aligned} \right\} \quad (1-9)$$

В табл. 1-1 приведены количественные соотношения между параметрами  $m$ ,  $d$ ,  $n$  и  $N$  (с учетом того, что они могут принимать только целочисленные значения) для двух случаев: двоичного ( $P = 2$ ) и десятичного ( $P = 10$ ) кодирования. Из таблицы видно, что с увеличением  $m$  уменьшается количество тактов преобразова-

ния. При этом довольно быстро возрастает число сравнивающих устройств и необходимых образцовых мер. Поэтому выбор числа тактов и разрядности параллельно-последовательных АЦП определяется соображениями технической реализации отдельных узлов: сравнивающих устройств и источников образцовых мер.

Таблица 1-1

Параметры параллельно-последовательных АЦП

<i>m</i>	<i>P</i> = 2					<i>P</i> = 10			
	<i>d</i>	Число тактов <i>n</i>				<i>d</i>	Число тактов <i>n</i>		
		<i>N</i> = 8	<i>N</i> = 9	<i>N</i> = 10	<i>N</i> = 12		<i>N</i> = 2	<i>N</i> = 3	<i>N</i> = 4
1	1	8	9	10	12	9	2	3	4
2	3	4	5	5	6	99	1	2	2
3	7	3	3	4	4	999	—	1	2
4	15	2	3	3	3	9999	—	—	1
5	31	2	2	2	2				
6	63	2	2	2	2				
7	127	2	2	2	2				
8	255	1	2	2	2				
9	511	—	1	2	2				
10	1023	—	2	1	2				
11	4097	—	—	—	1				

На рис. 1-2 представлена одна из реализуемых структур параллельно-последовательных АЦП [41, 59, 60] для преобразования напряжения в *N*-разрядный двоичный код с помощью *d* сравнивающих устройств (СУ). Для получения образцовых мер используются два одинаковых преобразователя кода в напряжение *ПКН1* и *ПКН2*, между выходами которых включается делитель, состоящий из *d* — 1 одинаковых сопротивлений *R*<sub>1</sub> — *R*<sub>*d*−1</sub>, по величине равных выходному сопротивлению *R*<sub>0</sub> ПКН. С этого делителя на вход СУ подаются образцовые напряжения *u*<sub>0</sub>(*i*, *j*), которые сравниваются с преобразуемым *u*<sub>х</sub>. Логика работы СУ описывается соотношением:

$$x_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{при } |u_0(i, j)| \geq |u_x|, \\ 0 & \text{при } |u_0(i, j)| < |u_x|; \end{cases} \quad (1-10)$$

Дешифратор *Дш* производит логическую обработку сигналов, поступающих с СУ, вырабатывает команды

$y_1 - y_m$ , управляющие работой триггеров разрядов  $T_{z1}1 - T_{zn}m$  через схемы совпадения  $1Cn_11 - 1Cn_nm$ .

Управление работой  $ПКН1$  и  $ПКН2$  производится сигналами соответствующих триггеров  $T_{z1}1 - T_{zn}m$ . При этом в  $ПКН2$  происходит выключение ключей "сиг-

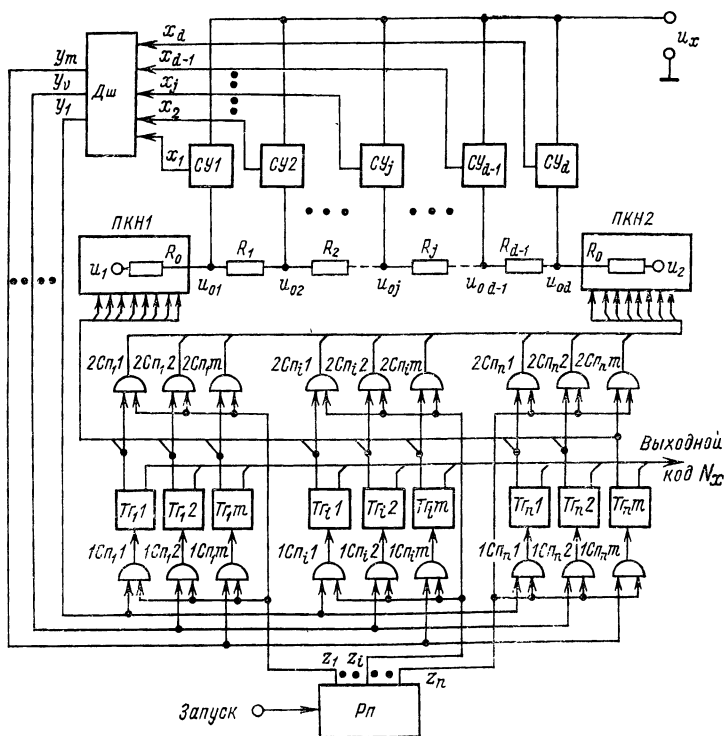


Рис. 1-2. Структура параллельно-последовательного АЦП

налами со схем совпадений  $2Cn_11 - 2Cn_nm$  при наличии на их входах потенциальных сигналов с триггеров разрядов и распределителя  $P_n$ , а в  $ПКН1$  — включение ключей непосредственно сигналами с триггеров разрядов. Тактовые сигналы вырабатываются распределителем в виде импульсно-потенциальных сигналов, появляющихся на его шинах  $z_1 - z_n$  через промежутки времени, равные длительности такта. На каждом такте



преобразования производится определение  $m$  разрядов двоичного кода. Аналогичным образом может быть построена структура АЦП для любого основания системы счисления. Процесс уравнивания параллельно-последовательных АЦП с пределом преобразования входных сигналов, равным  $u_{\text{пр}}$ , описывается следующим образом:

выходное напряжение *ПКН1*

$$u_1 = u_{\text{пр}} \sum_{i=1}^n P^{-mi} \sum_{j=1}^{P^{m-1}} x_{ij}; \quad (1-11)$$

выходное напряжение *ПКН2*

$$u_2 = u_{\text{пр}} \sum_{i=1}^n P^{-mi} \left( \sum_{j=1}^{P^{m-1}} x_{ij} + 1 \right); \quad (1-12)$$

любое образцовое напряжение

$$u_0(j) = u_{\text{пр}} \sum_{i=1}^n P^{-mi} \left( P^m \sum_{j=1}^{P^{m-1}} x_{j, i-1} + j \right). \quad (1-13)$$

Величина любого образцового (компенсирующего) напряжения на любом такте преобразования определяется выражением:

$$u_0(i_0, j) = u_{\text{пр}} \sum_{i=1}^{i_0} P^{-mi} \left( P^m \sum_{j=1}^{P^{m-1}} x_{j, i-1} + j \right) \quad (1-14)$$

при  $x_{j0} = 0$ .

Значения величины  $P^m \sum_{j=1}^{P^{m-1}} x_{j, i-1} \sim \sum_1^m y_i$  определяют логику работы дешифратора  $D_{\text{ш}}$ , которая зависит от выбранной системы счисления. Эта логика может быть определена методом диаграмм Вейча [9]. Так, логика  $D_{\text{ш}}$  в случае  $P = 2$  для некоторых значений  $m$  приведена в табл. 1-2.

Таким образом, приведенный анализ различных способов аналого-цифрового преобразования показывает, что структуры последовательно-параллельных АЦП являются наиболее быстродействующими с точки зрения наименьшего количества тактов, требуемых для кодирования входного сигнала. Поэтому, чтобы оценить эффективность таких АЦП в динамике, необходимо про-

## Логика работы дешифратора

$m$	$d$	Уравнения
1	2	$y_1 = x_1$
2	3	$y_1 = x_2, y_2 = x_1 \bar{x}_2 + x_3$
3	7	$y_1 = x_4, y_2 = x_2 \bar{x}_4 + x_6, y_3 = (x_1 \bar{x}_2 + x_3) \bar{x}_4 + x_5 \bar{x}_6 + x_7$ $y_1 = x_8, y_2 = x_4 \bar{x}_8 + x_{12}, y_3 = (x_2 \bar{x}_4 + x_6) \bar{x}_8 +$ $+ x_{10} \bar{x}_{12} + x_{14}$
4	15	$y_4 = [(x_1 \bar{x}_2 + x_3) \bar{x}_4 + x_5 \bar{x}_6 + x_7] \bar{x}_8 + (x_9 \bar{x}_{10} +$ $+ x_{11}) \bar{x}_{12} + x_{13} \bar{x}_{14} + x_{15}$

ведение исследований их динамических свойств, а для повышения эффективности требуется разработка методов коррекции динамических погрешностей.

## 1-2. Динамические погрешности и их оценки

Под динамической погрешностью АЦП при изменяющихся во времени параметрах сигнала или АЦП понимается разность  $\Delta_{\text{дин}}(t_n)$  между зафиксированным прибором значением измеренной величины  $u_n(t_n) \sim N$  и ее истинным значением  $u_x(t_n)$  в рассматриваемый момент времени  $t_n$  [19] без учета статических погрешностей и погрешности дискретности, т. е.

$$\Delta_{\text{дин}}(t_n) = u_x(t_n) - u_n(t_n). \quad (1-15)$$

Различают два вида динамических погрешностей АЦП [49]:

1. Динамическую погрешность первого рода  $\Delta_{\text{I дин}}$ , обусловленную инерционностью отдельных узлов АЦП и определяемую величиной и длительностью переходных процессов, происходящих в этих узлах.

2. Динамическую погрешность второго рода  $\Delta_{\text{II дин}}$ , обусловленную изменением входного сигнала за время преобразования и определяемую скоростью изменения или частотным спектром кодируемого сигнала.

При аналого-цифровом преобразовании в процессе уравнивания измеряемой величины  $u_x(t)$  компенсационной  $u_0(i)$  происходит изменение состояний как

аналоговых, так и дискретных узлов АЦП. Эти изменения не могут происходить мгновенно, они всегда сопровождаются переходными процессами. Переходными процессами сопровождается переключение образцовых напряжений в ПКН [8, 42] и восстановление чувствительности сравнивающих устройств [43, 44] после перегрузки от воздействия сигнала рассогласования между измеряемым и компенсирующим напряжениями. На динамику процесса преобразования в целом оказывают

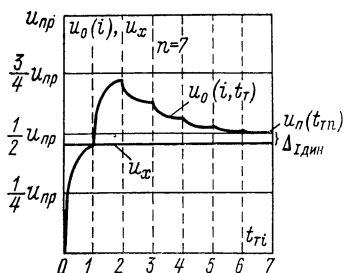


Рис. 1-3. Образование динамической погрешности от переходных процессов в АЦП поразрядного уравнивания

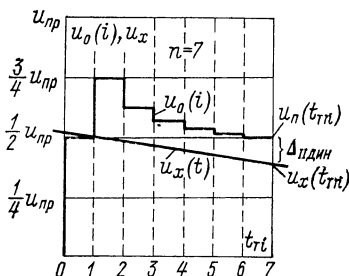


Рис. 1-4. Образование динамической погрешности от изменения измеряемого сигнала в АЦП поразрядного уравнивания

влияние не только переходные процессы отдельных узлов, но и конструктивные факторы: наличие дополнительных емкостных связей между СУ, ПКН и входными цепями АЦП [36]. Все это приводит к тому, что на каждом такте преобразования процесс уравнивания будет сопровождаться переходными процессами, суммарная величина которых определится выражением

$$u_{уст}(i, t) = \Phi[u_0(i), t]. \quad (1-16)$$

На рис. 1-3 для АЦП поразрядного уравнивания показано влияние переходных процессов на установление компенсационного напряжения  $u_0(i)$  и образование динамической погрешности  $\Delta_{I_{дин}}$ . Процесс изменения компенсационного напряжения на каждом такте длительностью  $t_{\tau}$  происходит в соответствии с выражением

$$u_0(i, t_{\tau}) = u_0(i) - u_{уст}(i, t_{\tau}). \quad (1-17)$$

При этом, если величина измеряемого напряжения в момент сравнения на  $i$ -м такте (на рис.  $t_{\tau 1}$ ) равна

$$u_0(i) - u_{уст}(i, t_{\tau}) \leq u_x < u_0(i), \quad (1-18)$$

то в момент окончания цикла преобразования  $t_{\tau n} = t_n$  результат измерения  $u_{\Pi}(t_{\tau n}) = u_0$  образуется с ошибкой, равной

$$\Delta_{I \text{ дин}} = u_x - u_0(n), \quad (1-19)$$

или с максимальной ошибкой, равной

$$\Delta_{I \text{ дин max}} = u_{уст}(i, t_{\tau}). \quad (1-20)$$

Нетрудно увидеть, что динамические ошибки  $\Delta_{I \text{ дин}}$  возникают только в точках шкалы АЦП, определяемых соотношением (1-18), и зависят от величины измеряемого напряжения  $u_x$ , величины компенсирующего напряжения  $u_0(i)$  и длительности такта преобразования  $t_{\tau}$ .

Таким образом, динамическая погрешность  $\Delta_{I \text{ дин}}$  определяется лишь «внутренними» процессами аналого-цифрового преобразования при неизменной во времени измеряемой величине  $u_x$ . Однако во многих случаях применения АЦП входной сигнал  $u_x$  изменяется во времени. При этом, так как время преобразования  $T_{\text{пр}}$  АЦП входной величины  $u_x(t)$  конечно, возникает динамическая погрешность  $\Delta_{II \text{ дин}}$  [14, 19, 20], которая оценивается скоростью изменения входного сигнала  $u'_x = \frac{du_x(t)}{dt}$  за

время одного преобразования и определяется выражением

$$\Delta_{II \text{ дин}} \leq u'_x T_{\text{пр}}. \quad (1-21)$$

Величина  $\Delta_{II \text{ дин}}$  АЦП зависит также от используемого метода аналого-цифрового преобразования и от выбора момента отсчета результата преобразования [14]. Обычно момент отсчета относят к моменту проведения последней операции сравнения на  $n$ -м такте, т. е.  $t_{\tau n} = t_n$ . На рис. 1-4 для АЦП поразрядного уравнивания (без учета переходных процессов) показано образование динамической погрешности  $\Delta_{II \text{ дин}}$  при прохождении линейно изменяющегося измеряемого сигнала  $u_x(t)$  через точку  $u_x(t = t_{\tau 1}) = u_0(1)$  в момент сравнения на первом такте. При этом величина динамической погрешности будет  $\Delta_{II \text{ дин}} = u'_x(n-1)t_{\tau}$ . В общем случае величина динамической погрешности определяется не только скоростью изменения сигнала и вре-

менем преобразования, но и значением самой измеряемой величины [19]. Исследованиям динамической погрешности  $\Delta_{\text{И дин}}$  посвящено много работ [14, 20, 27, 52], в которых определены основные свойства этой погрешности. Однако используемые в них методы анализа или очень громоздки [19, 27], или их применение ограничено допустимой величиной изменения входного сигнала за время преобразования, соизмеримой с интервалом дискретности [14, 20]. Ниже будет показана возможность использования метода анализа диаграмм состояний [19] для исследования динамических погрешностей и получения их основных аналитических зависимостей.

Как было показано, величина динамических погрешностей  $\Delta_{\text{И дин}}$  и  $\Delta_{\text{I дин}}$  зависит от многих факторов, в том числе и от величины входного сигнала. При этом погрешности очень неравномерно распределены по шкале АЦП и могут достигать в определенных точках шкалы наибольших значений. Поэтому в зависимости от требований к оценке погрешности АЦП в целом могут быть определены и оценки динамической погрешности.

Обычно АЦП нормируются погрешностью, приведенной к пределу измерения, либо максимальной погрешностью  $\delta_{\text{АЦП max}} = \Delta_{\text{АЦП max}}/u_{\text{пр}}$ , либо средним по шкале квадратом погрешности  $\overline{\delta_{\text{АЦП}}^2} = \overline{\Delta_{\text{АЦП}}^2}/u_{\text{пр}}^2$ . Оценка погрешности АЦП максимальным значением используется тогда, когда необходимо знание каждого отдельного измерения с заданной точностью. Чаще всего это требуется при измерениях с помощью АЦП постоянных или медленно изменяющихся напряжений в одноканальных или многоканальных информационно-измерительных системах. Оценка погрешности АЦП средним квадратом используется тогда, когда необходимо знать ошибку, вносимую АЦП при совместных измерениях в многоканальных информационно-измерительных системах, или ошибку преобразования широкополосных входных сигналов. Соответствующим образом будем оценивать и динамическую погрешность как одну из составляющих погрешности АЦП. В общем случае общую погрешность АЦП можно представить как сумму трех составляющих:

$$\delta_{\text{АЦП max}} = \delta_{\text{0 max}} + \delta_{\text{дин max}} + \delta_{\text{q max}} \quad (1-22)$$

или

$$\overline{\delta_{\text{АЦП}}^2} = \overline{\delta_0^2} + \overline{\delta_{\text{дин}}^2} + \overline{\delta_q^2}, \quad (1-23)$$

где  $\delta_{0 \text{ max}} = \Delta_{0 \text{ max}}/u_{\text{пр}}$  и  $\overline{\delta_0^2} = \overline{\Delta_0^2}/u_{\text{пр}}^2$  — максимальное значение и средний квадрат статической погрешности АЦП, обусловленной временной и температурной нестабильностью, собственными шумами и неточностью отдельных элементов основных узлов преобразователя,

$$\delta_{\text{дин max}} = \Delta_{\text{дин max}}/u_{\text{пр}} \text{ и } \overline{\delta_{\text{дин}}^2} = \overline{\Delta_{\text{дин}}^2}/u_{\text{пр}}^2$$

— максимальное значение и средний квадрат динамической погрешности АЦП,  $\delta_{q \text{ max}} = q/2$  и  $\overline{\delta_q^2} = q^2/12$  — максимальное значение и средний квадрат погрешности дискретности АЦП.

Основное влияние на выбор параметров, характеризующих динамику аналого-цифрового преобразования, оказывают динамические погрешности и погрешность дискретности, посредством которых и осуществляется взаимосвязь характеристик АЦП и кодируемого сигнала. Статическая составляющая погрешности АЦП, вообще говоря, также влияет на выбор этих параметров, так как существует определенная взаимосвязь между статическими и динамическими характеристиками элементов АЦП. Так, более быстродействующие элементы, как правило, обладают меньшей точностью. Однако при сравнительном анализе различных АЦП с идентичными характеристиками элементов эта связь будет незначительной.

### 1-3. Взаимосвязь характеристик АЦП и кодируемого сигнала

Как отмечается в [23], динамические погрешности являются не столько характеристиками конкретного АЦП, сколько характеристиками процесса аналого-цифрового преобразования, результат которого определяется как параметрами АЦП, так и параметрами кодируемого сигнала. Величина динамических погрешностей  $\Delta_{\text{I дин}}$  и  $\Delta_{\text{II дин}}$ , время преобразования, число разрядов АЦП, скорость изменения или диапазон частот, закон распределения и величина входного кодируемого сигнала оказываются взаимосвязанными.

Как показано в [46, 49], динамическая погрешность от переходных процессов  $\Delta_{\text{I дин}}$  определяет быстродейст-

вие АЦП. Длительность переходных процессов при заданной их величине определяет время  $t_r$  элементарных операций аналого-цифрового преобразования — время переключения образцовых мер и их сравнения с входным сигналом на каждом такте преобразования. При заданном числе тактов преобразования  $n = N$  время преобразования АЦП поразрядного уравнивания определится выражением

$$T_{\text{пр}} = \sum_{i=1}^N t_{\text{ти}} (\Delta_{\text{I дин}}). \quad (1-24)$$

Из формулы (1-21) видно, что динамическая погрешность  $\Delta_{\text{II дин}}$  зависит от скорости изменения (первой производной) кодируемого сигнала, которая некоторым образом характеризует входной сигнал. На практике входные сигналы, в особенности широкополосные, характеризуются не скоростью изменения, а некоторой граничной частотой, являющейся характеристикой ширины частотного спектра кодируемого сигнала. В этом случае обычно для оценки максимальной величины динамической погрешности АЦП по заданной граничной частоте или, наоборот, для оценки граничной частоты по заданной величине динамической погрешности пользуются неравенством С. И. Бернштейна [25, 49]

$$u'_{x \text{ max}}(t) \leq \omega_{\text{Б}} |u_{x \text{ max}}(t)|, \quad (1-25)$$

где  $\omega_{\text{Б}} = 2\pi f_{\text{Б}}$  — частота среза спектра входного сигнала, имеющего максимальную величину  $u_{x \text{ max}}$  и максимальную первую производную  $u'_{x \text{ max}}$ .

Так, используя неравенства (1-21) и (1-25) при заданной величине динамической погрешности, иногда приводят оценку частотного спектра сигналов, кодируемых АЦП [25]. Следует сказать, что получаемая при этом оценка является приближенной, так как не учитывает статистических характеристик сигнала: закона распределения  $W(u_x)$ , дисперсии  $\sigma_x^2$ , математического ожидания  $M_x$ , корреляционной функции  $r(\tau)$  и т. д.

Более точную оценку можно дать с помощью величины среднего квадрата динамической погрешности, которая в общем виде является функцией всех параметров АЦП и характеристик кодируемого сигнала, т. е.

$$\overline{\Delta_{\text{II дин}}^2} = \Phi [T_{\text{пр}}, \omega_{\text{гр}}, W(u_x), \sigma_x^2, M_x, r(\tau)].$$

Закон распределения входного сигнала по шкале АЦП

Распределение	Плотность вероятности	Дисперсия	Математическое ожидание
Нормальное	$W(u_x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_x} e^{-\frac{(u_x - M_x)^2}{2\sigma_x^2}}$	$\sigma_x^2$	$M_x$
Равномерное	$W(u_x) = \begin{cases} \frac{1}{u_{x2} - u_{x1}} & \text{при } u_{x2} < u_x \leq u_{x1} \\ 0 & \text{при } u_x \leq u_{x1} \\ & u_x > u_{x2} \end{cases}$	$\sigma_x^2 = \frac{(u_{x2} - u_{x1})^2}{12}$	$M_x = \frac{u_{x2} - u_{x1}}{2}$
Арксинуса	$W(u_x) = \frac{1}{\pi \sqrt{u_x^2 - (u_x - M_x)^2}}$	$\sigma_x^2 = \frac{u_m^2}{2}$	$M_x$



Параметры АЦП: число разрядов  $N$ , число тактов преобразования  $n$ , основание системы счисления  $P$  — оказывают влияние на величину  $\overline{\Delta_{II}^2}_{\text{дин}}$ , как и на величину  $\Delta_{II \text{ дин max}}$ .

Таким образом, для определения среднего квадрата динамической погрешности необходимо знать статистические характеристики кодируемого сигнала и прежде всего закон распределения величины входного сигнала по шкале АЦП.

Наиболее часто кодируемые сигналы имеют нормальное распределение, равномерное или распределение по арксинусу, основные соотношения для которых даны в табл. 1-3. Они в дальнейшем и будут использоваться при анализе зависимостей динамических погрешностей. Известное [33] логарифмически-равномерное распределение кодируемого сигнала по шкале прибора встречается значительно реже и справедливо при диапазоне входных сигналов, перекрывающем несколько порядков, что в АЦП не всегда имеет место.

#### 1-4. Общие методы уменьшения динамических погрешностей АЦП

Анализ динамических погрешностей АЦП и исследование их основных характеристик является первым шагом в технике аналого-цифрового преобразования. Необходима также разработка методов их уменьшения, так как это обеспечивает возможность увеличения быстродействия, повышения эффективности АЦП и расширения частотного спектра входных кодируемых сигналов.

Динамические погрешности преобразования могут быть уменьшены: 1) схемными методами, 2) использованием комбинированных методов аналого-цифрового преобразования, 3) методом контроля и коррекции процесса аналого-цифрового преобразования.

Схемные методы обычно применяются для уменьшения динамической погрешности первого рода [10, 50] путем использования в отдельных аналоговых узлах АЦП пассивных корректирующих звеньев [39] либо различных способов защиты от перегрузок, вызывающих длительные переходные процессы [43]. Эти методы достаточно хорошо известны и широко используются на практике.

Применение находят и комбинированные методы аналого-цифрового преобразования. Суть их состоит в том, что преобра-

зование изменяющегося входного сигнала производится в два этапа, двумя различными способами. На первом этапе производится грубое измерение, а на втором — более точное, с учетом изменения сигнала за время грубого измерения. Обычно используются комбинации методов поразрядного и следящего уравнивания [40], либо метода поразрядного уравнивания и метода считывания [47], либо метода следящего уравнивания и метода считывания [54].

Общий недостаток этих методов уменьшения динамической погрешности состоит в значительном усложнении общей схемы АЦП, в ограничении по допустимой величине динамической погрешности, так как диапазон «точного» преобразования значительно меньше общего диапазона.

Более эффективными и поэтому наиболее перспективными являются методы контроля и коррекции процесса аналого-цифрового преобразования. Этим методам в последнее время уделяется все большее внимание. Суть их состоит в том, что в определенные моменты времени производится контроль процесса преобразования и в случае возникновения динамической ошибки коррекция процесса преобразования в сторону уменьшения этой ошибки.

Первые работы [11, 13] были посвящены только контролю процесса поразрядного уравнивания входного напряжения  $u_x$  компенсирующим  $u_0$  путем поочередного подключения после окончания цикла преобразования контрольных напряжений —  $u_k$  и  $+u_k$ . Величина этих напряжений выбиралась равной величине допустимого рассогласования между  $u_0$  и  $u_x$ . В случае  $|u_0 - u_x| > |u_k|$  схема контроля выдавала сигнал о неисправности АЦП. В [38] этот принцип контроля использован для коррекции динамической погрешности. В преобразователе поразрядного уравнивания все триггеры регистра содержат схему переноса единицы. Величина контрольных напряжений равна одному кванту. Если изменение измеренной величины за время преобразования больше кванта, в конце цикла преобразования на контрольном такте импульсом со схемы контроля производится изменение состояния триггера регистра, начиная с младшего, на единицу. При этом величина динамической погрешности уменьшается на величину одного кванта. В [4] контроль и коррекция процесса поразрядного уравнивания производится в два этапа: после определения  $m$  старших разрядов и в конце цикла преобразования. Количество старших разрядов для  $N$ -разрядного преобразователя определяется из условия:

$$\left| u'_{x \max} \sum_{i=2}^{N-n} t_{\tau i} \right| < q \cdot 2^{N-m}. \quad (1-26)$$

Это условие определяет максимальную величину динамической погрешности, которая может быть откорректирована на первом этапе. Диапазон коррекции при таком способе значительно шире, чем в [38]. К недостаткам следует отнести то, что возникающая на младших разрядах погрешность может быть скорректирована только на величину одного кванта, а на контроль и коррекцию ошибки в старших разрядах требуется три

дополнительных такта, что приводит к снижению эффективности коррекции, так как это за время входной сигнал также может измениться.

Предложен способ [31] преобразования аналогового сигнала в цифровой код, в котором с целью повышения допустимой скорости изменения входного сигнала на каждом такте преобразования производится сравнение величины рассогласования входного и компенсирующего напряжений со значением эталона, следующего за опрошенным разрядом и в случае, если величина рассогласования больше величины этого эталона, производится изменение состояния триггеров уже опрошенных разрядов путем прибавления или вычитания единицы в зависимости от знака рассогласования. Т. е. в данном случае контроль и коррекция производится на каждом такте поразрядного уравнивания.

В [21] предложен метод, который также позволяет проводить контроль и коррекцию динамических погрешностей на каждом такте преобразования. Способ основан на одновременном сравнении измеряемой величины с двумя компенсирующими величинами. Для управления изменением компенсирующих величин используются результаты сравнения каждой из них с измеренной. Процесс уравнивания производится таким образом, что компенсационные величины многократно проходят зоны возможных значений измеряемой величины, вследствие чего уменьшается влияние переходных процессов на результат измерения и изменение входного сигнала за время преобразования.

Следует, однако, заметить, что реализация такого алгоритма весьма затруднительна, так как необходимо в логических блоках решать неоднозначную задачу изменения направления и величины компенсирующего напряжения в обоих каналах преобразования.

Появившиеся в последнее время работы [1, 2] посвящены синтезу и исследованию оптимальных алгоритмов функционирования АЦП, корректирующих динамическую ошибку, обусловленную изменением измеренной величины. В работе построена математическая модель АЦП, работающего при воздействии одного из четырех видов возмущений, характеризующих смещение искомой точки  $x$  по отрезку  $(0, 1)$ . Найдены оптимальные  $(i, k, s)$ -алгоритмы, корректирующие эти смещения с заданной точностью за минимальное число ходов. Следует отметить, что найденные оптимальные алгоритмы обеспечивают достижение предельной возможной степени коррекции динамических погрешностей. Это позволяет сравнивать с ними все другие алгоритмы с коррекцией и оценивать их эффективность. К недостаткам полученных алгоритмов следует отнести большую сложность реализации предлагаемых схем, неудобство и большую сложность представления результатов преобразования с переменным основанием счисления.

Таким образом, имеются весьма эффективные способы уменьшения динамических погрешностей АЦП, и в первую очередь метод автоматического контроля и коррекции, исследованию и развитию которого будет посвящена одна из глав.

## ВЛИЯНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В АЦП НА ВЫБОР ЕГО ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ

### 2-1. Оптимальные соотношения между погрешностью дискретности и динамической погрешностью АЦП

Как отмечалось в первой главе, в процессе аналого-цифрового преобразования в отдельных узлах АЦП, как аналоговых, так и дискретных, при изменении их состояний происходят переходные процессы. Величина и длительность этих процессов во многих случаях определяют основные параметры преобразователя, его точность, быстродействие, входное сопротивление и т. д. Учет динамики основных узлов АЦП позволяет построить схему преобразователя оптимально для таких параметров, как погрешность и время преобразования, провести обоснованный выбор соотношений между составляющими основной погрешности и определить предельные по быстродействию параметры прибора. Для построения АЦП с максимальным для данной схемы быстродействием и заданной точностью необходимо учитывать величину и длительность переходных процессов на каждом такте поразрядного уравнивания.

В общем виде быстродействие  $N$ -разрядного параллельно-последовательного АЦП при заданном числе разрядов  $m$ , определяемых на одном такте преобразования, можно оценить временем преобразования

$$T_{\text{пр}} = \sum_{i=1}^n t_{ti}(\delta_{i \text{ дин}}), \quad (2-1)$$

где  $n = N/m$  — число тактов преобразования,  $t_{ti}(\delta_{i \text{ дин}})$  — длительность  $i$ -го такта преобразования при заданной относительной величине динамической погрешности  $\delta_{i \text{ дин}} = \Delta_{i \text{ дин}}/u_{\text{пр}}$ , вызываемой переходными процессами.

Будем считать, что максимальная относительная погрешность преобразования АЦП не изменяющихся во времени входных сигналов представляет собой сумму двух составляющих: динамической погрешности  $\delta_{i \text{ дин max}}$  и погрешности дискретности  $\delta_{q \text{ max}}$ ,

$$\delta_{\text{пр max}} = \delta_{i \text{ дин max}} + \delta_{q \text{ max}}. \quad (2-2)$$

Статическую погрешность  $\delta_{0 \max}$  учитывать не будем, так как она определяет только общую погрешность и мало влияет на выбор параметров, характеризующих динамику АЦП.

Если считать, что переходные процессы в АЦП имеют экспоненциальную зависимость от времени, то установление процесса уравнивания на каждом такте параллельно-последовательного АЦП можно описать выражением

$$\delta u_{\text{уст}}(i, j) = \varphi[\delta u_0(i, j)] e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}, \quad (2-3)$$

где  $\tau$  — постоянная времени переходного процесса,  $\delta u_{\text{уст}}(i, j) = u_{\text{уст}}(i, j)/u_{\text{пр}}$  — относительная величина переходного процесса,  $t_0$  — время, необходимое для проведения операции сравнения и перехода всех узлов АЦП в линейный режим (сюда входят все задержки в элементах автоматики, сравнивающих устройствах и ключах ПКН),  $\varphi[\delta u_0(i, j)]$  — функция, определяющая зависимость переходного процесса на  $i$ -м такте от относительной величины разности преобразуемого и  $j$ -го компенсирующих напряжений, относительная величина которой равна  $\delta u_0(i, j) = \frac{u_x - u_0(i, j)}{u_{\text{пр}}}$ .

В общем виде функция  $\varphi[\delta u_0(i, j)]$  для параллельно-последовательного АЦП при аппроксимации ее степенной функцией имеет вид:

$$\varphi[\delta u_0(i, j)] = A[\delta u_0(i, j)]^s, \quad (2-4)$$

где  $A \leq 1$  — коэффициент, определяющий максимальную относительную величину переходного процесса,  $s$  — показатель степени.

Из (2-3) и (2-4) получаем выражение для относительной величины  $j$ -го переходного процесса на  $i$ -м такте:

$$\delta u_{\text{уст}}(i, j) = A[\delta u_0(i, j)]^s e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}. \quad (2-5)$$

На рис. 2-1 приведена диаграмма состояний компенсирующих напряжений  $u_0(i, j)$  для параллельно-последовательного АЦП с  $m = 2$  и  $P = 2$  при преобразовании различных напряжений ( $u_x = u_{\text{пр}}$ ,  $u_x = 0$  и  $u_x = \frac{9}{16} u_{\text{пр}}$ ), например, в многоканальной системе.

Видно, что величина и знак компенсирующих напряжений по отношению к преобразуемому, а следовательно, и величина и знак переходных процессов различна на отдельных тактах и зависит от величины преобразуемого напряжения. Наибольшее значение величина  $\delta u_0(i, j)$  с некоторыми допущениями будет принимать

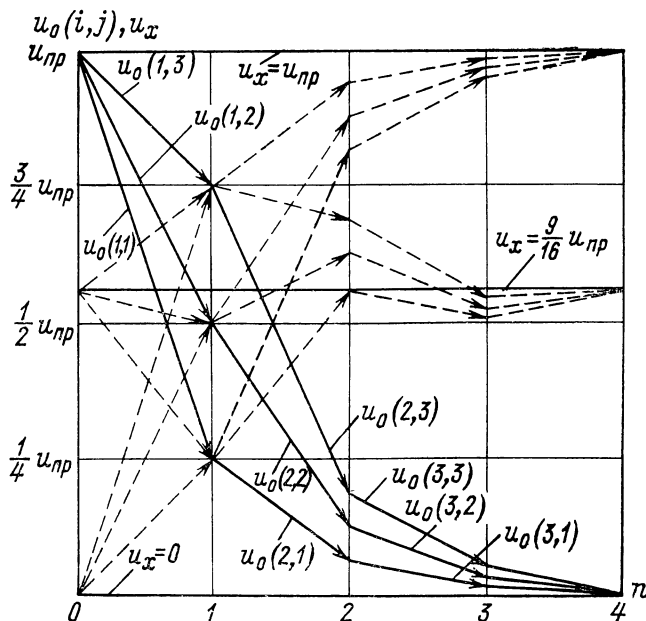


Рис. 2-1. Диаграмма состояний компенсирующих напряжений параллельно-последовательного АЦП с  $m = 2$  и  $P = 2$

при  $u_x \approx u_0(i, j)$ . Используя формулу (1-14), после простых преобразований получим

для тактов  $i \geq 2$

$$\delta u_0(i, j) = \frac{u_0(i, j) - u_0(i-1, j)}{u_{нр}} = P^{-m(i-1)} \left( \sum_{j=1}^{P^m-1} x_{j, i-1} - j \frac{P^m-1}{P^m} \right), \quad (2-6)$$

для первого такта ( $i = 1$ )

$$\delta u_0(1, j) = \frac{u_{хт}}{u_{нр}} - j P^{-m}. \quad (2-7)$$

Величина  $\delta u_0(1, j)$  зависит от величины напряжения, преобразованного на предыдущем цикле,  $u_{xT}$  и максимальное значение принимает либо при  $u_{xT}/u_{np} = 1$  и  $j = 1$ , либо при  $u_{xT}/u_{np} = 0$  и  $j = j_{\max} = P^m - 1$ . При этом получим

$$\delta u_0(1, 1)_{\max} = \frac{P^m - 1}{P^m}. \quad (2-8)$$

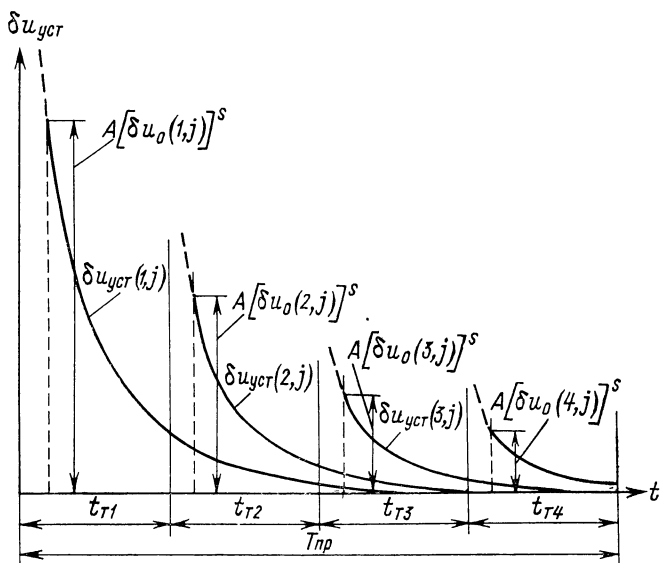


Рис. 2-2. Суммирование переходных процессов тактов, предшествующих сравнению

Динамическую погрешность АЦП можно представить как суммарную величину всех переходных процессов предшествующих тактов (рис. 2-2) в момент сравнения на  $i_0$ -м такте  $j$ -го компенсирующего напряжения  $u_0(i, j)$  с преобразуемым напряжением  $u_x$ , т. е.

$$\delta_{I \text{ дин}}(i_0, j) = \sum_{i=1}^{i_0} \delta u_{уст}(i, j). \quad (2-9)$$

Максимальная величина динамической погрешности при этом будет определяться алгоритмом организации процесса преобразования. Можно показать (см. прило-

жение 1), что в АЦП с постоянной длительностью такта максимальная динамическая погрешность определяется максимальной величиной переходного процесса на первом такте преобразования, т. е. для любого  $i_0 \geq 2$  и  $j$

$$|\delta u_{уст}(1, 1)_{\max}| \geq \left| \sum_{i=1}^{i_0} \delta u_{уст}(i, j) \right|. \quad (2-10)$$

Используя (2-5) и (2-8), получаем

$$\delta_{I \text{ дин макс}} = \delta u_{уст}(1, 1)_{\max} = A \left( \frac{P^m - 1}{P^m} \right)^s e^{-\frac{t_{\tau} - t_0}{\tau}}. \quad (2-11)$$

Если ввести обозначения  $v_{\tau} = t/\tau$ ,  $v_0 = t_0/\tau$ ,  $a = \delta_{I \text{ дин макс}}/\delta_{q \text{ макс}}$  и характеристику точности АЦП  $\gamma = 1/\delta_{\text{пр макс}}$ , то, преобразуя (2-11), можно получить следующее выражение для относительной величины длительности такта АЦП:

$$v_{\tau} = \ln \left[ \gamma \frac{a+1}{a} \left( \frac{P^m - 1}{P^m} \right)^s A \right] + v_0. \quad (2-12)$$

Полное относительное время преобразования АЦП с постоянной длительностью такта получаем из (2-1) равным

$$V_0 = \frac{T_{\text{пр}}}{\tau} = n \left\{ \ln \left[ \gamma A \frac{a+1}{a} \left( \frac{P^m - 1}{P^m} \right)^s \right] + v_0 \right\}. \quad (2-13)$$

Как видно из (2-13), относительное время преобразования АЦП зависит от числа тактов преобразования  $n$ , его относительной точности  $\gamma$ , соотношения между динамической погрешностью и погрешностью дискретности  $a$ , основания системы счисления  $P$  и числа разрядов, сравниваемых на одном такте  $m$ . Используя известные соотношения между величиной кванта  $q$  и погрешностью дискретности  $\delta_{q \text{ макс}} = q/2 = P^{-N}/2$ , после несложных преобразований получаем выражение

$$\gamma(a+1) = 2P^{mn}, \quad (2-14)$$

из которого легко определить необходимое число тактов преобразования

$$n = \frac{\ln \left( \gamma \frac{a+1}{a} \right)}{m \ln P}. \quad (2-15)$$



Из формул (2-13) и (2-15) с учетом того, что  $n$  может принимать только целочисленные значения, по заданным параметрам  $\gamma$  и  $\alpha$  можно определить относительное время преобразования АЦП с постоянной длительностью такта. На рис. 2-3 сплошными линиями приведены зависимости времени преобразования при заданной точности АЦП от соотношения между динамической погрешностью и погрешностью дискретности для двоичного поразрядного АЦП ( $m = 1$ ,  $P = 2$ ,  $s = 1$ ,  $A = 1$  и  $v_0 = 0$ ).

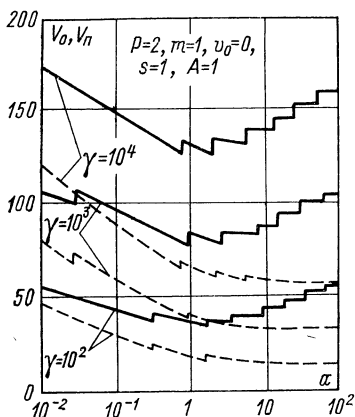


Рис. 2-3. Зависимость времени преобразования от соотношения между динамической погрешностью и погрешностью дискретности

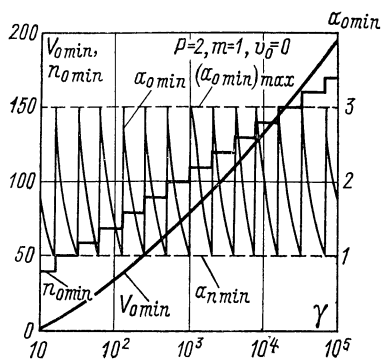


Рис. 2-4. Зависимость минимального времени и минимального числа тактов преобразования от величины  $\gamma$  при оптимальном соотношении между динамической погрешностью и погрешностью дискретности

Как видно из рисунка, время преобразования имеет минимум при определенных значениях величины  $\alpha$ . Характер кривой объясняется тем, что при малых значениях  $\alpha$  для обеспечения необходимой величины динамической погрешности необходимо увеличивать длительность такта преобразования, а при больших  $\alpha$  для обеспечения необходимой величины погрешности дискретности необходимо увеличивать число разрядов и, следовательно, число тактов преобразования. Основные соотношения, при которых время преобразования достигает минимального значения, можно определить из

(2-13), учитывая (2-14). Продифференцировав (2-13) по  $a$  и приравняв производную нулю, получим следующее трансцендентное уравнение:

$$\left[ A \frac{2P^{mn}}{a_{n \min}} \left( \frac{P^m - 1}{P^m} \right)^s \right]^{a_{n \min}} = P^{mn}. \quad (2-16)$$

Как показывают численные расчеты для всех реальных  $m$  и  $P$ , величина  $a_{n \min} \approx 1$ , а для  $m = 1$  и  $P = 2$  величина  $a_{n \min} = 1$ . Поэтому из (2-16) можно получить приближенное выражение для  $a_{n \min}$ :

$$a_{n \min} = \frac{\ln P^{mn}}{\ln \left[ 2A P^{mn} \left( \frac{P^m - 1}{P^m} \right)^s \right]}. \quad (2-17)$$

Величина  $a_{n \min}$  соответствует минимуму величины  $V_{0 \min}$  для значений  $\gamma_{n \min} = 2 P^{mn} / (1 + a_{n \min})$ . Для остальных значений  $\gamma$  величину  $V_{0 \min}$  можно определить выражением

$$V_{0 \min} = n_{0 \min} \left\{ \ln \left[ \gamma A \frac{a_{0 \min} + 1}{a_{0 \min}} \left( \frac{P^m - 1}{P^m} \right)^s \right] + v_0 \right\}, \quad (2-18)$$

где  $n_{0 \min}$  — ближайшее целое число, определяемое формулами (2-14) и (2-17),

$$n_{0 \min} \geq \frac{\ln \gamma}{m \ln P}. \quad (2-19)$$

При этом

$$a_{0 \min} = \frac{2P^{mn_{0 \min}}}{\gamma} - 1. \quad (2-20)$$

Значения  $n_{0 \min}$  и  $a_{0 \min}$  соответствуют количеству тактов и соотношению между погрешностями  $\delta_{I \text{ дин max}}$  и  $\delta_{q \text{ max}}$ , при которых для заданной точности АЦП  $\gamma$  обеспечивается минимальное время преобразования. На рис. 2-4 представлены зависимости  $V_{0 \min}$ ,  $a_{0 \min}$ ,  $n_{0 \min}$  от величины  $\gamma$  для двоичного поразрядного АЦП ( $m = 1$ ,  $P = 2$ ), вычисленные по формулам (2-18), (2-19) и (2-20). Из рисунка видно, что величина  $a_{0 \min}$  носит периодический характер и изменяется от  $a_{n \min}$  до  $(a_{0 \min})_{\max}$ . Величину  $(a_{0 \min})_{\max}$  можно определить из формулы (2-14)

при двух значениях числа тактов  $n_{0\min}$  и  $n_{0\min} + 1$ , которым соответствуют значения  $a_{0\min}$  и  $(a_{0\min})_{\max}$ :

$$(a_{0\min})_{\max} = (a_{n\min} + 1) P^m - 1 \approx 2P^m - 1. \quad (2-21)$$

Периодичность  $\gamma$  в зависимости от величины  $a_{0\min}$  можно определить из того же соотношения, т. е.

$$\frac{\gamma [(a_{0\min})_{\max}]}{\gamma (a_{n\min})} = P^m. \quad (2-22)$$

Из полученных зависимостей видно, что для обеспечения минимального времени преобразования АЦП и получения заданной точности соотношение между динамической погрешностью и погрешностью дискретности должно выбираться определенным образом. Так, для АЦП поразрядного уравнивания в зависимости от требуемой точности соотношение между этими погрешностями может лежать в пределах  $a_{0\min} = 1 \div 3$ . Аналогичные значения  $a_{0\min}$  определяются из полученных соотношений и для параллельно-последовательных АЦП с  $m > 1$  и для АЦП с  $m = N$  и  $n = 1$ . При этом диапазон оптимальных значений  $a_{0\min}$  будет увеличиваться согласно формуле (2-21). Это связано с тем, что с ростом  $m$  уменьшается число тактов преобразования  $n$  и возрастание относительного времени преобразования  $V_0$  при больших  $a$  становится незначительным. В АЦП при  $n = 1$   $V$  вообще не имеет минимума, а убывает с увеличением  $a$  до значения

$$V_{0\min} (n = 1) \approx \ln \gamma + v_0. \quad (2-23)$$

## 2-2. Повышение быстродействия АЦП при организации переменной длительности такта

Как было показано, величина и направление компенсирующих напряжений  $u_0(i, j)$  на отдельных тактах могут быть различными в зависимости от значений преобразуемого напряжения  $u_x$ . Поэтому и динамическая погрешность, представляющая собой суммарную величину переходных процессов уравнивания в момент сравнения, на каждом такте будет различной. Максимальная величина погрешности на всех тактах получается тогда, когда преобразование происходит при перепаде входного напряжения на величину диапазона преобразуемых

напряжений, т. е. после преобразования  $u_x = u_{\text{пр}}$  производится преобразование  $u_x = 0$  или наоборот. При этом можно показать, что наибольшая динамическая погрешность на тактах  $i \geq 2$  определяется переходными процессами, вызываемыми компенсирующим напряжением  $u_0(i, 3)$ , в то время как на первом такте наибольшая динамическая погрешность обусловлена напряжением  $u_0(1, 1)$ .

Рассмотрим значение динамической погрешности на каждом такте преобразования. Используя формулы (2-5), (2-6) и (2-8) при  $j = j_{\text{max}} = P^m - 1$  и вышеприведенные обозначения, как видно из рис. 2-2, будем иметь:

для первого такта ( $i = 1$ )

$$\begin{aligned} \delta_{I \text{ дин1 max}} &= A [\delta u_0(1, 1)]_{\text{max}}^s e^{-v_{T1} + v_0} = \\ &= A \left[ \frac{P^m - 1}{P^m} \right]^s e^{-v_{T1} + v_0}, \quad (2-24a) \end{aligned}$$

для второго такта ( $i = 2$  при  $x_{j1} = 0$ )

$$\begin{aligned} \delta_{I \text{ дин2 max}} &= A [\delta u_0(1, 3)]^s e^{-(v_{T1} + v_{T2}) + v_0} + \\ &+ A [\delta u_0(2, 3)]^s e^{-v_{T2} + v_0} = e^{-v_{T2}} \left[ A \left( \frac{1}{P^m} \right)^s e^{-v_{T1} + v_0} + \right. \\ &+ A \left( \frac{P^m - 1}{P^m} \right)^{2s} e^{v_0} \left. \right] = e^{-v_{T2}} \left[ \frac{\delta_{I \text{ дин1 max}}}{(P^m - 1)^s} + \right. \\ &+ A \left( \frac{P^m - 1}{P^m} \right)^{2s} e^{v_0} \left. \right], \quad (2-24б) \end{aligned}$$

для третьего такта ( $i = 3$  при  $x_{j2} = 0$ )

$$\begin{aligned} \delta_{I \text{ дин3 max}} &= A [\delta u_0(1, 3)]^s e^{-(v_{T1} + v_{T2} + v_{T3}) + v_0} + \\ &+ A [\delta u_0(2, 3)]^s e^{-(v_{T2} + v_{T3}) + v_0} + A [\delta u_0(3, 3)]_{\text{max}} e^{-v_{T3} + v_0} = \\ &= e^{-v_{T3}} \left[ \delta_{I \text{ дин2 max}} + A \frac{(P^m - 1)^{2s}}{P^{3ms}} e^{v_0} \right], \quad (2-24в) \end{aligned}$$

.....

для  $i$ -го такта ( $i \geq 3$  при  $x_{j3} = x_{j, i-1} = 0$ )

$$\delta_{I \text{ дин } i \text{ max}} = e^{-v_{Ti}} \left[ \delta_{I \text{ дин. } i-1. \text{ max}} + A \frac{(P^m - 1)^{2s}}{P^{ims}} e^{v_0} \right]. \quad (2-24г)$$

Из формул (2-24), полагая динамическую погрешность на всех тактах одинаковой, т. е.

$$\delta_{I \text{ дин}1 \text{ так}} = \delta_{I \text{ дин}2 \text{ так}} = \delta_{I \text{ дин}3 \text{ так}} = \dots = \delta_{I \text{ дин} i \text{ так}} = \delta_{I \text{ дин так}},$$

после преобразований получаем выражения для длительностей тактов:

$$\text{для первого } v_{t1} = \ln \left[ \gamma A \frac{a+1}{a} \left( \frac{P^m - 1}{P^m} \right)^s \right] + v_0, \quad (2-25)$$

$$\text{для второго } v_{t2} = \ln \left[ \gamma A \frac{a+1}{a} \frac{(P^m - 1)^{2s}}{P^{2ms}} + \frac{e^{-v_0}}{(P^m - 1)^s} \right] + v_0, \quad (2-26)$$

для  $i$ -го при  $i \geq 3$

$$v_{ti} = \ln \left[ \gamma A \frac{a+1}{a} \frac{(P^m - 1)^{2s}}{P^{ims}} + e^{-v_0} \right] + v_0. \quad (2-27)$$

Полное относительное время преобразования АЦП с переменной длительностью такта из (2-1) будет равно

$$V_n = \frac{T_{\text{пр. п}}}{\tau} = v_{t1} + v_{t2} + \sum_{i=3}^n v_{ti}. \quad (2-28)$$

На рис. 2-3 штриховыми линиями даны кривые относительного времени преобразования АЦП с переменной длительностью такта для поразрядного АЦП при  $v_0 = 0$  и различных  $\gamma$  в зависимости от соотношения между динамической погрешностью и погрешностью дискретности  $a$ . Число необходимых разрядов при заданной точности определялось согласно формуле (2-15). Как видно из рисунка, значение  $V_n$  с увеличением  $a$  непрерывно уменьшается, стремясь к предельному значению при  $n \rightarrow \infty$  и  $a \gg 1$

$$V_n(\infty) = \ln \frac{\gamma A}{P^{ms}} + \ln \left[ \gamma A \frac{(P^m - 1)^{2s}}{P^{2ms}} + 1 \right] + \sum_{i=3}^{\infty} \ln \left[ \gamma A \frac{(P^m - 1)^{2s}}{P^{ims}} + 1 \right], \quad (2-29)$$

причем величина  $V_n$  всегда меньше  $V_0$ , т. е. АЦП с переменной длительностью такта имеет большее быстродействие, чем АЦП с постоянной длительностью такта.

Для оценки увеличения быстродействия АЦП с переменной длительностью такта определим величину получаемого выигрыша. Выигрыш в быстродействии определяется соотношением

$$Q_T = V_{0 \min} / V_{\Pi}, \quad (2-30)$$

а его максимальное значение

$$Q_{T \max} = V_{0 \min} / V_{\Pi}(\infty). \quad (2-31)$$

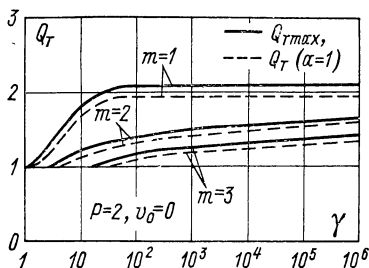


Рис. 2-5. Зависимость выигрыша в быстродействии от точности преобразования при использовании переменной длительности такта

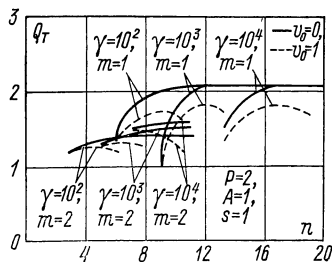


Рис. 2-6. Зависимость выигрыша в быстродействии от числа тактов преобразования при использовании переменной длительности такта

На рис. 2-5 даны зависимости  $Q_T$  и  $Q_{T \max}$  от требуемой точности преобразователя для различных значений  $m$ . Расчеты показывают, что выигрыш для АЦП поразрядного уравнивания равен двум. Для параллельно последовательных АЦП с  $m \geq 2$  выигрыш в быстродействии зависит от точности преобразования  $\gamma$  и при  $\gamma \rightarrow \infty$  стремится к  $Q_T \approx 2$ . В практически реализуемых быстродействующих АЦП  $\gamma = 10^2 \div 10^4$ . В этом диапазоне  $\gamma$   $Q_{T \max}$  уменьшается с ростом  $m$ . При  $m = N$  выигрыш будет отсутствовать,  $Q_{T \max} = 1$ , так как в АЦП считывания преобразование проводится за один такт. Для реальных условий выполнения АЦП, при которых всегда  $a \neq a_{0 \min}$ ,  $v \neq 0$ , выигрыш  $Q_T$  всегда меньше  $Q_{T \max}$ , величина его лежит в пределах 1,5 — 2.

Можно определить зависимость  $Q_{T \max}$  от числа тактов преобразования  $n$ . Для этого необходимо вычислить величину  $V_{\Pi}$  по формуле (2-28) и подставить в формулу (2-30) при различных значениях  $n$ . На рис. 2-6 даны эти

зависимости для случая  $m = 1$  и  $m = 2$  ( $P = 2$ ,  $A = 1$  и  $s = 1$ ) при различных значениях точности  $\gamma$ . Видно, что при  $v_0 = 0$  (сплошные линии), т. е. когда сравнение производится мгновенно и задержки в узлах автоматики отсутствуют, величина  $Q_T$  при возрастании  $n$  стремится к значениям  $Q_{T \max}$ . В практических случаях  $v_0 \neq 0$  и тогда  $Q_T$  (штриховые линии) имеют максимум при определенных значениях  $n = n_{\text{опт}}$ . Отсюда следует, что в АЦП с переменной длительностью такта для обеспечения наибольшего быстрогодействия при заданной точности выбор числа тактов, а следовательно, и числа разрядов также ограничен. Например, для АЦП поразрядного уравнивания ( $m = 1$ ) при  $v_0 = 1$  и точности  $\gamma = 10^{-3}$  оптимальное число тактов преобразования равно числу разрядов:  $n_{\text{опт}} = N_{\text{опт}} = 11 \div 12$ . Получаемый при этом выигрыш в быстродействии составит  $Q_T \approx 1,8$  раза.

### 2-3. Определение среднего квадрата динамической погрешности АЦП

Во многих случаях, кроме максимального значения динамической погрешности АЦП  $\delta_{I \text{ дин } \max}$ , необходимо знать величину среднего квадрата динамической погрешности  $\overline{\delta_{I \text{ дин }}^2}$ . Это необходимо как для оценки погрешности совместных измерений в многоканальных системах, так и для оценки суммарной величины динамической ошибки аналого-цифрового преобразования изменяющихся во времени входных сигналов.

Согласно [28], средний квадрат процесса на выходе нелинейного статического элемента с характеристикой  $u_{\text{вых}} = \psi(u_{\text{вх}})$  при воздействии на его вход случайной величины  $u_x$  с дисперсией  $\sigma_x^2$  и дифференциальным законом распределения  $W(u_x)$  определяется выражением

$$\overline{\sigma_{\text{вых}}^2} = \sum_{v=1}^{\theta} u_x^{v-1} \int_{u_{xv}} [\psi(u_x)]^2 W(u_x) du_x, \quad (2-32)$$

где  $v = 1, 2, \dots, \theta$  — номер линейного участка, а  $\theta$  — количество линейных участков по оси  $u_x$ , на которые разбита нелинейная функция  $u_{\text{вых}} = \psi(u_{\text{вх}})$ .

На рис. 2-7 представлена диаграмма состояний компенсирующих напряжений  $u_0(i, j)$ , а на рис. 2-8 — распределение величины динамической погрешности  $\Delta_{I \text{ дин}}$

по шкале от  $u_x = 0$  до  $u_x = u_{пр}$  для АЦП поразрядного уравнивания с постоянной длительностью такта. На рис. 2-7 штрих-пунктирными линиями показаны величины и направления компенсирующего напряжения на каждом такте преобразования при наличии переходных процессов. Видно, что в каждой точке  $u_0(i, j)$  в пределах от  $u_0(i, j)$  до  $[u_0(i, j) - u_{уст}(i, j)_{max}]$  или от  $u_0(i, j)$  до  $[u_0(i, j) + u_{уст}(i, j)_{max}]$  зависимость  $\Delta_{I \text{ дин}}$

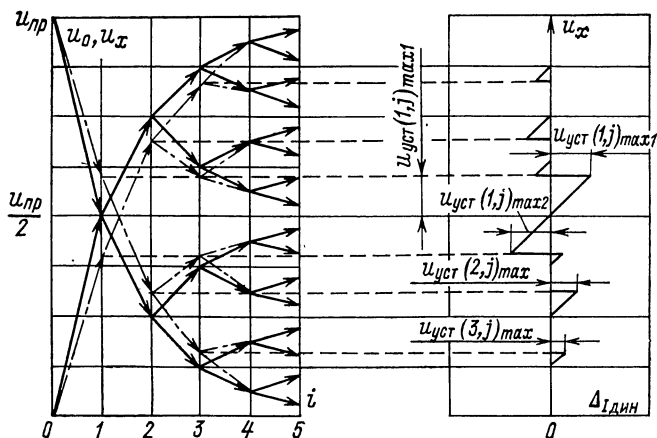


Рис. 2-7. Диаграмма состояний компенсирующего напряжения АЦП поразрядного уравнивания

Рис. 2-8. Распределение величины динамической погрешности от переходных процессов по шкале АЦП

от величины  $u_x$  носит линейный характер. Максимальная величина  $\Delta_{I \text{ дин max}}$  зависит от номера такта  $i$  и номера компенсирующего напряжения  $j$  (для параллельно-последовательного АЦП) и уменьшается с увеличением  $i$ . Зависимость  $\Delta_{I \text{ дин}}$  от  $u_x$  при этом можно записать в виде:

$$\Delta_{I \text{ дин}} = \psi(u_x) = u_0(i, j) - u_x. \quad (2-33)$$

Примем некоторые допущения:

1. Зависимость переходного процесса от  $u_0(i, j)$  линейна, т. е.  $s = 1$  в формуле (2-4).

2. Динамическая погрешность на каждом такте определяется только величиной переходного процесса рас-



смаатриваемого такта. Это допущение реализуется при условии  $t_r \gg \tau$ .

3. Максимальная величина динамической погрешности на всех  $i$  тактах (кроме первого) для всех  $j$  компенсирующих напряжений одинакова как при  $u_x < u_0(i, j)$ , так и при  $u_x > u_0(i, j)$ , т. е.  $u_{уст}(i, j)_{\max 1} = u_{уст}(i, j)_{\max 2}$  (рис. 2-8).

4. Максимальная величина динамической погрешности значительно меньше дисперсии входного сигнала, т. е.  $\Delta_{I \text{ дин } \max} = u_{уст}(i, j)_{\max} \ll \sigma_x$ .

5. Отдельные измерения, а следовательно, и значения динамической погрешности не коррелированы между собой.

6. Максимальная величина динамической погрешности на последнем такте преобразования не превышает величины половины кванта, т. е.

$$\delta u_{уст}(n, j)_{\max} \leq q/2. \quad (2-34)$$

Учитывая принятые допущения, из (2-32) и (2-33) для параллельно-последовательных АЦП получим выражение для среднего квадрата динамической погрешности без учета динамической погрешности первого такта:

$$\overline{\sigma_{I \text{ дин } 2}^2} = \frac{1}{2} \sum_{i=2}^n \sum_{j=1}^{P^m-1} \int_{u_0(i, j) - u_{уст}(i, j)_{\max}}^{u_0(i, j) + u_{уст}(i, j)_{\max}} [u_0(i, j) - u_x]^2 \times \\ \times W(u_x) du_x. \quad (2-35)$$

Как отмечалось в § 2-1, величина динамической погрешности на первом такте зависит от значения сигнала преобразования на предыдущем такте и определяется относительной величиной  $\delta u_0(1, j)$  из (2-7). Поэтому средний квадрат динамической погрешности первого такта преобразования при некоррелированности отдельных измерений будет определяться выражением:

$$\overline{\sigma_{I \text{ дин } 1}^2} = \sum_{j=1}^{P^m-1} \int_0^{u_{пр}} W(u_{xt}) \int_{u_0(1, j) - u_{уст}(1, j)}^{u_0(1, j) + u_{уст}(1, j)} [u_0(1, j) - u_x]^2 \times \\ \times W(u_x) du_x du_{xt}. \quad (2-36)$$

Полная величина осредненного по шкале среднего квадрата динамической погрешности будет  $\overline{\sigma_{I \text{ дин }}^2} = \overline{\sigma_{I \text{ дин } 1}^2} + \overline{\sigma_{I \text{ дин } 2}^2}$ .

Определим величину  $\overline{\sigma_{I \text{дин}}^2}$  для различных законов распределения входного сигнала по шкале АЦП (см. табл. 1-3).

*Равномерное распределение.* Решая (2-35), (2-36) с использованием (2-5), (2-6), (2-7) для абсолютных значений, после несложных преобразований при  $W(u_x = 1/u_{\text{пр}})$  получаем

$$\overline{\sigma_{I \text{дин}}^2} = \frac{1}{3} A^3 e^{-3(v_T - v_0)} u_{\text{пр}}^2 \left[ P^{-4m} \sum_{j=1}^{P^m-1} j^4 + \right. \\ \left. + \frac{1 - P^{-3m(n-1)}}{P^{3m} - 1} \sum_{j=1}^{P^m-1} \sum_{\eta=0}^{P^m-1} \left| \eta - j \frac{P^m-1}{P^m} \right|^3 \right]. \quad (2-37)$$

Эта формула позволяет определить средний квадрат динамической погрешности, осредненной по шкале прибора, для любых значений  $m$ ,  $n$ ,  $P$  и  $v_T$ , при которых соблюдается условие (2-34).

Для АЦП поразрядного уравнивания при  $m = 1$ ,  $P = 2$  и  $N > 1$  из (2-37) относительная величина среднего квадрата динамической погрешности, приведенная к пределу  $u_{\text{пр}}$ , определится как

$$\overline{\delta_{I \text{дин}}^2} = 0,033 A^3 e^{-3(v_T - v_0)}. \quad (2-38)$$

Для АЦП с  $m = N$ , полагая в (2-37) и  $n = 1$  и  $m = N > 1$ , получим

$$\overline{\delta_{I \text{дин}}^2} = 0,067 A^3 e^{-3(v_T - v_0)} P^N. \quad (2-39)$$

Это соотношение справедливо при соблюдении условия (2-34), которое с учетом соотношений (2-5) и (2-8) будет иметь вид

$$2Ae^{-(v_T - v_0)} \leq P^{-N}. \quad (2-40)$$

Для параллельно-последовательных АЦП при  $N/2 > m > 1$  и  $P^m \gg 1$  после преобразований (2-37) получаем

$$\overline{\delta_{I \text{дин}}^2} = 0,067 A^3 e^{-3(v_T - v_0)} P^{2m}. \quad (2-41)$$

Условие для таких АЦП получаем из (2-34) с учетом (2-6):

$$2Ae^{-(v_T - v_0)} \leq (P^m - 1)^{-2}. \quad (2-42)$$

На рис. 2-9 даны кривые расчетных зависимостей среднеквадратического значения динамической погрешности  $\sqrt{\delta_{\text{дин}}^2}$  от числа разрядов, определяемых на одном такте  $m$  с основанием  $P = 2$  для относительной длительности такта  $v_{\text{т}} = 4$  и  $v_{\text{т}} = 7$ . Штрихами для сравнения показаны зависимости максимального значения динамической погрешности (2-11). Штрих-пунктирная линия показывает ход кривых, когда не накладывается ограничение (2-34).

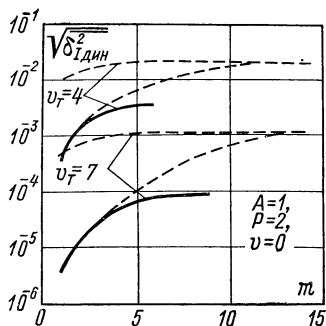


Рис. 2-9. Зависимость среднеквадратического значения динамической погрешности от числа разрядов, определяемых на одном такте преобразования

В пределе при больших значениях динамической погрешности, превышающих в несколько раз величину кванта, величина  $\sqrt{\delta_{\text{дин}}^2}$  должна стремиться к максимальному значению по всей шкале прибора, так как значения динамической погрешности в соседних точках сильно перекрываются.

Оценим средний квадрат динамической погрешности для АЦП с переменной длительностью такта. В этом случае динамическая погрешность определится величиной переходных процессов, которая на всех тактах выбирается одинаковой и равной величине переходных процессов на первом такте:

$$\delta u_{\text{уст}}(i, j)_{\text{max}} = \delta u_{\text{уст}}(1, j)_{\text{max}} = A e^{-(v_{\text{т}} - v_0)} j P^m. \quad (2-43)$$

Пренебрегая зависимостью величины  $u_{\text{уст}}(1, j)$  на первом такте от значения сигнала, преобразованного на предыдущем цикле преобразования, и используя формулу (2-35), получаем формулу для определения абсолютного значения среднего квадрата погрешности

$$\overline{\sigma_{\text{дин}}^2} = \frac{1}{3} u_{\text{пр}}^2 \sum_{i=1}^n P^{-m(i-1)} \sum_{j=1}^{P^m-1} |\delta u_{\text{уст}}(1, j)|^2. \quad (2-44)$$

После подстановки (2-43) в (2-44) и проведения простых преобразований окончательно получаем выражение

относительной величины  $\overline{\delta_{\text{дин}}^2}$  для АЦП с переменной длительностью такта:

$$\overline{\delta_{\text{дин}}^2} \approx 0,084 A^3 e^{-3(v_T - v_0)} P^N \frac{P^m - 1}{P^m}. \quad (2-45)$$

Сравнение (2-38) и (2-39) с (2-45) показывает, что средний квадрат динамической погрешности поразрядного АЦП с переменной длительностью такта больше примерно в  $P^N$  раз для поразрядного АЦП с постоянной длительностью такта. Отсюда следует, что целесообразность организации переменной длительности такта и получаемого при этом увеличения быстродействия должна определяться с точки зрения требований оценки погрешности АЦП. При оценке погрешности средним квадратом применение переменной длительности такта может оказаться и нецелесообразным.

*Нормальное распределение.* Из формул (2-35) и (2-36) может быть определен средний квадрат динамической погрешности и для нормального распределения входного сигнала по шкале АЦП

$$W(u_x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_x} \exp \left[ -\frac{(u_x - M_x)^2}{2\sigma_x^2} \right].$$

Решая эти уравнения с использованием (2-5), (2-6), (2-7), а также учитывая, что при  $\sigma_x \gg u_{\text{уст}}(i, j)_{\text{max}}$  в точках  $u_0(i, j)$  в пределах  $\pm u_{\text{уст}}(i, j)_{\text{max}}$  плотность распределения  $u_x$  можно считать постоянной, получим выражение для определения величины  $\overline{\sigma_{\text{дин}}^2}$ :

$$\begin{aligned} \overline{\sigma_{\text{дин}}^2} = & \frac{1}{3} A^3 e^{-3(v_T - v_0)} \left\{ \frac{1}{\pi \sigma_x^2} \sum_{j=1}^{P^m-1} e^{-\frac{[u_0(i, j) - M_x]^2}{2\sigma_x^2}} \times \right. \\ & \times \int_0^{u_{\text{пр}}} (u_x - j P^m u_{\text{пр}})^3 e^{-\frac{(u_x - M_x)^2}{2\sigma_x^2}} du_x + \\ & + \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_x} \sum_{i=2}^n \sum_{j=1}^{P^m-1} \sum_{\eta=0}^{P^m-1} e^{-\frac{[u_0(i, j) - M_x]^2}{2\sigma_x^2}} \times \\ & \times \left| P^{-m(i-1)} u_{\text{пр}} \left( \eta - j \frac{P^m - 1}{P^m} \right) \right|^3 \Big\}. \quad (2-46) \end{aligned}$$

Полученное выражение  $\overline{\sigma_{I \text{ дин}}^2}$  при нормальном законе распределения  $u_x$  требует довольно громоздких вычислений для определения и анализа основных зависимостей. В большой степени на величину  $\overline{\sigma_{I \text{ дин}}^2}$  оказывает влияние значения математического ожидания преобразуемого сигнала. Поэтому точное решение уравнения (2-46) может быть получено путем громоздких вычислений или на ЦВМ.

Определим средний квадрат динамической погрешности АЦП поразрядного уравнивания с  $P = 2$  при  $M_x = u_{\text{пр}}/2$ . При этом формула (2-46) после преобразований упрощается:

$$\overline{\delta_{I \text{ дин}}^2} = \frac{1}{3} A^3 e^{-3(v_T - v_0)} \delta_x^2 \left\{ \frac{4}{\pi} \left[ 1 - \left( 1 + \frac{1}{8\delta_x^2} \right) e^{-\frac{1}{8\delta_x^2}} \right] + \right. \\ \left. + \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{\delta_x^3} \sum_{i=2}^n e^{-\frac{(2-i+1-1)^2}{8\delta_x^2}} 2^{3i} \right\}. \quad (2-47)$$

Если  $\delta_x \ll 1$ , то, учитывая, что второй член правой части (2-47) быстро уменьшается при  $i > 2$ , получим выражение для относительной величины погрешности

$$\overline{\delta_{I \text{ дин}}^2} \approx 0,425 A^3 e^{-3(v_T - v_0)} \delta_x^2. \quad (2-48)$$

Аналогичным образом можно получить выражение для АЦП с переменной длительностью, учитывая (2-43) и (2-35):

$$\overline{\sigma_{I \text{ дин}}^2} = \frac{1}{3} A^3 e^{-3(v_T - v_0)} \frac{u_{\text{пр}}^3 P^{-3m}}{\sqrt{2\pi} \sigma_x} \times \\ \times \sum_{i=1}^n P^{-m(i-1)} \sum_{j=1}^{P^m-1} j^3 e^{-\frac{[u_0(1, i) - M_x]^2}{2\sigma_x^2}}. \quad (2-49)$$

Для АЦП поразрядного уравнивания с  $P = 2$  при  $M_x = u_{\text{пр}}/2$  приведенная к пределу измерения величина погрешности будет

$$\overline{\delta_{I \text{ дин}}^2} \approx 0,017 A^3 e^{-3(v_T - v_0)} \frac{2^N}{\delta_x}. \quad (2-50)$$

Как и в случае равномерного распределения, средний квадрат динамической погрешности для АЦП с переменной длительностью такта значительно больше, чем для АЦП с постоянной длительностью, причем сильно зависит от числа разрядов преобразователя.

*Распределение арксинуса.* При распределении входного сигнала по закону арксинуса (см. табл. 1-3), принимая  $M_x = u_{\text{пр}}/2$  и  $u_m = u_{\text{пр}}/2$ , а также считая плотность распределения  $u_x$  в пределах  $\pm u_{\text{уст}}(i, j)_{\text{max}}$  в точках  $u_0(i, j)$  постоянной из (2-35) и (2-36) с учетом (2-5), (2-6) и (2-7) получим выражение для осредненного по шкале среднего квадрата динамической погрешности:

$$\begin{aligned} \overline{\delta_{\text{дин}}^2} = & \frac{1}{3} A^3 e^{-3(v_{\text{т}} - v_0)} \left\{ \frac{2}{\pi^2} \sum_{j=1}^{P^m-1} \frac{1}{\sqrt{u_m^2 - u_0^2(i, j)}} \times \right. \\ & \times \int_0^{u_m} \frac{(u_x - j P^m u_{\text{пр}})^3}{\sqrt{u_m^2 - (u_x - M_x)^2}} du_x + \\ & \left. + \frac{1}{\pi} \sum_{i=2}^n \sum_{j=1}^{P^m-1} \sum_{\eta=0}^{P^m-1} \frac{\left| P^{-m(i-1)} u_{\text{пр}} \left( \eta - j \frac{P^m-1}{P^m} \right) \right|^3}{\sqrt{u_m^2 - u_0^2(i, j)}} \right\}. \end{aligned} \quad (2-51)$$

Для АЦП поразрядного уравнивания с  $P = 2$  приведенная к пределу измерения величина погрешности после преобразований (2-51) будет

$$\overline{\delta_{\text{дин}}^2} \approx 0,032 A^3 e^{-3(v_{\text{т}} - v_0)}. \quad (2-52)$$

При переменной длительности такта для поразрядного АЦП, как и в двух предыдущих случаях, используя (2-35) и (2-43), можно получить выражение для величины среднего квадрата динамической погрешности:

$$\overline{\delta_{\text{дин}}^2} \approx 0,027 A^3 e^{-3(v_{\text{т}} - v_0)} 2^N. \quad (2-53)$$

Как нетрудно заметить, полученные соотношения позволяют определить, средний квадрат динамической погрешности в зависимости от дисперсии входного сигнала только для нормального распределения. Для рав-

номерного распределения и распределения арксинуса они получены при дисперсиях  $\delta_{xp}^2 = 1/12$  и  $\delta_{xa}^2 = 1/8$  соответственно. Сравнивать же значения динамической погрешности при различных законах распределения необходимо при одинаковых дисперсиях входного сигнала. Получить зависимость среднего квадрата динамической погрешности от дисперсии входного сигнала для равномерного распределения и распределения арксинуса можно, вводя ограничения сигнала  $0 \leq u_{rp} \leq u_{np}/2$  и определяя дисперсию как  $\delta_{xp}^2 = u_{rp}^2 / (12 u_{np}^2)$  и  $\delta_{xa}^2 = u_{rp}^2 / (8 u_{np}^2)$ . Вычисление

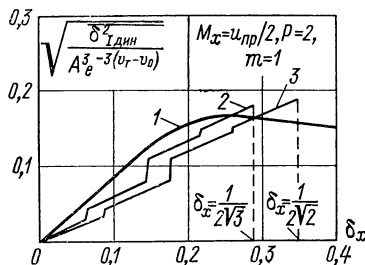


Рис. 2-10. Зависимость относительной величины динамической погрешности от дисперсии входного сигнала

среднего квадрата динамической погрешности при этом, если считать плотность распределения  $u_x$  в точках  $u_0(i, j)$  в пределах  $\pm u_{уст}(i, j)$  постоянной, можно проводить по формуле:

$$\bar{\delta}_{Iдин}^2 = \frac{1}{3} A^3 e^{-3(v_T - v_0)} \times \\ \times \sum_{n_{rp}(i, j)} |u_{уст}(i, j)|^3 \times \\ \times W[u_0(i, j)], \quad (2-54)$$

т. е. производя суммирование определенного числа отдельных составляющих погрешности  $n_{rp}(i, j)$  в точках  $u_0(i, j)$ , для которых соблюдено условие  $M_x - u_{rp} \leq u_0(i, j) < M_x + u_{rp}$ . Эта процедура довольно трудоемка и требует графического представления распределения отдельных составляющих динамической погрешности в пределах  $M_x \pm u_{rp}$ .

На рис. 2-10 даны зависимости относительной величины динамической погрешности от дисперсии входного сигнала для равномерного распределения (кривая 2) и распределения арксинуса (кривая 3), рассчитанные вышеуказанным способом. Кривая 1 — для нормального распределения — определена по формуле (2-47).

Сравнивая зависимости, можно видеть, что при нормальном распределении динамическая погрешность поразрядного АЦП при  $M_x = u_{rp}/2$  несколько больше, что объясняется большим влиянием динамической со-

ставляющей погрешности на первом такте преобразования, когда  $u_0(1, 1) = M_x$  и плотность распределения  $W(u_x)$  наибольшая.

Таким образом, полученные соотношения позволяют определить величину среднего квадрата динамической погрешности  $\overline{\delta_{I \text{ дин}}^2}$  при заданных параметрах АЦП и законе распределения входных сигналов. Может быть решена и обратная задача — определение параметров АЦП  $N, m, v_t$  по заданной величине  $\overline{\delta_{I \text{ дин}}^2}$ . Например, когда необходима оценка погрешности аналого-цифрового преобразования по среднему квадрату, можно, допустив большие значения максимальной величины  $\delta_{I \text{ дин max}}$ , уменьшить длительность тактов преобразования  $v_t$  и увеличить тем самым быстродействие АЦП.

## 2-4. Уменьшение динамической погрешности от переходных процессов

В параллельно-последовательных АЦП уменьшение динамической погрешности от переходных процессов при уравнивании, а следовательно, и увеличение быстродействия может быть достигнуто путем использования классических методов коррекции динамических характеристик инерционных измерительных преобразователей [10, 50]. Для этого в отдельных аналоговых узлах АЦП производится включение определенным образом пассивных корректирующих звеньев, например в ключах ПКН, как это показано в [39]. Математическая задача коррекции динамических характеристик заключается в описании переходных характеристик инерционного аналогового узла, подборе аналогичной переходной характеристики системы «аналоговый узел — корректирующее звено» с меньшей постоянной времени, чем у аналогового узла, и в нахождении нужной переходной характеристики корректирующего звена. Эта задача решается с применением математического аппарата, использующего описание динамических свойств АЦП посредством передаточных функций, изображаемых преобразованиями Лапласа—Карсона. Рассмотрим возможность применения пассивного корректирующего звена в параллельно-последовательных АЦП для уменьшения динамической погрешности от переходных про-



цессов при уравнивании измеряемого сигнала компенсирующим. На каждом  $i$ -м такте  $j$ -е компенсирующее напряжение, приведенное к пределу измерения с учетом переходного процесса (2-5), может быть описано выражением:

$$\delta u_{0j}(t) = \delta u_0(i, j) - \delta u_{уст}(i, j). \quad (2-55)$$

Если принять в (2-5)  $A = 1$ ,  $t_0 = 0$ ,  $s = 1$ , то будем иметь

$$\delta u_{0j}(t) = \delta u_0(i, j) (1 - e^{-t/\tau}). \quad (2-56)$$

Отсюда видно, что для любого  $i$  и  $j$  независимо от масштаба преобразования процесс включения компенсирующего напряжения описывается переходной функцией

$$\delta_0(t) = 1 - e^{-t/\tau}. \quad (2-57)$$

При этом процесс установления компенсирующего напряжения определяется функцией

$$\delta_{0\text{ уст}} = e^{-t/\tau}. \quad (2-58)$$

В операторной форме функция (2-57) может быть записана так:

$$\delta_0(\dot{p}) = \frac{1}{1 + \dot{p}\tau}. \quad (2-59)$$

где  $\dot{p}$  — комплексная переменная преобразования Лапласа—Карсона.

Математически включение корректирующего звена с передаточной функцией  $G(\dot{p})$  с целью уменьшения инерционности, т. е. постоянной времени переходного процесса в АЦП, описывается формулой [10]:

$$\delta_k(\dot{p}) = \delta_0(\dot{p}) G(\dot{p}). \quad (2-60)$$

Для случая идеальной коррекции, т. е.  $\delta_k(\dot{p}) = 1$ , передаточная функция оптимального корректирующего звена будет иметь вид

$$G^*(\dot{p}) = \frac{1}{\delta_0(\dot{p})} = 1 - \dot{p}\tau. \quad (2-61)$$

Однако такое корректирующее звено трудно реализуемо на практике, и обычно используются типовые RC-цепочки. На рис. 2-11 показано включение корректи-

рующего  $RC$ -звена ( $KЗ$ ) между источником компенсирующего напряжения  $u_{0j}$   $ПКН$  с эквивалентным внутренним сопротивлением  $R_0$  и сравнивающим устройством  $CY_j$ . Передаточная функция такого звена имеет вид

$$G(\dot{p}) = G_0 \frac{1 + \dot{p}\tau_K}{1 + \dot{p}\tau_K G_K}, \quad (2-62)$$

где  $G_0 = G_0(0) = \frac{R_M}{R_M + R_0 + R_K}$  — масштаб преобразования,  $\tau_K = G_K R_K$  — постоянная времени корректирующего звена,  $G_K = G_0 \left(1 + \frac{R_0}{R_M}\right)$  — масштаб коррекции.

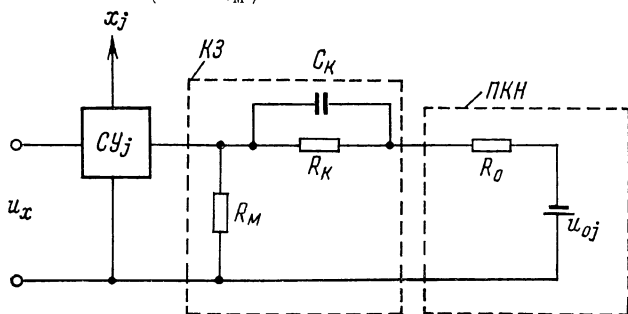


Рис. 2-11. Включение корректирующего  $RC$ -звена в АЦП

Подставим (2-62) и (2-59) в (2-60) и, произведя обратные преобразования Лапласа—Карсона, получим описание процесса установления компенсирующего напряжения на выходе корректирующего звена:

$$\delta_K(t) = G_0 \left\{ 1 - \frac{1}{1 - \alpha G_K} \left[ \alpha (1 - G_K) e^{-\frac{1}{\alpha G_K} \frac{t}{\tau}} - (1 - \alpha) e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \right\}. \quad (2-63)$$

С учетом этого процесс установления компенсирующего напряжения после корректирующего звена без учета изменения масштаба преобразования можно описать так:

$$\delta_{K, \text{уст}}(t) = \frac{1}{1 - \alpha G_K} \left[ \alpha (1 - G_K) e^{-\frac{1}{\alpha G_K} \frac{t}{\tau}} - (1 - \alpha) e^{-\frac{t}{\tau}} \right], \quad (2-64)$$

где  $\alpha = \tau_K / \tau$ .

Отсюда видно, что скорректированный процесс установления зависит как от постоянной времени  $\tau_k$  корректирующего звена, так и от масштаба коррекции  $G_k$ . На рис. 2-12 даны зависимости  $\delta_{k.уст}(t)$  при различных значениях  $\alpha$ . При  $\alpha = 1$  обеспечивается наиболее быстрое затухание переходного процесса, т. е. достигается наилучшая коррекция. В этом случае второй член в правой части (2-64) обращается в нуль, и оно значительно упрощается:

$$\delta_{k.уст}^*(t) = e^{-\frac{1}{\alpha G_k} \frac{t}{\tau}}. \quad (2-65)$$

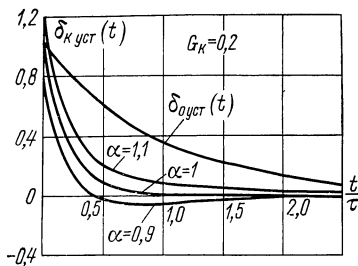


Рис. 2-12. Процесс установления компенсирующего напряжения при различных параметрах корректирующего звена

Сравнивая (2-58) и (2-65), видим, что постоянная времени процесса установления компенсирующего напряжения после коррекции уменьшается в  $\alpha G_k$  раз. Это позволяет при заданной величине переходного процесса уменьшить

длительность одного такта преобразования и увеличить быстродействие АЦП. Увеличение быстродействия  $Q_{т.к}$  АЦП за счет введения корректирующего звена можно определить из условия  $\delta_{0.уст}(t_{т0}) = \delta_{k.уст}^*(t_{т.к})$ . При этом получим

$$Q_{т.к}^* = \frac{t_{т0}}{t_{т.к}} = \frac{1}{G_k} = \frac{1}{G_0} \frac{R_m}{R_m + R_0}. \quad (2-66)$$

Таким образом, при выборе постоянной времени  $\tau_k$  корректирующего звена, равной постоянной времени переходного процесса уравнивания, увеличение быстродействия целиком определяется величиной выбранного масштаба преобразования и зависит от соотношения между сопротивлением  $R_0$  ПКН и сопротивлениями  $R_k$  и  $R_m$  корректирующего звена.

Так, например, для АЦП поразрядного уравнивания с пределом  $u_{пр} = 1$  в при использовании ПКН с напряжением  $u_{0.мах} = 10$  в и  $R_0 = 10$  ком, принимая  $R_m = R_0 = 10$  ком, получим величину  $R_k$  равной

80 ком. Так как  $G_0 = 0,1$ , то увеличение быстродействия при  $\tau_k = \tau$  такого АЦП по (2-66) будет равно  $Q_{т.к}^* = 5$ .

В заключение следует отметить, что рассмотренный случай несколько идеализирован и на практике  $Q_{т.к} < Q_{т.к}^*$ , так как обычно  $A < 1$  и  $t_0 \neq 0$ . Особенно в быстродействующих АЦП, когда задержка в основных узлах  $t_0$  составляет значительную часть длительности такта  $t_t$ , а переходный процесс не совсем точно описывается экспоненциальной функцией (2-4) в пределах  $0 - u_0(i, j)$ . Но и в практических схемах использование корректирующих звеньев в АЦП обеспечивает быстрое затухание переходных процессов, позволяет уменьшить динамические погрешности и увеличить быстродействие АЦП.

## Глава третья

### АВТОМАТИЧЕСКАЯ КОРРЕКЦИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПРИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОМ ПРЕОБРАЗОВАНИИ

#### 3-1. Структуры и алгоритмы работы АЦП с автоматической коррекцией динамических погрешностей

Наличие больших динамических погрешностей, возникающих при аналого-цифровом преобразовании и обусловленных инерционностью элементов АЦП и изменением кодируемого сигнала за время измерения, является основным недостатком как АЦП поразрядного уравнивания в частности, так и параллельно-последовательных АЦП вообще. Величина этих погрешностей во многих случаях оказывает влияние на основные параметры АЦП: точность, быстродействие, ширину спектра кодируемых сигналов. Поэтому естественно стремление к уменьшению динамических погрешностей. Наиболее эффективными методами уменьшения этих погрешностей являются методы контроля и коррекции процесса аналого-цифрового преобразования. Сущность организации алгоритмов преобразования с автоматическим контролем и коррекцией динамических погрешностей состоит в следующем: при аналого-цифровом преобразовании происходит последовательный процесс

уравновешивания входного сигнала компенсирующим, величина и направление которого на каждом такте вполне определены и характеризуются диаграммой состояний. Если преобразование происходит при наличии переходных процессов в узлах или при изменяющемся во времени входном сигнале, то на отдельных тактах преобразования процесс уравновешивания может принять неправильное направление, которое в конце цикла преобразования приводит к появлению динамической погрешности. Это ложное направление про-

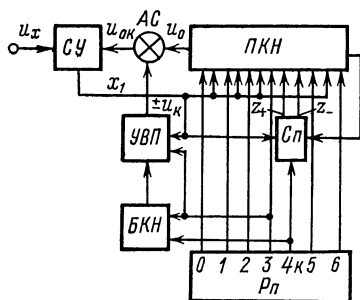


Рис. 3-1. Структура АЦП с последовательной коррекцией динамических погрешностей

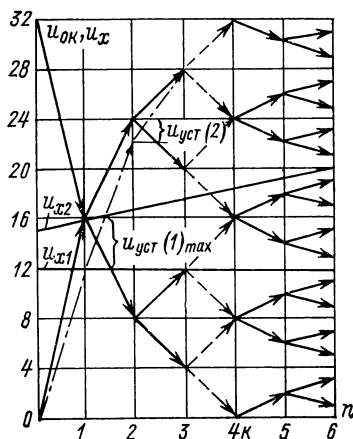


Рис. 3-2. Диаграмма состояний компенсирующего напряжения АЦП с последовательной коррекцией динамических погрешностей

цесса уравновешивания может быть обнаружено путем проверки на определенных контрольных тактах (с помощью вспомогательных устройств) соотношения между входным и компенсирующим сигналами, предельная величина которого при правильной работе АЦП заранее известна из диаграммы состояний. В случае обнаружения ошибки процесс уравновешивания изменяется, корректируется таким образом, чтобы дальнейшее преобразование производилось без погрешности. Рассмотрим работу АЦП поразрядного уравновешивания с коррекцией динамических погрешностей, структурная схема которого приведена на рис. 3-1. Диаграмма состояний, характеризующая процесс преобразования постоянного

напряжения  $u_{x1}$  и линейно изменяющегося напряжения  $u_{x2}$  в пятиразрядный двоичный код, дана на рис. 3-2. Штрих-пунктирными линиями показано напряжение  $u_0$  при наличии переходного процесса. Значения напряжений на рисунке выражены в квантах  $q$ . Дополнительно к обычным узлам (сравнивающее устройство  $СУ$ , преобразователь кода в напряжение  $ПКН$ , распределитель тактовых импульсов  $Pn$ ) в АЦП введены: блок контрольного напряжения  $БКН$ , устройство выбора полярности контрольного напряжения  $УВП$ , аналоговый сумматор  $АС$  и схема совпадения  $Сп$ . Кроме того, распределитель  $Pn$  имеет дополнительную шину контрольного такта ( $4к$ ), а в  $ПКН$  регистр триггеров разрядов, предшествующих контрольному, содержит схему сложения-вычитания единицы. На первых трех тактах преобразование производится, как в обычном АЦП. На четвертом, контрольном такте ( $i_k = 4$ ) в  $БКН$  производится включение контрольного напряжения  $u_k$ , которое суммируется с компенсирующим напряжением  $ПКН$   $u_0$ .

Причем, если на третьем такте выполнялось неравенство  $|u_x(3)| > |u_0(3)|$ , то  $u_k$  суммируется с  $u_0$ , а если  $|u_x(3)| < |u_0(3)|$ , то  $u_k$  вычитается из  $u_0$ . Величина контрольного напряжения  $u_k$  выбирается таким образом, чтобы величина его была больше (или равна) максимальной величины динамической погрешности, возникающей на тактах, предшествующих контрольному, и соответствовала значению компенсационного напряжения ближайшего старшего разряда  $ПКН$ . Это условие описывается соотношением:

$$u_k = u_{пр} 2^{-(i_k - 1)} \geq \Delta_{дин}. \quad (3-1)$$

На контрольном такте  $СУ$  производит проверку соотношений между преобразуемым напряжением  $u_x$  и компенсационным  $u_{ок} = u_0 \pm u_k$ . Если оказывается, что

1)  $|u_x(4к)| > |u_0(4к) + u_k|$  и  $|u_x(3)| > |u_0(3)|$ , то по сигналам  $x_1$  от  $СУ$  с выхода  $z_+$  схемы  $Сп$  в регистре  $ПКН$  производится увеличение кода, записанного в первых трех разрядах, на единицу (изменение  $u_0$  показано на рис. 3-2 штриховыми линиями);

2)  $|u_x(4к)| < |u_0(4к) - u_k|$  и  $|u_x(3)| < |u_0(3)|$ , то с выхода  $z_-$  схемы  $Сп$  в регистре  $ПКН$  производится уменьшение кода в этих разрядах на единицу;

3)  $|u_0(4\kappa) + u_\kappa| \geq |u_x(4\kappa)| \geq |u_x(4\kappa) - u_\kappa|$ , то схема  $ПКН$  оказывается закрытой и изменение кода в регистре  $ПКН$  не производится.

На последующих тактах процесс преобразования производится обычным образом. На диаграмме рис. 3-2 при преобразовании входного напряжения  $u_{x1} = 12q$  можно проследить процесс коррекции динамической погрешности от переходного процесса на первом такте, равной  $\Delta_{I \text{ дин}} = u_{уст}(1)_{\max} = 4q$  при  $u_\kappa = 4q$ . Сравним рис. 3-2

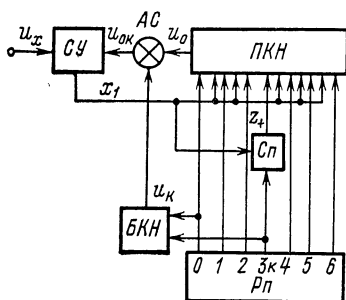


Рис. 3-3. Структура АЦП с последовательной коррекцией динамических погрешностей при начальном смещении компенсирующего напряжения

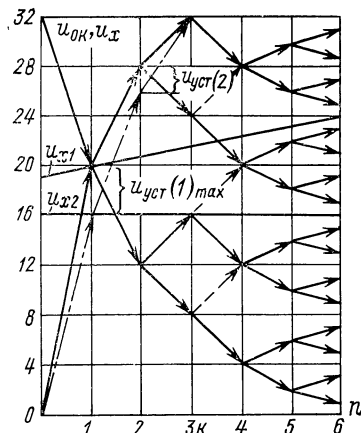


Рис. 3-4. Диаграмма состояний компенсирующего напряжения АЦП с последовательной коррекцией динамических погрешностей при начальном смещении

с диаграммой работы обычного АЦП (см. рис. 2-7), можно убедиться, что эта погрешность с точностью одного кванта полностью устраняется. По диаграмме можно проследить и коррекцию динамической погрешности от изменения напряжения  $u_{x2}$  за время измерения при прохождении точки шкалы  $0,5 u_{пр} = 16q$  в момент сравнения на первом такте. На рис. 3-3 приведена структура АЦП, схема которого аналогична рассмотренной, но значительно упрощена. В АЦП отсутствует УВП, схема  $Сп$  имеет только один выход  $z_+$  и регистр триггеров разрядов в  $ПКН$  содержит лишь схему сложения единицы. В этой схеме контрольное напряжение включается при установке АЦП в исходное состояние (рис. 3-4) и преоб-

разование на первых двух тактах производится при смещенном на величину  $u_k$  напряжении компенсации  $u_{0k} = u_0 + u_k$ . Величина контрольного напряжения выбирается из условия:

$$u_k = u_{\text{пр}} 2^{-i_k} \geq \Delta_{\text{дин}}. \quad (3-2)$$

На контрольном такте  $CU$  производит проверку соотношений между  $u_x$  и  $u_{0k}$  и происходит отключение  $u_k$  блоком контрольных напряжений. Если оказывается, что

1)  $|u_x(3)| > |u_0(3) + u_k|$ , то по сигналу  $x_1$  с  $CU$  производится коррекция кода в первом и втором разрядах  $ПKN$  путем добавления схемой совпадения  $Cn$  единицы к числовому значению этих разрядов (на рис. 3-4 показано изменение  $u_0$  штриховыми линиями);

2)  $|u_x(3)| \leq |u_0(3) + u_k|$ , то коррекция не производится. На последующих тактах процесс преобразования происходит обычным образом при отключенном контрольном напряжении  $u_k$ .

Нетрудно заметить, что рассмотренные структуры АЦП с коррекцией, отличаясь способом формирования контрольного напряжения, имеют общий алгоритм работы: процесс преобразования входного напряжения в код, контроль и коррекция производятся последовательно во времени. Кроме того, в рассмотренных структурах выполняется коррекция только тех динамических ошибок, которые возникли на тактах, предшествующих контрольному. Динамические ошибки, возникающие на контрольном и последующих тактах, не корректируются. Для их уменьшения до заданной величины необходимо введение дополнительных контрольных тактов и контрольных напряжений, с тем чтобы на каждом последующем такте производилась коррекция динамических ошибок, скорректированных на предыдущих тактах. Иначе необходимо введение нескольких ступеней коррекции. Число ступеней коррекции  $k$  и количество тактов преобразования на каждой из них  $n_{\text{ст}}$  определится заданной величиной динамической погрешности АЦП. Возможно существование большого количества алгоритмов работы АЦП с коррекцией динамической ошибки, отличающихся способами формирования контрольных сигналов, организацией коррекции процесса аналого-цифрового преобразования, количеством ступеней кор-



рекции и т. д. Однако все эти алгоритмы можно прежде всего разделить на два основных типа:

1. Алгоритмы с последовательной коррекцией (ПСК), в которых преобразование, контроль и коррекция производятся на различных тактах последовательно во времени. Этот алгоритм использован в рассмотренных структурах АЦП.

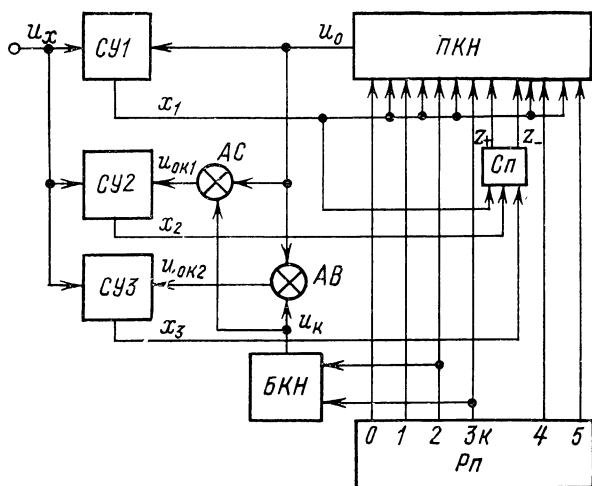


Рис. 3-5. Структура АЦП с параллельной коррекцией динамических погрешностей

2. Алгоритмы с параллельной коррекцией (ПРК), в которых преобразование, контроль и коррекция производятся на одном такте одновременно.

Пример одноступенчатой структуры АЦП с ПРК представлен на рис. 3-5. АЦП имеет три СУ, аналоговый сумматор  $АС$  и аналоговый вычитатель  $АВ$ , с помощью которых на третьем такте одновременно с определением третьего разряда производится контроль процесса уравнивания. На диаграмме состояний рис. 3-6 контрольные напряжения  $u_{к1} = +u_k$  и  $u_{к2} = -u_k$  показаны штрих-пунктирными линиями, изменение компенсирующего напряжения  $u_0$  при коррекции — штриховыми линиями.

Величина этих напряжений выбирается из условия (3-2). На третьем такте одновременно с определением

3-го разряда АЦП производится контроль и коррекция. При этом, если оказывается, что

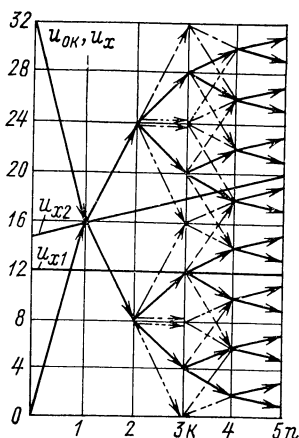
1)  $|u_x(3)| > |u_0(3) + u_k|$ , то по сигналам  $x_1, x_2$  и  $x_3$  с СУ1, СУ2 и СУ3 производится коррекция кода в регистре трех первых разрядов АЦП путем добавления единицы с выхода  $z_+ Cn$  к числовому значению разрядов;

2)  $|u_x(3)| < |u_0(3) - u_k|$ , то по сигналам  $x_1, x_2$  и  $x_3$  с СУ производится коррекция кода в регистре триггеров трех первых разрядов путем вычитания единицы сигналом с выхода  $z_- Cn$  из числового значения разрядов;

3)  $|u_0(3) - u_k| \leq |u_x(3)| \leq |u_0(3) + u_k|$ , то коррекция не производится и АЦП работает обычным образом.

Рис. 3-6. Диаграмма состояний компенсирующего и контрольных напряжений АЦП с параллельной коррекцией динамических погрешностей

— напряжение  $u_0$ ,  
— · — напряжение  $u_{k1} = +u_k$ ,  
— · · — напряжение  $u_{k2} = -u_k$

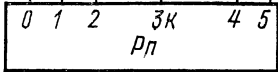


В рассмотренном АЦП с ПСК корректируются только динамические погрешности, величина которых на контрольном такте согласно (3-2) не превышает величины контрольного напряжения  $u_k$ . Можно расширить диапазон корректируемых ошибок на одном такте коррекции, если ввести параллельно  $u_k$  дополнительное число  $k_n$  контрольных напряжений  $u_{k.n}$ , выбирая величину их, например, равной

$$u_{k.n} = u_{np} k_n 2^{-i_k} \geq \Delta_{дин}. \quad (3-3)$$

Коррекция кода на контрольном такте при этом должна проводиться в регистре триггеров старших разрядов, отстоящих от контрольного на  $i_k - k_n + 1$ . Естественно, что эффективность таких АЦП с несколькими степенями параллельной коррекции  $k_n$  будет еще большей. На рис. 3-7 приведена структура АЦП, имеющая

1) если  $|u_x(3)| > |u_0(3) + 2u_k|$ , то по сигналам  $x_1, x_4$  и  $x_5$  с  $CY1, CY4$  и  $CY5$  производится коррекция



рекции динамических погрешностей

1) если  $|u_x(3)| > |u_0(3) + 2u_k|$ , то по сигналам  $x_1, x_4$  и  $x_5$  с  $СУ1, СУ4$  и  $СУ5$  производится коррекция

1) если  $|u_x(3)| > |u_0(3) + 2u_k|$ , то по сигналам  $x_1, x_4$  и  $x_5$  с  $СУ1, СУ4$  и  $СУ5$  производится коррекция

кода в регистре двух первых разрядов АЦП путем добавления с выхода  $z_+ Cn2$  единицы к числовому значению разрядов;

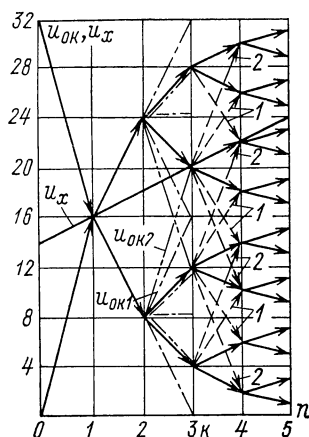
2) если  $|u_x(3)| < |u_0(3) - 2u_k|$ , то по сигналам с  $x_1, x_4$  и  $x_5$  с  $CY1, CY4$  и  $CY5$  в регистре двух первых разрядов сигналом с выхода  $z_- Cn2$  производится вычитание единицы;

3) если  $|u_0(3) - 2u_k| \leq |u_x(3)| \leq |u_0(3) + 2u_k|$ , то коррекция со второй ступени не производится.

На диаграмме состояний рис. 3-8 показано контрольное напряжение второй ступени  $u_{0к2} = u_0 + u_{к2}$  и контрольное напряжение первой ступени  $u_{0к1} = u_0 + u_{к1}$  при контроле на 3-м такте изменяющегося сигнала  $u_x$ . Штри-

Рис. 3-8. Диаграмма состояний компенсирующего и контрольных напряжений АЦП с двумя ступенями параллельной коррекции динамических погрешностей

— напряжение  $u_0$ , — · — напряжение  $u_{0к1}$ , — · · — напряжение  $u_{0к2}$



ховой линией 1 показано изменение компенсирующего напряжения  $u_0$  при коррекции первой ступенью с  $Cn1$ , штриховой линией 2 — при коррекции второй ступенью с  $Cn2$ . Как видно из сравнения рассмотренных структур, АЦП, использующие алгоритмы с ПРК, более сложны, чем АЦП, использующие алгоритмы с ПСК. Однако следует ожидать, что эффективность коррекции динамических погрешностей АЦП с ПРК будет выше, так как в них нет дополнительных затрат времени на проведение операций контроля и коррекции.

Кроме алгоритмов с ПСК и ПРК, возможны алгоритмы аналого-цифрового преобразования со смешанной последовательно-параллельной коррекцией (ППК), в которых преобразование, контроль и коррекция производятся частично последовательно во времени, частично одновременно. Комбинаций здесь может быть

довольно много. Естественно, что как по эффективности уменьшения динамических погрешностей, так и по сложности реализации такие алгоритмы должны занимать

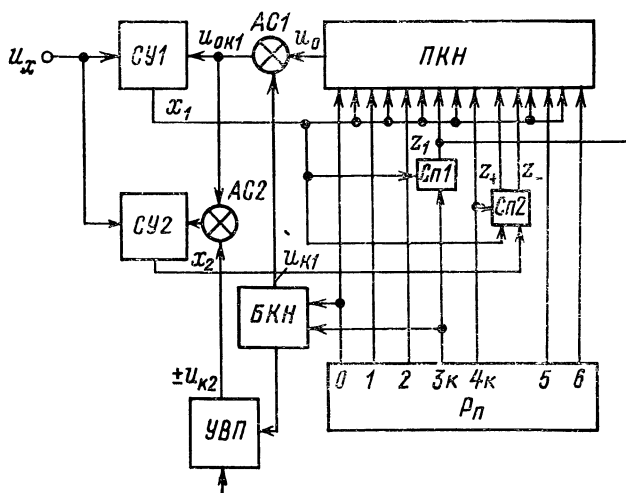


Рис. 3-9. Структура АЦП с параллельно-последовательной коррекцией динамических погрешностей

промежуточное положение между алгоритмами ПРК и ПСК. На рис. 3-9 представлена одна из структур АЦП с ППК, диаграмма состояний компенсирующих напряжений дана на рис. 3-10. АЦП работает с начальным смещением  $u_{к1}$  и до третьего такта работает аналогично структуре с ПСК на рис. 3-3. На четвертом такте  $u_{к1}$  отключается, а  $u_{к2}$ , равное  $u_{к1}$ , включается и суммируется в  $AC2$  с  $u_0$  (это напряжение показано штрих-пунктирной

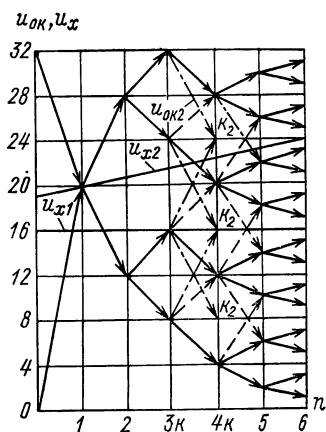


Рис. 3-10. Диаграмма состояний компенсирующего напряжения АЦП с параллельно-последовательной коррекцией динамических погрешностей

линией до точки  $\kappa_2$ ). Полярность  $u_{\kappa_2}$  определяется УВП в зависимости от работы схемы *Cn1*:  $u_{\kappa_2} = +u_{\kappa}$ , если на выходе *Cn1*  $z_1 = 1$ , и  $u_{\kappa_2} = -u_{\kappa}$ , если  $z_1 = 0$ . В момент сравнения на 4-м такте, если  $|u_x(4\kappa)| > |u_0(4\kappa) + u_{\kappa_2}|$ , то с выхода  $z_+$  *Cn2* производится увеличение кодового значения трех первых разрядов на единицу, а если  $|u_x(4\kappa)| < |u_0(4\kappa) - u_{\kappa_2}|$ , то с выхода  $z_-$  *Cn2* производится уменьшение кода на единицу.

Для всех указанных алгоритмов работы АЦП процесс уравнивания может быть описан в общем виде для произвольного числа ступеней коррекции  $k$  и количества тактов на каждой из них  $n_{\text{ст}}$  с учетом параллельно последовательной организации аналого-цифрового преобразования.

Для алгоритма с последовательной коррекцией процесс уравнивания с учетом соотношения (1-11) записывается следующим образом:

$$u_{0\kappa}(n) = u_{\text{пр}} \left[ \sum_{i=1}^{n_p} P^{-mi} \sum_{j=1}^{P^m-1} x_{i,j} + \sum_{i_{\kappa}=1}^k x_{i_{\kappa}} P^{-m \left( \sum_{v=1}^{i_{\kappa}} n_{\text{ст}} v^{-v+1} \right)} \right], \quad (3-4)$$

где  $n = n_p + k$  — общее число тактов,  $i = 1, 2, \dots, n_p$  — рабочие такты преобразования,  $i_{\kappa} = 1, 2, \dots, k$  — такты контроля и коррекции,

$$x_{i_{\kappa}} = \begin{cases} +1 & \text{при } |u_x(i_{\kappa})| > |u_0(i_{\kappa}, j_{\text{max}}) + u_{\kappa}(i_{\kappa})| \text{ и } x_{i,j} = x_{i,j_{\text{max}}} = 1, \\ 0 & \text{при } |u_0(i_{\kappa}, j_{\text{max}}) + u_{\kappa}(i_{\kappa})| \geq |u_x(i_{\kappa})| \geq |u_0(i_{\kappa}, 1) - u_{\kappa}(i_{\kappa})|, \\ -1 & \text{при } |u_x(i_{\kappa})| < |u_0(i_{\kappa}, 1) - u_{\kappa}(i_{\kappa})| \text{ и } x_{i,j} = x_{i,1} = 0 \end{cases} \quad (3-5)$$

определяется соотношением (1-10).

При использовании в АЦП с ПСК начального смещения  $u_{\kappa}$  для (3-4)

$$x_{i_{\kappa}} = \begin{cases} 1 & \text{при } |u_x(i_{\kappa})| > |u_0(i_{\kappa}) + u_{\kappa}|, \\ 0 & \text{при } |u_x(i_{\kappa})| \leq |u_0(i_{\kappa}) + u_{\kappa}|. \end{cases} \quad (3-6)$$

Для алгоритма с параллельной коррекцией (с одной ступенью параллельной коррекции) процесс уравнивания записывается аналогично:

$$u_{0к}(n) = u_{пр} \left[ \sum_{i=1}^{n_p} P^{-mi} \sum_{j=1}^{P^{m-1}} x_{i,j} + \sum_{i_k=2}^k x_{i_k} P^{-m \sum_{v=1}^{i_k} n_{ст v}} \right], \quad (3-7)$$

где  $i_k = i$ , а  $x_{i,j}$  — определяется из (1-10),

$$x_{i_k} = \begin{cases} +1 & \text{при } |u_x(i)| > |u_0(i, j_{\max}) + u_k(i)|, \\ 0 & \text{при } |u_0(i, j_{\max}) + u_k(i)| \geq |u_x(i)| \geq \\ & \geq |u_0(i, 1) - u_k(i)|, \\ -1 & \text{при } |u_x(i)| < |u_0(i, 1) - u_k(i)|. \end{cases} \quad (3-8)$$

Для алгоритма с  $k_{\pi}$  ступенями параллельной коррекции процесс уравнивания запишется следующим образом:

$$u_{0к}(n) = u_{пр} \left( \sum_{i=1}^{n_p} P^{-mi} \sum_{j=1}^{P^{m-1}} x_{i,j} + \sum_{i_k=2}^k \sum_{\lambda=1}^{k_{\pi}} x_{i_{k\lambda}} \lambda P^{-m \sum_{v=1}^{i_k} n_{ст v}} \right), \quad (3-9)$$

где  $i_k = i$ , а  $x_{i,j}$  определяется из (1-10),

$$x_{i_{k\lambda}} = \begin{cases} +1 & \text{при } |u_x(i)| > |u_0(i, j_{\max}) + u_{k\lambda}(i)|, \\ 0 & \text{при } |u_0(i, j_{\max}) + u_{k\lambda}(i)| \geq |u_x(i)| \geq \\ & \geq |u_0(i, 1) - u_{k\lambda}(i)|, \\ -1 & \text{при } |u_x(i)| < |u_0(i, 1) - u_{k\lambda}(i)|. \end{cases} \quad (3-10)$$

Для алгоритма с последовательно-параллельной коррекцией процесс уравнивания имеет вид:

$$u_{0к}(n) = u_{пр} \left[ \sum_{i=1}^{n_p} P^{-mi} \sum_{i=1}^{P^{m-1}} x_{i,j} + \right]$$

$$+ \sum_{i_K=1}^k x_{1i_K} P^{-m \left( \sum_{v=1}^{i_K} n_{c1v} - v + 1 \right)} + \\ + \sum_{i_K=1}^k x_{2i_K} P^{-m \sum_{v=1}^{i_K} (n_{cT} v - v)} \Bigg], \quad (3-11)$$

$$\text{где } x_{2i_K} = \begin{cases} +1 & \text{при } |u_x(i_K)| > |u_0(i, j_{\max}) + \\ & + u_{K2}(i_K)| \text{ и } x_{1i_K} = 1, \\ 0 & \text{при } |u_0(i, j_{\max}) + u_{K2}(i_K)| \geq |u_x(i_K)| \geq \\ & \geq |u_0(i, 1) - u_{K2}(i_K)|, \\ -1 & \text{при } |u_x(i_K)| < |u_0(i, 1) - u_{K2}(i_K)| \\ & \text{и } x_{1i_K} = -1, \end{cases} \quad (3-12)$$

$x_{1i_K} = x_{i_K}$  определяется соотношением (3-5) или (3-6),  $x_{i,j}$  определяется из (1-10).

Таким образом, рассмотренные структуры и алгоритмы работы АЦП показывают, что процесс аналого-цифрового преобразования с коррекцией динамических погрешностей может быть организован разнообразными способами. Так, контрольное напряжение может быть сформировано не только с помощью БКН, но и путем переключения определенных разрядов на тактах коррекции с помощью напряжения ПКН [4, 38]. Однако формирование контрольных напряжений с помощью разрядов ПКН может быть осуществлено только при последовательной коррекции с небольшим числом ступеней коррекции, так как иначе значительно усложняются логические связи управления разрядами ПКН, увеличивается общее число тактов преобразования и в результате падает эффективность коррекции.

Операция коррекции выходного кода АЦП может производиться как в процессе преобразования путем изменения состояний триггеров разрядов ПКН прибавлением или вычитанием единицы на тактах коррекции, так и путем суммирования в конце цикла преобразования кодов ПКН и БКН, сумма которых, как следует из (3-4), (3-7), (3-9) и (3-11), соответствует скорректированному коду аналого-цифрового преобразователя.



### 3-2. Основные соотношения при коррекции динамических погрешностей от переходных процессов

Проведем сначала анализ АЦП с последовательной коррекцией. Вывод основных соотношений проведем для структуры АЦП, использующей начальное смещение в качестве контрольного напряжения. В этой структуре (см. рис. 3-3) нагляднее представлен путь изменения компенсирующих напряжений, когда динамическая погрешность, представляющая собой суммарную величину переходных процессов в момент сравнения на контрольном такте, максимальна. Будем считать, что зависимость переходных процессов от величины компенсирующих напряжений имеет линейный характер, т. е. в (2-4)  $s = 1$ . Не будем учитывать некоторого различия в величине переходных процессов на первом такте преобразования, обусловленного функциональной зависимостью (2-7) и наличием начального смещения.

Пусть параллельно-последовательный АЦП имеет  $k$  ступеней коррекции. Тогда относительная величина контрольного напряжения  $\delta u_{k1}$  и число тактов преобразования первой ступени коррекции  $n_{ст1}$ , для которых определяются значения  $N_1$  первых разрядов АЦП, с учетом (3-2) определится из соотношения:

$$\delta u_{k1} = P^{-mn_{ст1}} > \delta_{I \text{ дин макс } 1}. \quad (3-13)$$

Количество тактов первой ступени будет

$$n_{ст1} = n_1 + 1 \geq \frac{-\ln \delta_{I \text{ дин макс } 1}}{m \ln P}, \quad (3-14)$$

где  $n_1 = N_1/m$ .

Максимальная динамическая ошибка первой ступени коррекции определится суммарной величиной переходных процессов в момент сравнения на контрольном такте:

$$\begin{aligned} \delta_{ст1} &= A_0' \delta u_0(1, j_{\max}) e^{-n_{ст1} v_T} + \\ &+ A_0' \delta u_0(2, j_{\max}) e^{-(n_{ст1}-1) v_T} + \dots + A_0' \delta u_k e^{-v_T} = \\ &= \sum_{i=1}^{n_{ст1}-1} A_0' \delta u_0(i, j_{\max}) e^{-(n_{ст1}-1+i) v_T} + A_0' \delta u_k e^{-v_T} = \\ &= A_0 e^{-n_{ст1} v_T} \frac{(P^{-m} e^{v_T})^{n_{ст1}-1} - 1}{P^{-m} e^{v_T} - 1} + A_{01} e^{-v_T} P^{-m(n_{ст1}-1)}. \end{aligned}$$

где

$$A_0' \delta u_0(i, j_{\max}) = A \delta u_0(i, j_{\max}) e^{v_0} = A_m P^{-m(i-1)},$$

$$A_0 = A \frac{(P^m - 1)^2}{P^m} e^{v_0}, \quad A_{01} = \frac{A}{P^m} e^{v_0}.$$

Для второй ступени коррекции будем иметь относительную величину контрольного напряжения

$$\delta u_{k2} = P^{-m(n_{\text{ст}1} + n_{\text{ст}2} - 1)} \geq \delta_{\text{ст}1}.$$

Число тактов первой и второй ступени будет

$$n_{\text{ст}1} + n_{\text{ст}2} \geq \frac{-\ln \delta_{\text{ст}1}}{m \ln P} + 1.$$

Максимальная динамическая ошибка

$$\begin{aligned} \delta_{\text{ст}2} &= \delta_{\text{ст}1} e^{-n_{\text{ст}2} v_T} + \sum_{i=n_{\text{ст}1}}^{n_{\text{ст}2}-1} A_0' \delta u_0(i, j_{\max}) e^{-(n_{\text{ст}1}+1-i) v_T} + \\ &+ A_{01} e^{v_T} P^{-m(n_{\text{ст}1} + n_{\text{ст}2} - 2)} = \\ &= A_0 e^{-(n_{\text{ст}1} + n_{\text{ст}2}) v_T} \frac{(P^{-m} e^{v_T})^{n_{\text{ст}1}-1} - 1}{P^{-m} e^{v_T} - 1} + \\ &+ A_0 P^{-m(n_{\text{ст}2}-1) v_T} e^{-n_{\text{ст}2}} \frac{(P^{-m} e^{v_T})^{n_{\text{ст}2}-1} - 1}{P^{-m} e^{v_T} - 1} + \\ &+ A_{01} e^{-(n_{\text{ст}2}-1) v_T} P^{-m(n_{\text{ст}1}-1)} + A_{01} e^{-v_T} P^{-m(n_{\text{ст}1} + n_{\text{ст}2} - 2)}. \end{aligned}$$

Для  $k$ -й ступени соответственно получим величину контрольного напряжения

$$\delta u_{kk} = P^{-m \left( \sum_{v=1}^k n_{\text{ст}v} - k + 1 \right)} \geq \delta_{\text{ст}, k-1}. \quad (3-15)$$

Число тактов всех  $k$  ступеней

$$\sum_{v=1}^k n_{\text{ст}v} \geq \frac{-\ln \delta_{\text{ст}, k-1}}{m \ln P} + k - 1. \quad (3-16)$$

Максимальная динамическая ошибка

$$\delta_{\text{ст}k} = A_0 \sum_{v=1}^k e^{-v_T} \sum_{i=v}^k n_{\text{ст}i} P^{-m} \sum_{i=1}^{v-1} \binom{n_{\text{ст}i}-v+1}{-1} \times \\ \times \left[ \frac{(P^{-m} e^{v_T})^{n_{\text{ст}v}-1} - 1}{P^{-m} e^{v_T} - 1} \right] + \\ + A_{01} e^{-v_T} \sum_{v=1}^k e^{-v_T} \sum_{i=v}^k \binom{n_{\text{ст}i}-n_{\text{ст}v}}{-1} P^{-m} \sum_{i=1}^v \binom{n_{\text{ст}i}-v}{-1}. \quad (3-17)$$

Величина динамической ошибки  $k$ -й ступени определяет динамическую погрешность от переходных процессов АЦП с коррекцией, т. е.  $\delta_{\text{I дин}} = \delta_{\text{ст}k}$ . Таким образом, формула (3-17) связывает динамическую погрешность  $\delta_{\text{I дин}}$ , относительную длительность такта  $v_T$ , число ступеней  $k$  и число тактов на каждой ступени коррекции  $n_{\text{ст}}$ , т. е. быстродействие, точность АЦП и параметры схемы коррекции.

Для удобства дальнейшего анализа проведем некоторое упрощение. Можно показать (см. приложение 2), что при  $v_T \gg m \ln P$  формула (3-17) преобразуется к виду:

$$\delta_{\text{ст}k} = A_{01} e^{-v_T} P^{-m} \sum_{v=1}^k \binom{n_{\text{ст}v}-k}{-1}. \quad (3-18)$$

Видно, что при данном условии величина динамической ошибки на последней ступени коррекции определяется переходным процессом от включения контрольного напряжения на последнем,  $k$ -м контрольном такте. Подставив в (3-16) значение  $\delta_{\text{ст. } k-1}$ , определенное из (3-18), после несложных преобразований получим для числа тактов  $k$ -й ступени:

$$n_{\text{ст}k} = n_{\text{ст}} = \frac{v_T - \ln A_{01}}{m \ln P}. \quad (3-19)$$

Из полученного соотношения видно, что при принятых допущениях число тактов на всех ступенях коррекции одинаково. Тогда из (3-18) можно определить величину динамической погрешности

$$\delta_{\text{I дин}} = A_{01} e^{-v_T} P^{-mk} (n_{\text{ст}}^{-1}) \quad (3-20)$$

и относительную величину длительности одного такта преобразования АЦП

$$v_{т.к} = \frac{-\ln \delta_{I \text{ дин}} + km \ln P}{k+1} + \ln A_{01}. \quad (3-21)$$

Из (3-20) видно, что длительность такта АЦП с последовательной коррекцией при заданной величине динамической погрешности будет примерно в  $k+1$  раз меньше, чем в АЦП без коррекции. Соответственно будет меньше и время преобразования, которое определяется длительностью общего числа тактов. Общее число тактов АЦП с коррекцией будет складываться из рабочих тактов собственно аналого-цифрового преобразования  $n_p$  и тактов коррекции, т. е.  $n = n_p + k$ . Число тактов  $n_p = N/m$  определяется требуемой разрядностью преобразователя  $N$  и может быть найдено с помощью известного соотношения  $q = P^{-N}$ :

$$n_p = \frac{-\ln \delta_{I \text{ дин}} + \ln \frac{a}{2}}{m \ln P} = n_0 + n_d, \quad (3-22)$$

где  $a = \delta_{I \text{ дин}}/\delta_q$  — отношение динамической погрешности к погрешности дискретности, равной половине кванта  $q$ ,  $n_0 = -\ln \delta_{I \text{ дин}}/(m \ln P)$  — число тактов преобразования, определяемых только величиной динамической погрешности  $\delta_{I \text{ дин}}$ ,  $n_d = \frac{\ln a/2}{m \ln P}$  — дополнительное число тактов, зависящее от принятого соотношения между  $\delta_{I \text{ дин}}$  и  $\delta_q$ .

Относительное время преобразования АЦП с последовательной коррекцией динамической погрешности будет

$$V_k = nv_{т.к} = (n_p + k) v_{т.к}. \quad (3-23)$$

Выигрыш в быстродействии от введения коррекции динамической погрешности определится выражением:

$$Q_{т.к} = \frac{V_0}{V_k} = \frac{n_p v_{т0}}{(n_p + k) v_{т.к}} = \frac{(k+1) n_p \ln (A_{01}/\delta_{I \text{ дин}})}{(n_p + k) \ln (P^{km} A_{01}^{(k+1)}/\delta_{I \text{ дин}})}.$$

Для значений динамической погрешности  $\delta_{I \text{ дин}} \ll \ll 1/A_{01}$  увеличение быстродействия составит величину

$$Q_{т.к} \approx \frac{n_p (k+1)}{n_p + k}. \quad (3-24)$$

Используя (3-19), (3-21) и (3-22), определяем число тактов на каждой ступени коррекции в зависимости от числа ступеней

$$n_{\text{ст}} = \frac{n_0 + k}{k + 1}. \quad (3-25)$$

Минимальное число тактов на одной ступени в АЦП с последовательной коррекцией  $n_{\text{ст}} = 2$  будет при максимальном числе ступеней коррекции  $k_{\text{max}} = n_0 - 2$ . Общее число ступеней коррекции при заданной динамической погрешности АЦП будет  $k = 0 \div k_{\text{max}}$ . Подставляя в (3-24) значение  $k_{\text{max}}$  и полагая  $n_p = n_0$ , получим максимальный выигрыш в быстродействии

$$Q_{\text{т.к}} \approx n_p / 2. \quad (3-26)$$

Из (3-20) и (3-25) можно получить зависимость величины динамической погрешности от числа ступеней коррекции, которая при  $k_{\text{max}}$  будет

$$\delta_{\text{I дин}} = qAP^m e^{-v_{\text{т}} + v_0}. \quad (3-27)$$

Полученные соотношения позволяют полностью определить все параметры АЦП с последовательной коррекцией динамической погрешности в зависимости от предъявляемых требований. Можно получить те же соотношения для АЦП с параллельной коррекцией с одной параллельной ступенью, если при выводе соотношения (3-17) учесть, что число разрядов в ступени коррекции на единицу меньше. Для  $k$ -й ступени получим величину контрольного напряжения

$$\delta u_{\text{кк}} = P^{-m \sum_{v=1}^k n_{\text{ст} v}} \geq \delta_{\text{ст. } k-1}.$$

Число тактов всех  $k$  ступеней

$$\sum_{v=1}^k n_{\text{ст} v} \geq \frac{-\ln \delta_{\text{ст. } k-1}}{m \ln P}.$$

Максимальная динамическая ошибка

$$\delta_{\text{ст} k} = A_0 \sum_{v=1}^k e^{-v_{\text{т}} \sum_{i=v}^k n_{\text{ст} i}} P^{-m \sum_{i=1}^{v-1} n_{\text{ст} i} + 1} \times$$

$$\times \left[ \frac{(P^{-m} e^{v_T})^{n_{\text{ст}} v^{-1}} - 1}{P^{-m} e^{v_T} - 1} \right] +$$

$$+ A_{02} e^{-v_T} \sum_{v=1}^k e^{-v_T \sum_{i=v}^k} \left( n_{\text{ст}} i - n_{\text{ст}} v \right) P^{-m \sum_{i=1}^v n_{\text{ст}} i}, \quad (3-28)$$

где  $A_{02} = A_0 + A_{01}$ .

Произведя преобразования, аналогичные преобразованиям для АЦП с последовательной коррекцией, при  $v_T \gg m \ln P$  получим основные соотношения для АЦП с параллельной коррекцией.

Величина динамической погрешности

$$\delta_{I \text{ дин}} = A_{02} e^{-v_T} P^{-m k n_{\text{ст}}}. \quad (3-29)$$

Относительная величина такта преобразования

$$v_{T. \kappa} = \frac{-\ln \delta_{I \text{ дин}}}{k+1} + \ln A_{02}. \quad (3-30)$$

Время преобразования АЦП с параллельной коррекцией

$$V_{\kappa} = n_p v_{T. \kappa}, \quad (3-31)$$

а выигрыш в быстродействии при  $\delta_{I \text{ дин}} \ll 1/A_{02}$  составит величину

$$Q_{T. \kappa} \approx k+1. \quad (3-32)$$

Зависимость числа тактов на каждой ступени коррекции в зависимости от числа ступеней будет определяться выражением

$$n_{\text{ст}} = \frac{n_0}{k+1}. \quad (3-33)$$

Для АЦП с параллельной коррекцией минимальное число тактов на одной ступени  $n_{\text{ст}} = 1$  будет при максимальном числе ступеней  $k_{\text{max}} = n_0 - 1$ , а общее число ступеней  $k = 0 \div k_{\text{max}}$ .

Максимальный выигрыш в быстродействии обеспечивается при  $k_{\text{max}}$  и  $n_p = n_0$ :

$$Q_{T. \kappa \text{ max}} \approx n_p. \quad (3-34)$$

Величина динамической погрешности в зависимости от числа ступеней определяется из (3-29) и (3-33) и для  $k_{\max}$  будет равна

$$\delta_{\text{дин}} = qA [(P^m - 1)^2 + 1] e^{-v_T + v_0}. \quad (3-35)$$

На рис. 3-11 и 3-12 даны зависимости  $Q_{\text{т.к}}$  и  $n_{\text{ст}}$  от числа ступеней коррекции для двоичных поразрядных АЦП

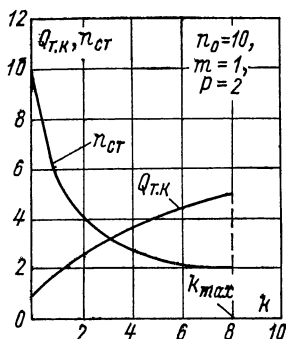


Рис. 3-11. Зависимость выигрыша в быстродействии и числа тактов на одной ступени коррекции от числа ступеней коррекции для поразрядного АЦП с последовательной коррекцией

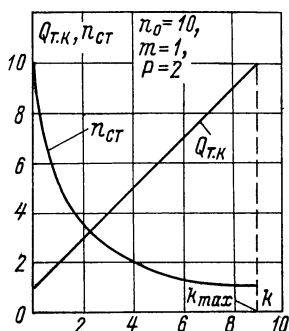


Рис. 3-12. Зависимость выигрыша в быстродействии и числа тактов на одной ступени коррекции от числа ступеней коррекции для поразрядного АЦП с параллельной коррекцией

с последовательной и параллельной коррекцией соответственно. Видно, что для АЦП с последовательной коррекцией число  $n_{\text{ст}}$  уменьшается очень быстро, в то время как  $Q_{\text{т.к}}$  при больших  $k$  увеличивается незначительно. Поэтому не всегда в таких АЦП целесообразно использовать максимальное число ступеней коррекции: это влечет за собой усложнение схемы, снижение надежности и т. д. Для АЦП с параллельной коррекцией  $Q_{\text{т.к}}$  растет пропорционально  $k$ , и в них выгоднее использовать наибольшее число ступеней коррекции.

Сравним теперь общую величину максимального выигрыша в быстродействии для параллельно-последовательных АЦП с коррекцией динамической погрешности с учетом параллельной обработки  $m > 1$  разрядов за

такт. Для АЦП с последовательной коррекцией получим

$$Q_{т. к \max}^* = Q_{т. к \max} \approx n_p m/2 = N/2. \quad (3-36)$$

Для АЦП с параллельной коррекцией получим

$$Q_{т. к \max}^* \approx n_p m = N. \quad (3-37)$$

Как видно из полученных выражений, максимальный выигрыш в быстродействии параллельно-последовательных АЦП с коррекцией зависит только от разрядности преобразователя. Отсюда следует важный вывод, что при учете переходных процессов все структуры параллельно-последовательных АЦП эквивалентны по быстродействию АЦП поразрядного уравнивания с коррекцией динамической погрешности. Т. е., если учитывать при оценке быстродействия АЦП переходные процессы, то АЦП поразрядного уравнивания с коррекцией динамической погрешности при использовании в схеме одинаковых по быстродействию элементов и узлов и заданной динамической погрешности обеспечивает то же быстродействие, что и параллельно-последовательные АЦП с  $m > 1$ , вплоть до АЦП с  $m = N$ .

Справедливость этого положения можно показать на простом примере. Для АЦП с  $m = N$  процесс установления  $u_0$  будет определяться соотношением

$$\delta u'_{уст \max} = A'_0 e^{-v_{т1}}, \quad (3-38)$$

где  $A'_0 = A e^{v_0}$ , а  $v_{т1} = V_1$  — относительное время преобразования, равное относительной длительности такта.

Для АЦП поразрядного уравнивания к концу цикла преобразования процесс установления  $u_0$  описывается формулой

$$\begin{aligned} \delta u''_{уст \max} &= \frac{1}{2} A'_0 \sum_{i=1}^N 2^{-(i-1)} e^{-v_{т} (N-i+1)} = \\ &= \frac{A'_0}{2} e^{-N v_{т}} \frac{2^{-N} e^{v_{т} N} - 1}{2^{-1} e^{v_{т}} - 1}, \end{aligned}$$

при условии  $v_{т} \gg \ln 2$

$$\delta u''_{уст \max} = \frac{A'_0}{2} e^{-N v_{т}}. \quad (3-39)$$



Сравнивая (3-38) с (3-39) и учитывая (3-31), видим, что при  $\delta u'_{уст \max} = 2\delta u''_{уст \max} V_1 = N v_T = V_0$ , т. е. время преобразования АЦП с  $m = N$  равно времени преобразования АЦП поразрядного уравнивания, в котором производится коррекция в соответствии с изменением процесса установления  $u_0$  во времени.

В заключение следует отметить особенности АЦП с  $k_{\pi}$  степенями параллельной коррекции. Для любой  $k$ -й степени коррекции в этом случае величина контрольного напряжения  $k_{\pi}$ -й параллельной степени определится выражением

$$\delta u_{kk_{\pi}} = k_{\pi} P^{-m \sum_{v=1}^k n_{ст v}} \geq \delta_{ст. k-1}. \quad (3-40)$$

Определяя для  $k$ -й степени выражение максимальной динамической ошибки, аналогичное правой части (3-28), при  $v_T \gg m \ln P$  после преобразований получим:

$$\delta_{I \text{ дин}} = A_{03} e^{-v_T P^{-m k n_{ст} k_{\pi}}}, \quad (3-41)$$

где  $A_{03} = A_0 + k_{\pi} A_{01}$ .

С помощью (3-40) и (3-41) получим выражение для относительной величины такта преобразования

$$v_{т. k_{\pi}} = \frac{-\ln \delta_{I \text{ дин}} - k \ln k_{\pi}}{k + 1} + \ln A_{03}. \quad (3-42)$$

Число тактов на каждой степени коррекции при этом будет

$$n_{ст. k_{\pi}} = \frac{n_0}{k + 1} + \frac{\ln k_{\pi}}{(k + 1) m \ln P}. \quad (3-43)$$

Сравнивая (3-30) с (3-42) при заданной величине динамической погрешности, можно убедиться, что  $v_{т. k_{\pi}} > v_{т. k}$ , т. е. длительность такта АЦП с  $k_{\pi} > 1$  увеличивается с увеличением числа ступеней параллельной коррекции  $k_{\pi}$ . Это объясняется ростом влияния переходных процессов установления самих контрольных напряжений, величина которых пропорционально возрастает с ростом числа параллельных ступеней коррекции  $k_{\pi}$ . Из формул (3-29) и (3-41) видно, что величина динамической погрешности при  $k_{\pi} > 1$  также больше — на величину отношения  $A_{03}/A_{02}$ . Для максимального

числа ступеней  $k_{\max} = n_0 - 1$  величина динамической погрешности будет

$$\delta_{\text{I дин}} = qA [(P^m - 1)^2 + k_{\text{п}}] e^{-v_{\text{т}} + v_0}. \quad (3-44)$$

Таким образом, число ступеней параллельной коррекции, большее  $k_{\text{п}} = 1$ , не дает уменьшения величины динамической погрешности от переходных процессов и не позволяет увеличить быстродействие АЦП. Поэтому применение многоступенчатой параллельной коррекции для уменьшения погрешности от переходных процессов нецелесообразно. Однако, как будет показано выше, такая коррекция весьма эффективна при уменьшении динамических погрешностей от изменения входного сигнала.

### 3-3. Основные соотношения при коррекции динамических погрешностей от изменения входного сигнала

При анализе работы АЦП с коррекцией динамических погрешностей от изменения входного сигнала будем считать, что динамическая погрешность от переходных процессов, шумы и помехи отсутствуют. Под относительной величиной динамической погрешности от изменения входного сигнала аналого-цифрового преобразования будем понимать приведенную к пределу измерения АЦП разность [в соответствии с (1-15)] входного напряжения  $u_x$  и напряжения компенсации  $u_{0\text{к}}$  в момент окончания цикла преобразования, т. е. в момент проведения последней операции сравнения на последнем такте преобразования, без учета дискретности и статических погрешностей преобразования:

$$\delta_{\text{II дин}} = \frac{\Delta_{\text{II дин}}(n)}{u_{\text{пр}}} = \frac{u_x(n) - u_{0\text{к}}(n)}{u_{\text{пр}}}. \quad (3-45)$$

Непосредственно из (3-45), используя (3-4) и (3-7), получить аналитическое выражение для динамической погрешности от изменения сигнала за время преобразования при заданных параметрах цепи коррекции не представляется возможным. Поэтому вывод общих соотношений проведем, исходя из следующих соображений. Максимальную динамическую ошибку можно считать изменяющейся за время преобразования  $T_{\text{пр}} = (n_{\text{р}} - 1) t_{\text{т}}$  линейно от нуля в момент сравнения на первом такте ( $i = 1$ ) до величины  $u_x' T_{\text{пр}}$  в конце преобразования в со-

ответствии с (1-21). При этом для обычного преобразования без коррекции относительная величина максимальной динамической погрешности будет равна

$$\delta_{\text{II дин max } 0} = \frac{u'_x}{u_{\text{np}}} T_{\text{np}} = \delta u'_x (n_{\text{p}} - 1) t_{\text{T}}. \quad (3-46)$$

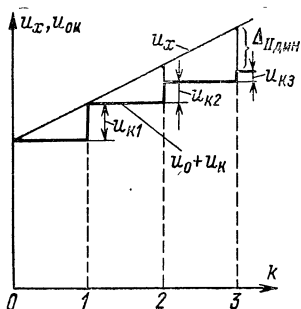


Рис. 3-13. Процесс коррекции динамической ошибки от изменения сигнала в процессе преобразования

При наличии коррекции динамическая ошибка на каждом такте коррекции будет уменьшаться на величину контрольного напряжения данной ступени коррекции, как это условно показано на рис. 3-13, если при преобразовании рассматривать только процесс коррекции, а собственно аналого-цифровое преобразование считать завершенным к моменту первого такта коррекции.

Тогда для алгоритма работы АЦП с последовательной коррекцией максимальная величина динамической погрешности при наличии одной, двух и  $k$  ступеней коррекции будет

$$\left. \begin{aligned} \delta_{\text{II дин max } 1} &= \delta u'_x t_T (n_p - 1 - n_{\text{CT } 1}), \\ \delta_{\text{II дин max } 2} &= \delta u'_x t_T (n_p - (n_{\text{CT } 1} + n_{\text{CT } 2})), \\ . &. . . . . \\ \delta_{\text{II дин max } k} &= \delta u'_x t_T \left( n_p + k - \sum_{i=1}^k n_{\text{CT } i} \right). \end{aligned} \right\} \quad (3-47)$$

При этом согласно условию (3-2) для параллельно-последовательных АЦП величина контрольного напряжения на каждой ступени коррекции должна быть соответственно

[illegible]

С помощью формул (3-47) и (3-48), вводя обозначение для относительной скорости изменения сигнала  $\beta = \delta u'_x t_T / q$ , численно равное отношению величины изменения входного сигнала за один такт к величине кванта, получим величину динамической погрешности для АЦП с последовательной коррекцией

$$\left. \begin{aligned} \delta_{II \text{ дин макс}} &\geq \beta q \left( \frac{\ln \beta n_{\text{ст } k}}{m \ln P} + 1 \right) && \text{при } \beta \geq \beta_0 = \frac{P^{-m}}{n_{\text{ст } k}}, \\ \delta_{II \text{ дин макс}} &= 0 && \text{при } \beta < \beta_0. \end{aligned} \right\} \quad (3-49)$$

Для алгоритма работы АЦП с  $k_{\Pi}$ -параллельной коррекцией максимальная динамическая погрешность при одной, двух и  $k$  ступенях коррекции соответственно равна

$$\left. \begin{aligned} \delta_{II \text{ дин макс } 1} &= \delta u'_x t_T (n - 1 - n_{\text{ст } 1}), \\ \delta_{II \text{ дин макс } 2} &= \delta u'_x t_T [n - 1 - (n_{\text{ст } 1} + n_{\text{ст } 2})], \\ &\dots \dots \dots \\ \delta_{II \text{ дин макс } k} &= \delta u'_x t_T \left( n - 1 - \sum_{i=1}^k n_{\text{ст } i} \right). \end{aligned} \right\} \quad (3-50)$$

Величина контрольного напряжения при этом на каждой ступени в соответствии с (3-3) должна быть

$$\left. \begin{aligned} \delta u_{k1} &= k_{\Pi} P^{-m n_{\text{ст } 1}} \geq \delta u'_x t_T n_{\text{ст } 1}, \\ \delta u_{k2} &= k_{\Pi} P^{-m (n_{\text{ст } 1} + n_{\text{ст } 2})} \geq \delta u'_x t_T n_{\text{ст } 2}, \\ &\dots \dots \dots \\ \delta u_{kk} &= k_{\Pi} P^{-m \sum_{i=1}^k n_{\text{ст } i}} \geq \delta u'_x t_T n_{\text{ст } k}. \end{aligned} \right\} \quad (3-51)$$

Из формул (3-50) и (3-51) получим предельную величину динамической погрешности АЦП с параллельной коррекцией

$$\left. \begin{aligned} \delta_{II \text{ дин макс}} &\geq \beta q \left( \frac{\ln \beta \frac{n_{\text{ст } k}}{k_{\Pi}}}{m \ln P} - 1 \right) && \text{при } \beta \geq \beta_0 = \frac{k_{\Pi} P^m}{n_{\text{ст } k}}, \\ \delta_{II \text{ дин макс}} &= 0 && \text{при } \beta < \beta_0. \end{aligned} \right\} \quad (3-52)$$

Следует отметить некоторую нестрогость вывода формул (3-49) и (3-52) из-за того, что уравнения (3-47), (3-48), (3-50), (3-51) неполностью учитывают нелинейный характер преобразования входного сигнала параллельно-последовательным АЦП.

Однако приведенный подход к выводу формул позволяет оценить предельную величину динамической погрешности данного алгоритма коррекции, а также определить характер аналитической зависимости величины  $\delta_{II \text{ дин}}$  от относительной величины скорости изменения сигнала  $\beta$ . Неравенства в (3-49) и (3-52) говорят о том, что величина погрешности  $\delta_{II \text{ дин max}}$  для данного алгоритма АЦП зависит также от числа ступеней коррекции и числа тактов на каждой ступени коррекции, выбор которых определяется соотношениями (3-48) и (3-51).

Сравнивая (3-49), (3-52) и (3-46), можно оценить уменьшение величины динамической погрешности при аналого-цифровом преобразовании с коррекцией, т. е. оценить эффективность алгоритмов коррекции. Эффективность применения в АЦП последовательной коррекции при максимальном числе ступеней коррекции  $k_{\text{max}}$  определится выражением:

$$Q_{II \text{ дин}} = \frac{\delta_{II \text{ дин max } 0}}{\delta_{II \text{ дин max}}} = \frac{N - m}{\frac{\ln \beta}{\ln P} + m + 1}. \quad (3-53)$$

Эффективность применения в АЦП параллельной коррекции при максимальном числе ступеней коррекции будет

$$Q_{II \text{ дин}} = \frac{N - m}{\frac{\ln(\beta/k_{\text{п}})}{\ln P} - m}. \quad (3-54)$$

Применение коррекции дает тем больший эффект, чем больше разрядность преобразователя, так как динамическая погрешность преобразования с коррекцией в пределах значений скорости изменения входного сигнала  $0 < \beta < P^N/(n-1)$  меньше зависит от числа разрядов АЦП.

Из соотношений (3-49) и (3-52) видно также, что динамическая погрешность преобразования сигналов, ско-

рость которых не превышает значений  $\beta_0$ , полностью корректируется, т. е. при  $\beta \leq \beta_0$  эффективность коррекции наибольшая. Кривые на рис. 3-14 и 3-15, построенные по формулам (3-53) и (3-54) показывают, что эффективность параллельной коррекции значительно выше, чем последовательной, и тем в большей степени, чем больше число  $m$  и основание системы счисления  $P$ . Кроме того, эффективность параллельной коррекции возрастает с увеличением числа параллельных ступеней коррекции  $k_{\pi}$ .

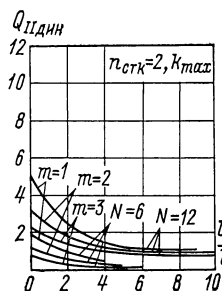


Рис. 3-14. Эффективность последовательной коррекции

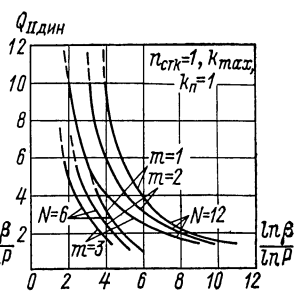


Рис. 3-15. Эффективность параллельной коррекции

Сравнение также показывает, что применение последовательной коррекции в параллельно-последовательных АЦП с  $m > 1$  при небольшом числе разрядов малоэффективно, так как с увеличением  $m$  эффективность коррекции  $Q_{IIдин}$  быстро падает. Поэтому применение последовательной коррекции в параллельно-последовательных АЦП с  $m > 1$ , если учесть сложность реализации, явно нецелесообразно. Последовательная коррекция нашла широкое применение в АЦП поразрядного уравнивания ( $m = 1$ ), так как только в этом случае может быть обеспечено наименьшее усложнение схемы и наибольшая простота реализации. Введение параллельной коррекции связано с усложнением схемы АЦП, и порой значительной, особенно при  $k_{\pi} > 1$ , однако это усложнение оправдывается высокоэффектив-

ным уменьшением динамических погрешностей и возможностью кодирования сигналов с большой скоростью изменения за время преобразования.

### **3-4. Применение метода анализа диаграмм состояний для определения аналитической зависимости величины динамической погрешности от скорости изменения входного сигнала**

Соотношения (3-49) и (3-52), полученные в предыдущем параграфе, дают возможность определить только предельное значение максимальной величины динамической погрешности в зависимости от скорости изменения сигнала, параметров АЦП и цепи коррекции. Эти формулы позволяют также представить общий ход зависимости  $\delta_{II \text{ дин}}$  от  $\beta$  для различных АЦП с коррекцией. Однако они не дают возможности полностью учесть специфику каждого конкретного АЦП и особенности его характеристики преобразования. Для более точного определения зависимости динамических погрешностей от скорости изменения сигнала воспользуемся методом анализа диаграмм состояний [19, 20], который позволяет определить величину динамической погрешности в любой точке шкалы АЦП.

Рассмотрим несколько конкретных примеров АЦП с коррекцией динамических погрешностей при максимальном числе ступеней коррекции  $k_{\max}$  и получим для них аналитические зависимости величины динамической погрешности от скорости изменения входного сигнала. Примем, что все АЦП имеют одинаковое число двоичных разрядов  $N = 6$ .

1. На рис. 3-16, а дана диаграмма состояний компенсирующих напряжений  $u_{0к}$  АЦП поразрядного уравновешивания с последовательной коррекцией при максимальном числе ступеней коррекции  $k_{\max} = 4$ , структура которого аналогична структуре на рис. 3-1, но имеет большее число ступеней коррекции. Как видно из диаграммы, каждая ступень имеет минимальное число тактов преобразования  $n_{ст} = 2$ : один такт для определения кодового значения разряда, а второй — для его коррекции. На этой же диаграмме показано линейно изменяющееся входное напряжение  $u_x$  при различных значениях относительной скорости его изменения  $\beta$ . Используя соотношения (3-4), можно описать процесс уравновеши-

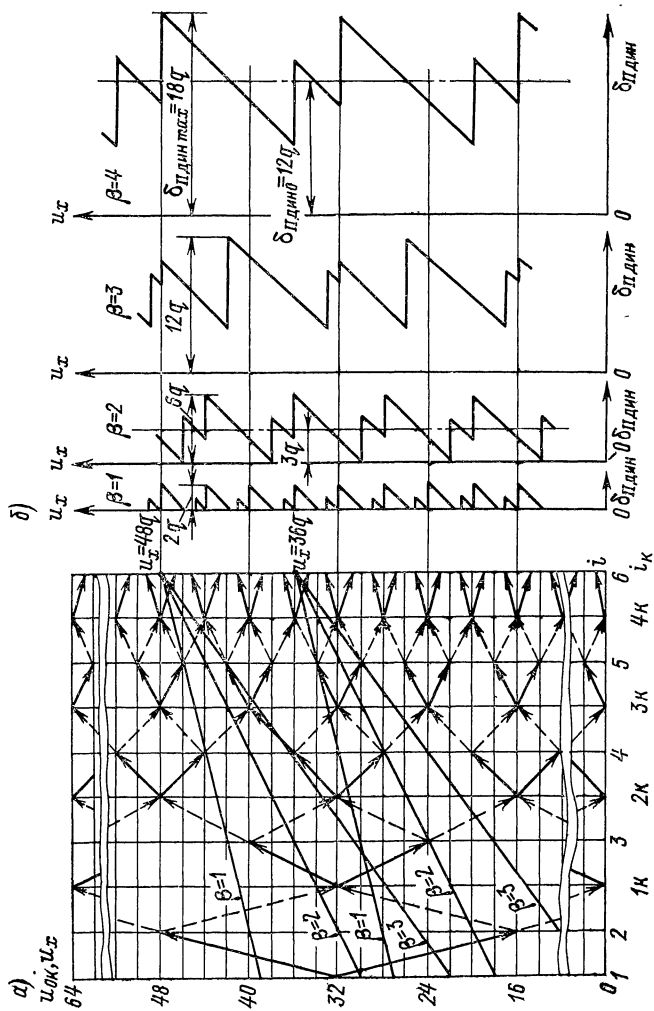


Рис. 3-16. Поразрядный АЦП с последовательной коррекцией: *a* — диаграмма состояний компенсирующего напряжения, *б* — распределение величины динамической погрешности по шкале при различных скоростях изменения сигнала



вания изменяющегося во времени входного сигнала  $u_x$  в таком АЦП следующим соотношением:

$$\begin{aligned} \delta u_{0k}(n) &= \frac{u_{0k}(n)}{u_{пр}} = \\ &= q \cdot 2^N \left[ \sum_{i=1}^N x_i \cdot 2^{-i} + \sum_{i_k=1}^{k_{\max}} x_{i_k} \cdot 2^{-(i_k+2)} \right], \quad (3-55) \end{aligned}$$

где  $x_i$  определяется из (1-10), а  $x_{i_k}$  — из (3-5).

Диаграмма состояний и соотношение (3-55) позволяют определить величину динамической погрешности  $\delta_{II \text{ дин}}$  в каждой точке шкалы прибора. Для этого, снимая результат преобразования в момент сравнения на последнем такте, задаемся различным наклоном прямых напряжения  $u_x$  (различными значениями  $\beta$ ), сходящихся в заданной точке  $u_x (i = N)$ . Затем производим согласно логике (1-10) и (3-5) уравнивание изменяющегося напряжения  $u_x$  компенсационным напряжением  $u_{0k}$  в соответствии с формулой (3-55). В момент последнего сравнения  $i = N$  производим определение величины  $\delta_{II \text{ дин}}$  согласно (3-45), снимая ее значение с диаграммы состояний. Полученное таким образом распределение величины  $\delta_{II \text{ дин}}$  в квантах по шкале прибора для различных значений  $\beta$  (при положительном знаке первой производной  $u'_x$ ) без учета дискретности даны на рис. 3-16, б. Эти характеристики позволяют получить аппроксимированную аналитическую зависимость максимального значения динамической погрешности от скорости изменения входного сигнала. Учитывая общий характер этой зависимости (3-49), для рассматриваемого АЦП поразрядного уравнивания с последовательной коррекцией получим

$$\left. \begin{aligned} \delta_{II \text{ дин max}} &= \pm 2q \left( \beta \frac{\ln |\beta|}{\ln 2} + 1 \right) \quad \text{при } |\beta| \geq 1, \\ \delta_{II \text{ дин max}} &= \pm 2\beta q \quad \text{при } 1 \geq |\beta| \geq 0. \end{aligned} \right\} \quad (3-56)$$

Из зависимости  $\delta_{II \text{ дин}}$  от значения  $u_x$  по шкале прибора при заданном  $\beta$  (рис. 3-16, а) видно, что динамическую погрешность от изменения входного сигнала можно представить как сумму двух составляющих: постоянной  $\delta_{II \text{ дин } 0}$ , являющейся средним значением  $\delta_{II \text{ дин}}$  по шкале, и переменной  $\delta_{II \text{ дин } \sim}$ , являющейся пе-

риодически изменяющимся по шкале значением  $\delta_{II \text{ дин}}$ . Для данного АЦП аппроксимация зависимости  $\delta_{II \text{ дин } 0}$  от величины  $\beta$  без учета краевого эффекта будет иметь вид:

$$\left. \begin{aligned} \delta_{II \text{ дин } 0} &= \pm 2q \left[ \beta \left( \frac{\ln |\beta|}{\ln 2} - 0,75 \right) + 1 \right] \\ &\quad \text{при } |\beta| \geq 1,5, \\ \delta_{II \text{ дин } 0} &= \pm \frac{\beta^2 q}{1,5} \quad \text{при } 1,5 \geq |\beta| \geq 0,5, \\ \delta_{II \text{ дин } 0} &= \pm \frac{\beta^2 q}{2} \quad \text{при } 0,5 \geq |\beta| \geq 0. \end{aligned} \right\} \quad (3-57)$$

Из (3-56) и (3-57) можно найти и максимальные значения составляющей  $\delta_{II \text{ дин}}$ . Полученные соотношения справедливы и для АЦП с последовательной коррекцией динамической погрешности, использующих начальное смещение компенсирующего напряжения (см. рис. 3-3). В этом можно убедиться, построив диаграмму его состояний для  $k_{\max} = 4$  и кривые изменения  $\delta_{II \text{ дин}}$  по шкале АЦП при заданных  $\beta$ .

2. Рассмотрим диаграмму состояний АЦП поразрядного уравнивания с параллельной коррекцией при  $k_{\max} = 5$  и  $k_n = 1$ , которая приведена на рис. 3-17, а. Структура такого АЦП аналогична структуре, изображенной на рис. 3-5. Как видно из диаграммы, каждая ступень имеет всего один такт, на котором одновременно определяется код данного разряда и проводится его коррекция. Процесс уравнивания в таком АЦП линейно изменяющегося входного напряжения можно описать, используя (3-7):

$$\delta u_{0к}(n) = q \cdot 2^N \left( \sum_{i=1}^N x_i \cdot 2^{-i} + \sum_{i=2}^N x_{iк} \cdot 2^{-i} \right), \quad (3-58)$$

где  $x_i$  определяется из (1-10), а  $x_{iк}$  — из (3-8). На рис. 3-17, б приведены кривые изменения  $\delta_{II \text{ дин}}$  по шкале прибора без учета дискретности при различных значениях  $\beta$ , полученные по вышеописанной методике с использованием диаграммы состояний рис. 3-17, а и формулы (3-58). Используя эти зависимости, можно получить аппроксимированную зависимость для максимального значения динамической погрешности от  $\beta$  для

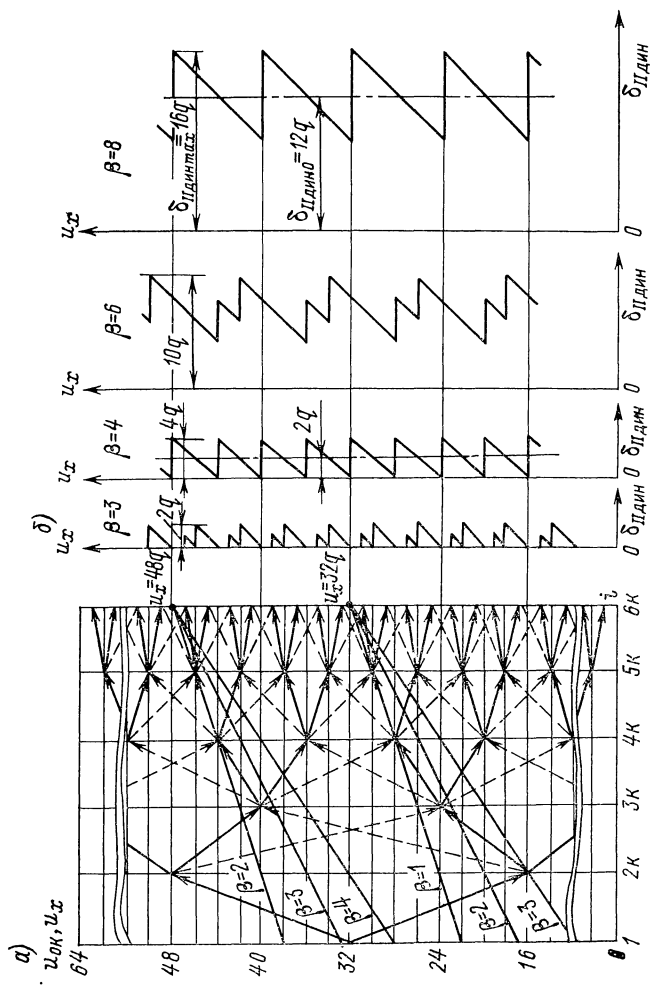


Рис. 3-17. Параллельный АЦП с параллельной коррекцией: а — диаграмма состояний компенсирующего напряжения, б — распределение величин динамической погрешности по шкале при различных скоростях изменения сигнала

АЦП поразрядного уравнивания с параллельной коррекцией:

$$\left. \begin{aligned} \delta_{\text{II дин max}} &= \pm \beta q \left( \frac{\ln |\beta|}{\ln 2} - 1 \right) \quad \text{при } |\beta| \geq 2, \\ \delta_{\text{II дин max}} &= 0 \quad \text{при } 2 \geq |\beta| \geq 0. \end{aligned} \right\} \quad (3-59)$$

Соотношение (3-59) полностью совпадает с формулой (3-52) при  $m = 1$ ,  $P = 2$  и  $n_{\text{ст } k} = 1$ . Из графиков  $\delta_{\text{II дин}}$  на рис. 3-17, б можно легко получить выражения для постоянной составляющей динамической погрешности:

$$\left. \begin{aligned} \delta_{\text{II дин 0}} &= \pm \beta q \left( \frac{\ln |\beta|}{\ln 2} - 1,5 \right) \quad \text{при } |\beta| \geq 4, \\ \delta_{\text{II дин 0}} &= \pm q \frac{(\beta - 2)^2}{2} \quad \text{при } 4 \geq |\beta| \geq 2, \\ \delta_{\text{II дин 0}} &= 0 \quad \text{при } 2 \geq |\beta| \geq 0. \end{aligned} \right\} \quad (3-60)$$

3. Используя диаграмму состояний АЦП поразрядного уравнивания с параллельной коррекцией при  $k_{\text{max}} = 5$  и  $k_{\text{п}} = 2$  (рис. 3-18, а), определим зависимости динамической погрешности от  $\beta$ . Структура такого АЦП аналогична структуре, изображенной на рис. 3-7. Процесс уравнивания в таком АЦП можно описать, используя (3-9):

$$\delta u_{0\text{к}}(n) = q \cdot 2^N \left[ \sum_{i=1}^N x_i \cdot 2^{-i} + \sum_{i=2}^N x_{i_{\text{к1}}} \cdot 2^{-i} + \sum_{i=2}^N x_{i_{\text{к2}}} \cdot 2^{-(i-1)} \right], \quad (3-61)$$

где  $x_i$  — определяется из (1-10), а  $x_{i_{\text{к1}}}$  и  $x_{i_{\text{к2}}}$  — из (3-10).

На рис. 3-18, б приведено распределение величины динамической погрешности  $\delta_{\text{II дин}}$  по шкале прибора при различных значениях  $\beta$ , полученное из диаграммы состояний без учета погрешности дискретности. Используя эти графики, получаем аппроксимированную зависимость максимального значения динамической погрешности от  $\beta$ :

$$\left. \begin{aligned} \delta_{\text{II дин max}} &= \pm \beta q \left( \frac{\ln |\beta|}{\ln 2} - 2 \right) \quad \text{при } |\beta| \geq 4, \\ \delta_{\text{II дин max}} &= 0 \quad \text{при } 4 \geq |\beta| \geq 0. \end{aligned} \right\} \quad (3-62)$$

Как и (3-59), полученная формула хорошо совпадает с аналитической зависимостью (3-52). Из зависимостей

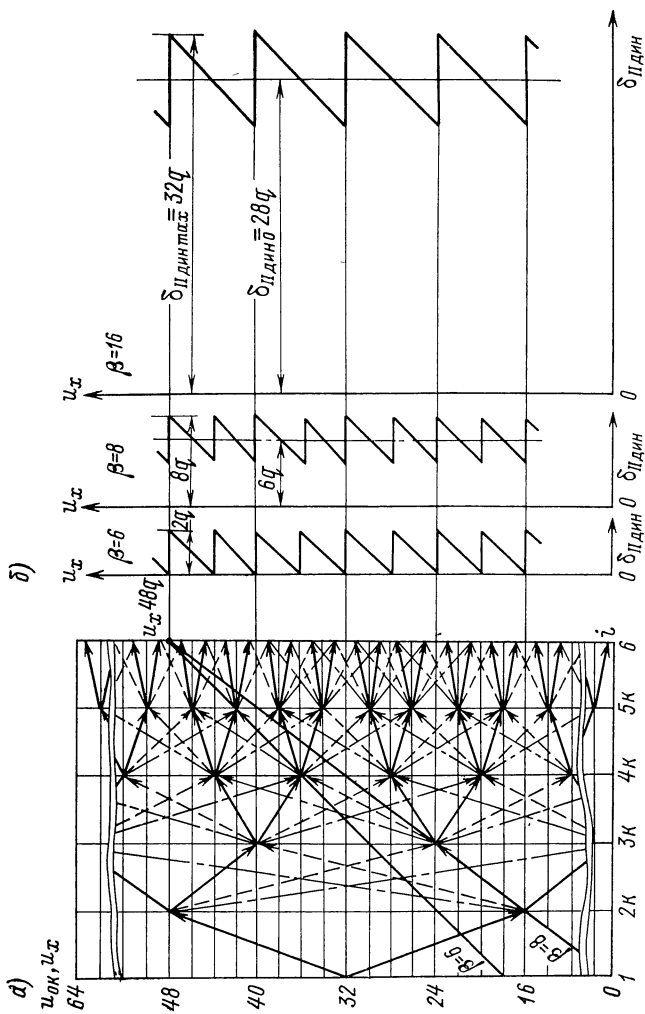


Рис. 3-18. Поразрядный АЦП с двумя ступенями параллельной коррекции: а — диаграмма состояний компенсирующего напряжения, б — распределение величины динамической погрешности по шкале при различных скоростях изменения сигнала  
 — напряжение  $u_0$ , — — напряжение  $u_0$  при коррекции 1-й ступенью, — · — напряжение  $u_0$  при коррекции 2-й ступенью

$\delta_{II \text{ дин } 0}$  на рис. 3-18, б можно получить выражения для постоянной составляющей динамической погрешности:

$$\left. \begin{aligned} \delta_{II \text{ дин } 0} &= \pm \beta q \left( \frac{\ln |\beta|}{\ln 2} - 2,25 \right) && \text{при } |\beta| \geq 6, \\ \delta_{II \text{ дин } 0} &= \pm q \frac{(\beta - 4)^2}{2} && \text{при } 6 \geq |\beta| \geq 4, \\ \delta_{II \text{ дин } 0} &= 0 && \text{при } 4 \geq |\beta| \geq 0. \end{aligned} \right\} \quad (3-63)$$

4. Аналогичным образом можно определить аналитические зависимости для поразрядного АЦП с параллельно-последовательной коррекцией при  $k_{\max} = 4$ , диаграмма состояний компенсирующих напряжений которого показана на рис. 3-19.

Процесс уравнивания линейно изменяющегося входного напряжения в таком АЦП описывается соотношением [см. (3-11)]:

$$\delta u_{0k}(n) = q \cdot 2^N \left[ \sum_{i=1}^N x_i \cdot 2^{-i} + \sum_{i_k=1}^{k_{\max}} x_{i_k} \cdot 2^{-(i_k+1)} + \sum_{i_k=1}^{k_{\max}} x_{i_k} \cdot 2^{-(i_k+2)} \right], \quad (3-64)$$

где  $x_i$  определяется из (1-10), а  $x_{i_k}$  — из (3-5).

Используя зависимости, приведенные на рис. 3-19, б, получаем аналитическое выражение для максимального значения динамической погрешности поразрядного АЦП с параллельно-последовательной коррекцией:

$$\left. \begin{aligned} \delta_{II \text{ дин } \max} &= \pm \beta q \left( \frac{\ln |\beta|}{\ln 2} + 0,67 \right) && \text{при } |\beta| \geq 4, \\ \delta_{II \text{ дин } \max} &= \pm q (3\beta - 4) && \text{при } 4 \geq |\beta| \geq 2, \\ \delta_{II \text{ дин } \max} &= \pm \beta q && \text{при } 2 \geq |\beta| \geq 0. \end{aligned} \right\} \quad (3-65)$$

Соответственно для постоянной составляющей  $\delta_{II \text{ дин}}$  аппроксимированная зависимость имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} \delta_{II \text{ дин } 0} &= \pm 1,5\beta q \left( \frac{\ln |\beta|}{\ln 2} - 1 \right) && \text{при } |\beta| \geq 4, \\ \delta_{II \text{ дин } 0} &= \pm \beta q \left( \frac{\beta^2}{4} + \beta - 2 \right) && \text{при } 4 \geq |\beta| \geq 3, \\ \delta_{II \text{ дин } 0} &= \pm \frac{\beta^2 q}{4} && \text{при } 3 \geq |\beta| \geq 0. \end{aligned} \right\} \quad (3-66)$$

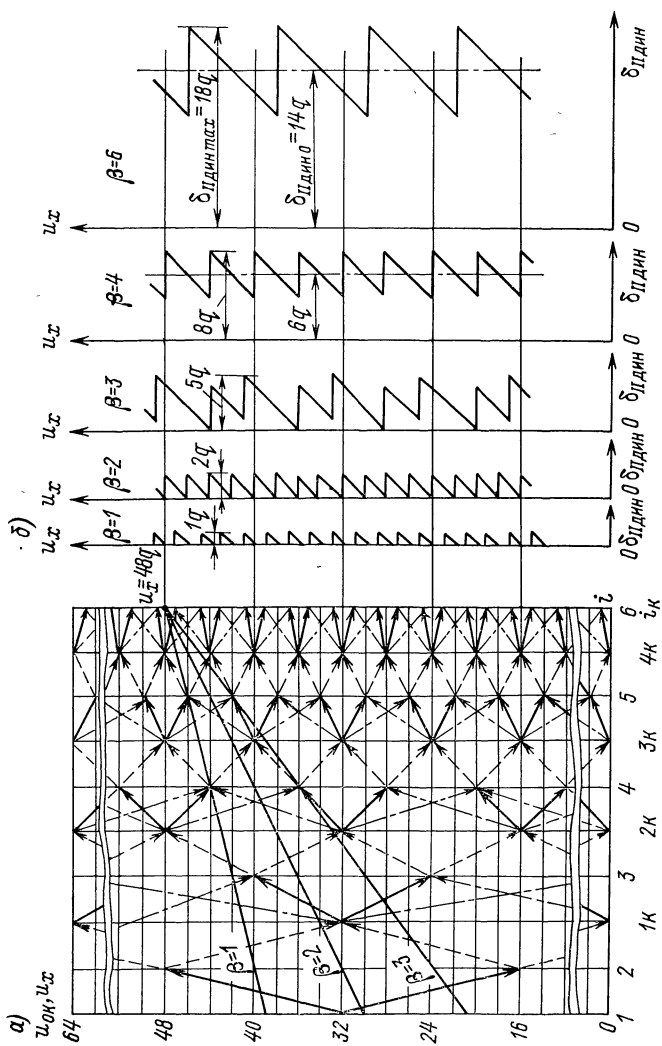


Рис. 3-19. Поразрядный АЦП с параллельно-последовательной коррекцией: а — диаграмма состояний компенсирующего напряжения, б — распределение величины динамической погрешности по шкале при различных скоростях изменения сигнала  
 — напряжение  $u_0$ , — — напряжение  $u_0$  при последовательной коррекции, — — — напряжение  $u_0$  при параллельной коррекции

5. На рис. 3-20, *a* дана диаграмма состояний параллельно-последовательного АЦП с параллельной коррекцией при  $m = 2$ ,  $P = 2$ ,  $n_{стк} = 1$  и с двумя ступенями коррекции,  $k_{\max} = 2$  при  $k_{\pi} = 1$ . Процесс уравнивания в таком АЦП описывается соотношением [см. (3-7)]:

$$\delta u_{ок}(n) = q \cdot 2^N \left( \sum_{i=1}^{N/2} 2^{-2i} \sum_{j=1}^3 x_{i,j} + \sum_{i_k=2}^{k_{\max}} x_{i_k} \cdot 2^{-m i_k} \right), \quad (3-67)$$

где  $x_{i,j}$  определяется из (1-10), а  $x_{i_k}$  — из (3-8).

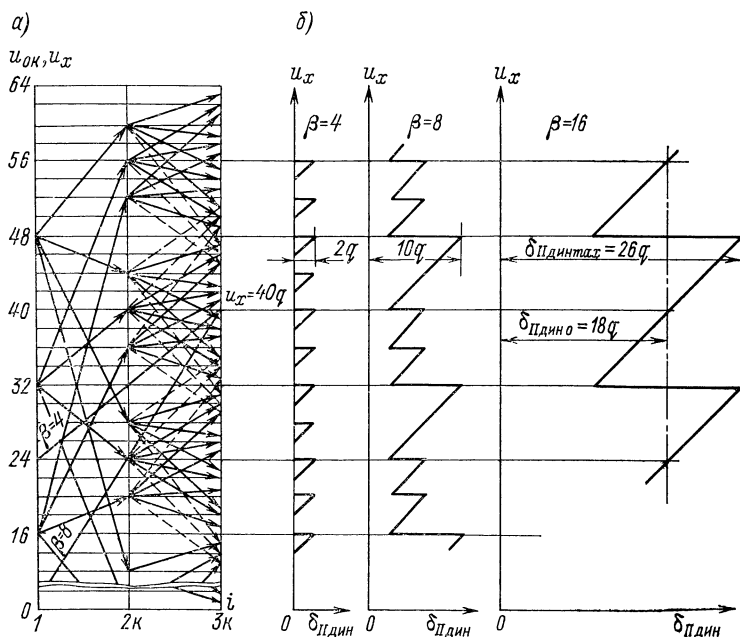


Рис. 3-20. Параллельно-последовательный АЦП с параллельной коррекцией: *a* — диаграмма состояний компенсирующего напряжения, *б* — распределение величины динамической погрешности по шкале при различных скоростях изменения сигнала

Используя зависимости, приведенные на рис. 3-20, *б* для изменения динамической погрешности  $\delta_{Пдин}$  по шкале, можно получить аппроксимированное выражение для максимального значения погрешности парал-



лельно-последовательного АЦП с параллельной коррекцией при  $m = 2$  и  $P = 2$ :

$$\left. \begin{aligned} \delta_{II \text{ дин max}} &= \pm q \left[ (\beta + 8) \left( \frac{\ln |\beta|}{2 \ln 2} - 1 \right) + 2 \right] \\ \delta_{II \text{ дин max}} &= \pm q (\beta - 2) \\ \delta_{II \text{ дин max}} &= 0 \end{aligned} \right\} \begin{aligned} &\text{при } |\beta| \geq 4, \\ &\text{при } 4 \geq |\beta| \geq 2, \\ &\text{при } 2 \geq |\beta| \geq 0. \end{aligned} \quad (3-68)$$

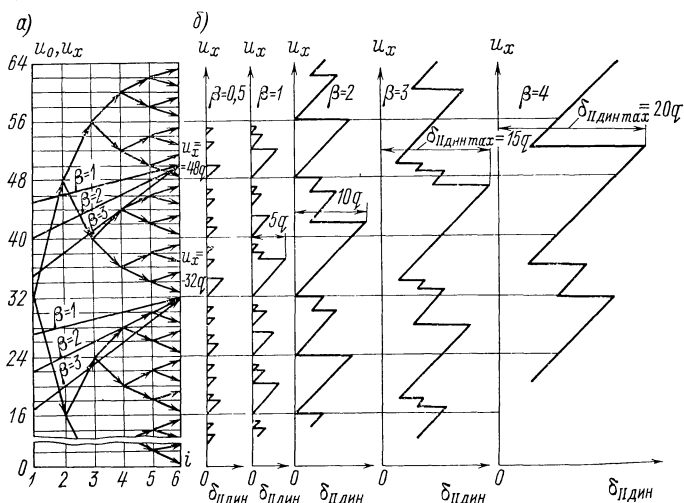


Рис. 3-21. АЦП поразрядного уравнивания: а — диаграмма состояний компенсирующего напряжения, б — распределение величины динамической погрешности по шкале при различных скоростях изменения сигнала

Для постоянной составляющей  $\delta_{II \text{ дин } 0}$  аппроксимированное выражение будет

$$\left. \begin{aligned} \delta_{II \text{ дин } 0} &= \pm 0,5q \left[ (\beta + 8) \left( \frac{\ln |\beta|}{\ln 2} - 3 \right) + 12 \right] \\ \delta_{II \text{ дин } 0} &= \pm q \frac{(\beta - 2)^2}{6} \\ \delta_{II \text{ дин } 0} &= 0 \end{aligned} \right\} \begin{aligned} &\text{при } |\beta| \geq 5, \\ &\text{при } 5 \geq |\beta| \geq 2, \\ &\text{при } 2 \geq |\beta| \geq 0. \end{aligned} \quad (3-69)$$

Таким образом, используя диаграмму состояний и математическое описание процесса уравнивания,

АЦП с коррекцией, можно найти аналитические зависимости динамической погрешности преобразования от скорости изменения входного сигнала для любых алгоритмов и параметров коррекции. Полученные соотношения для конкретных схем АЦП позволяют прежде всего оценить эффективность использования алгоритмов кор-

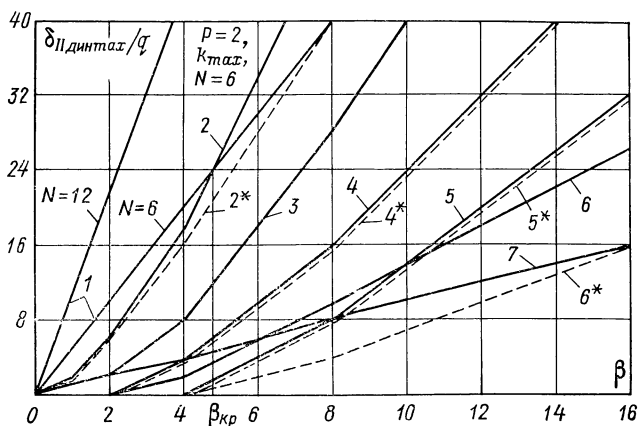


Рис. 3-22. Зависимости максимальной величины динамической погрешности от относительной скорости изменения сигнала для различных АЦП

1 — АЦП поразрядного уравнивания, 2, 2\* — АЦП поразрядного уравнивания с последовательной коррекцией, 3 — АЦП поразрядного уравнивания с параллельно-последовательной коррекцией, 4, 4\* — АЦП поразрядного уравнивания с параллельной коррекцией при  $k_n = 1$ , 5, 5\* — АЦП поразрядного уравнивания с параллельной коррекцией при  $k_n = 2$ , 6, 6\* — параллельно-последовательный АЦП с параллельной коррекцией при  $m = 2$ , 7 — параллельно-последовательный АЦП при  $m = 3$

рекции. Для сравнения на рис. 3-21 даны диаграмма состояний и распределение величины динамической погрешности по шкале для различных значений  $\beta$  обычного АЦП поразрядного уравнивания. С помощью этих графиков получаем формулу для максимального значения динамической погрешности, соответствующую (3-46):

$$\delta_{II \text{ дина max}} = \beta q (N - 1). \quad (3-70)$$

На рис. 3-22 даны зависимости максимальной динамической погрешности АЦП с коррекцией от относи-

тельной скорости изменения сигнала  $\beta$  в сравнении с характеристиками обычного АЦП поразрядного уравнивания. Штриховыми линиями показаны зависимости, рассчитанные по формулам (3-49) и (3-52). Видно, что АЦП с последовательной коррекцией при  $N = 6$  обеспечивает уменьшение  $\delta_{II \text{ дин}}$  только при малых  $\beta$ . При  $\beta > 5$  динамическая погрешность АЦП с коррекцией больше, чем у обычного. Это объясняется тем, что для последовательной коррекции необходимо дополнительное число тактов, в течение которых сигнал также изменяется. Поэтому при некоторых скоростях входного сигнала  $\beta = \beta_{кр}$  изменение сигнала за время преобразования и коррекции становится большим, чем за время преобразования без коррекции. Величина  $\beta_{кр}$  может быть найдена в общем виде при  $Q_{II \text{ дин}}(\beta_{кр}) = 1$  из (3-53) или для конкретного АЦП при  $\delta_{II \text{ дин max}}(\beta_{кр}) = \delta_{II \text{ дин max } 0}(\beta_{кр})$  из (3-56) и (3-70).

Наибольшее уменьшение динамической погрешности обеспечивают АЦП поразрядного уравнивания с числом параллельных ступеней коррекции  $k_n > 1$  и параллельно-последовательные АЦП с  $m > 1$ . Следует заметить, что реализация в параллельно-последовательных АЦП коррекции, обеспечивающей предельное значение динамической погрешности, довольно сложна. Так, из рис. 3-22 видно, что кривая 6 не совпадает с кривой 6\*, которая определяет предельные значения  $\delta_{II \text{ дин max}}$  при  $m = 2$ . При обеспечении максимальной коррекции в АЦП с  $m = 2$  для того, чтобы выполнялись неравенства (3-51), необходимо увеличить число параллельных ступеней  $k_n$ , т. е. дополнительно увеличить общее число контрольных напряжений и сравнивающих устройств. Это увеличение в каждом конкретном случае требует оценки сложности АЦП в сравнении, например, с АЦП поразрядного уравнивания с  $k_n \geq 2$  (кривая 5) или с параллельно-последовательным АЦП с  $m = 3$  без коррекции (кривая 7).

### 3-5. Одновременная коррекция динамических погрешностей от переходных процессов и изменения входного сигнала

При аналого-цифровом преобразовании быстроизменяющихся сигналов для получения минимальной величины динамической погрешности необходимо обеспе-

Таким образом, возможности любого физически реализуемого АЦП с точки зрения получения минимальной суммарной величины динамической погрешности ограничены, с одной стороны, переходными процессами в АЦП, а с другой — наибольшей скоростью изменения кодируемого сигнала.

Для АЦП с последовательной коррекцией при наличии  $k$  ступеней коррекции, динамическая погрешность на каждой ступени согласно (3-47) определяется равенством:

где  $\delta_{\text{ст } 1}$ ,  $\delta_{\text{ст } 2}$  и  $\delta_{\text{ст } k}$  — динамические ошибки от переходных процессов на 1, 2 и  $k$ -й ступенях коррекции [см. (3-17)].

$$\left. \begin{aligned} \delta u_{k1} &= P^{-mn_{\text{CT } 1}} \gg \beta q n_{\text{CT } 1} + \delta_{I \text{ дин max } 1}, \\ \delta u_{k2} &= P^{-m(n_{\text{CT } 1} + n_{\text{CT } 2})} \gg \beta q n_{\text{CT } 2} + \delta_{\text{CT } 1}, \\ &\dots \\ \delta u_{kK} &= P^{-m \sum_{i=1}^k (n_{\text{CT } i} - k + 1)} \gg \beta q n_{\text{CT } K} + \delta_{\text{CT } . k-1}. \end{aligned} \right\} \quad (3-72)$$



неудобными для практических расчетов, так как упрощения неправомерны, могут привести к большим ошибкам. Поэтому определять  $\delta_{\text{дин min}}$  и  $v_{\text{т. опт}}$  лучше в каждом конкретном случае. Так, для поразрядного АЦП с последовательной коррекцией при максимальном числе ступеней  $k_{\text{max}} = N - 2$ ,  $A = 1$  и  $v_0 = 0$ , имея в виду, что  $\beta = \beta_{\text{т}} v_{\text{т}}$ , получим после соответствующих преобразований следующее выражение для определения величины динамической погрешности:

$$\left. \begin{aligned} \delta_{\text{дин}} &\geq q \left\{ \beta_{\text{т}} v_{\text{т}} \left[ \frac{\ln (2\beta_{\text{т}} v_{\text{т}} + \delta_{\text{ст. } k-1/q})}{\ln 2} + 1 \right] + \frac{\delta_{\text{ст } k}}{q} \right\}, \\ \text{где} \quad \beta_{\text{т}} &= \frac{\delta u'_{x\text{т}}}{q}, \\ \frac{\delta_{\text{ст } k}}{q} &= 2 (1 + 0,5e^{v_{\text{т}}}) \frac{1 - (2e^{-2v_{\text{т}}})^{N-2}}{0,5e^{2v_{\text{т}}} - 1}, \\ \frac{\delta_{\text{ст. } k-1}}{q} &= 4 (1 + 0,5e^{v_{\text{т}}}) \frac{1 - (2e^{-2v_{\text{т}}})^{N-3}}{0,5e^{2v_{\text{т}}} - 1}. \end{aligned} \right\} \quad (3-77)$$

Для поразрядного АЦП с параллельной коррекцией при  $k_{\text{max}} = N - 1$  и  $k_{\text{п}} = 1$  получим

$$\left. \begin{aligned} \delta_{\text{дин}} &\geq q \left\{ \beta_{\text{т}} q \left[ \frac{\ln (\beta_{\text{т}} v_{\text{т}} + \delta_{\text{ст. } k-1/q})}{\ln 2} - 1 \right] + \frac{\delta_{\text{ст } k}}{q} \right\}, \\ \text{где} \quad \frac{\delta_{\text{ст } k}}{q} &= 2 \frac{1 - (2e^{-v_{\text{т}}})^{N-2}}{0,5e^{v_{\text{т}}} - 1}, \\ \frac{\delta_{\text{ст. } k-1}}{q} &= 4 \frac{1 - (2e^{-v_{\text{т}}})^{N-3}}{0,5e^{v_{\text{т}}} - 1}. \end{aligned} \right\} \quad (3-78)$$

Рассчитанные по этим формулам зависимости  $\delta_{\text{дин}}$  от величины  $v_{\text{т}}$  приведены на рис. 3-23 для 10-разрядного АЦП с последовательной коррекцией и на рис. 3-24 для АЦП с параллельной коррекцией. Для сравнения на рис. 3-24 штриховыми линиями даны кривые для обычного АЦП поразрядного уравнивания, определенные по формуле [см. (2-11) и (3-70)]:

$$\delta_{\text{дин}} = \delta_{\text{I дин}} + \delta_{\text{II дин}} = q \{ 2^{N-1} e^{-v_{\text{т}}} + \beta_{\text{т}} v_{\text{т}} (N - 1) \}. \quad (3-79)$$

Из рисунков видно, что при заданной величине  $\beta_\tau$  для АЦП с коррекцией динамическая погрешность  $\delta_{\text{дин}}$  имеет резко выраженный минимум. Чтобы обеспечить минимальную величину динамической погрешности  $\delta_{\text{дин min}}$ , необходимо обеспечивать оптимальную длительность такта  $v_{\tau, \text{опт}}$ , величина которой находится в пределах  $v_\tau = 0,5 \div 3$ . Если скорость изменения сиг-

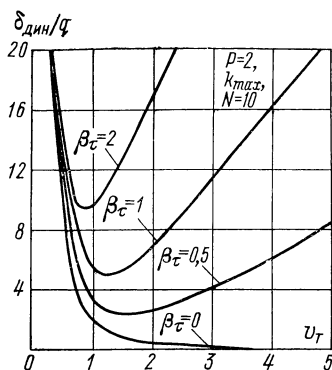


Рис. 3-23. Зависимость величины динамической погрешности от длительности такта преобразования при различных значениях скорости изменения сигнала в АЦП с последовательной коррекцией

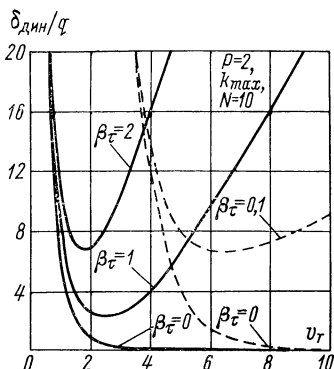


Рис. 3-24. Зависимость величины динамической погрешности от длительности такта преобразования при различных значениях скорости изменения сигнала в АЦП с параллельной коррекцией

нала неизвестна или может меняться в широких пределах, то для обеспечения преобразования входного сигнала с минимальной динамической ошибкой необходимо в АЦП обеспечивать подстройку длительности такта. Это может быть достигнуто с помощью адаптивных алгоритмов аналого-цифрового преобразования.

На основе кривых рис. 3-23 и 3-24 можно построить зависимости  $v_{\tau, \text{опт}}$  и  $\delta_{\text{дин min}}$  от скорости изменения входного сигнала  $\beta_\tau$ , которые определяют при заданных параметрах предельные возможности физически реализуемого АЦП. Аналогичные характеристики могут быть получены и для любого параллельно-последовательного АЦП.

## ДИНАМИЧЕСКИЕ ПОГРЕШНОСТИ И ОЦЕНКА ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА СИГНАЛОВ, КОДИРУЕМЫХ АЦП

### 4-1. Оценка граничной частоты спектра сигналов, кодируемых АЦП поразрядного уравнивания

При использовании АЦП для кодирования случайных и быстроизменяющихся детерминированных сигналов необходима оценка граничной частоты спектра этих сигналов, для которой преобразование осуществляется с заданной погрешностью. Как отмечалось в § 1-3, параметры АЦП и характеристики кодируемого сигнала взаимосвязаны. При этом динамическая погрешность АЦП в случае кодирования широкополосных сигналов будет определяться граничной частотой спектра этих сигналов. Зная зависимость величины динамической погрешности от ширины частотного спектра кодируемого сигнала, можно найти граничную частоту спектра сигнала, до которой АЦП будет кодировать этот сигнал с заданной погрешностью.

Величина динамической погрешности может задаваться либо максимальным значением  $\delta_{\text{дин max}}$ , либо средним квадратом  $\overline{\delta_{\text{дин}}^2}$ , соответственно и оценка частотного спектра будет различной. Обычно для оценки граничной частоты кодируемого сигнала по заданной максимальной величине динамической погрешности пользуются неравенством (1-25). Так, для АЦП поразрядного уравнивания, используя (1-25), (3-70) и учитывая, что  $\beta = \delta u_x' t_T / q$  и  $\delta u_{xm} = u_{x \text{ max}} / u_{\text{пр}}$ , получим неравенство

$$\delta_{\text{II дин max}} \leq \omega_B t_T \delta u_{xm} (N - 1). \quad (4-1)$$

Из формулы (4-1) можно определить максимальное значение динамической погрешности при заданной граничной частоте спектра входного сигнала  $\omega_B$  либо, наоборот, определить граничную частоту спектра при заданной максимальной величине динамической погрешности  $\delta_{\text{II дин max}}$ .

Для оценки частотного спектра входного сигнала по заданному среднему квадрату динамической погрешности необходимо определить аналитическую зависимость



величины динамической погрешности от характеристик входного сигнала. Ввиду того что процесс аналого-цифрового преобразования носит существенно нелинейный характер, величина динамической погрешности будет также нелинейно зависеть и от изменения сигнала за время преобразования, и от величины сигнала во время преобразования. Поэтому для АЦП поразрядного уравнивания не представляется возможным определить аналитическую зависимость величины динамической погрешности от значения кодируемого сигнала и скорости его изменения, т. е.  $\Delta_{\text{И дин}} = \Phi(u'_x, u_x)$ , по которой, используя обычные методы, можно было бы определить средний квадрат динамической погрешности при известных статистических характеристиках входного сигнала: законе распределения, дисперсии, корреляционной функции и т. д. Действительно, согласно [48] при известной зависимости  $\Delta_{\text{И дин}} = \Phi(u'_x, u_x)$  и заданной двумерной плотности распределения сигнала и первой производной  $W(u'_x, u_x)$  средний квадрат динамической погрешности в общем виде может быть описан выражением

$$\overline{\sigma_{\text{И дин}}^2} = M \{ \Delta_{\text{И дин}}^2 \} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{u_{\text{пр}}} [\Phi(u'_x, u_x)]^2 \times \\ \times W(u'_x, u_x) du'_x du_x. \quad (4-2)$$

Так как значение случайного процесса и его производной в совпадающие моменты времени не коррелированы [29], из (4-2) получим

$$\overline{\sigma_{\text{И дин}}^2} = \int_{-\infty}^{\infty} W(u'_x) \int_0^{u_{\text{пр}}} [\Phi(u'_x, u_x)]^2 W(u_x) du'_x du_x, \quad (4-3)$$

где  $W(u_x)$  и  $W(u'_x)$  — одномерные плотности распределения сигнала и его первой производной соответственно.

Из рис. 3-21, б, на котором приведено распределение величины динамической погрешности по шкале АЦП поразрядного уравнивания для некоторых значений скорости изменения входного сигнала, видно, что максимальная величина динамической погрешности в определенных точках шкалы на участке от  $u_x = 0$  до  $u_x = u_{\text{пр}}$  пропорциональна скорости изменения входного сигнала:

$$\Delta_{\text{И дин max}}(i) = (N-i) u'_x t_r. \quad (4-4)$$

Примем некоторые допущения:

1. Максимальная величина динамической погрешности на любом такте значительно меньше среднеквадратичного значения дисперсии входного сигнала, т. е.  $\Delta_{II \text{ дин макс}} < \sigma_x$ .

2. Динамическая погрешность существует на каждом такте преобразования и при заданной величине  $u_x$  определяется в точках шкалы  $u_0(i)$  в пределах от 0 до  $\Delta_{II \text{ дин макс}}$  выражением  $\Phi(u'_x, u_x) = u_x - u_0(i)$ .

3. Плотность распределения входного сигнала  $W(u_x)$  в точках шкалы  $u_0(i)$  в пределах  $\pm \Delta_{II \text{ дин макс}}(i)$  постоянна и равна  $W[u_0(i)]$ .

При этом второй интеграл в (4-3) в соответствии с (2-32) может быть записан следующим образом:

$$\int_0^{u_{\text{пр}}} [\Phi(u'_x, u_x)]^2 W(u_x) du_x = \sum_{i=1}^N \sum_{\eta=1}^{2^{i-1}} \int_{u_0(i, \eta)}^{u_0(i, \eta) + \Delta_{II \text{ дин макс}}} [u_x - u_0(i, \eta)]^2 W(u_x) du_x.$$

После соответствующих преобразований, подставляя результат в (4-3), получаем выражение для среднего квадрата динамической погрешности АЦП поразрядного уравнивания

$$\overline{\sigma_{II \text{ дин}}^2} = \frac{2}{3} \sum_{i=1}^N \sum_{\eta=1}^{2^{i-1}} (N-i)^3 W[u_0(i, \eta)] \times \times \int_0^{\infty} (u'_x t_{\tau})^3 W(u'_x) du'_x. \quad (4-5)$$

С помощью (4-5), зная плотность вероятностей распределения первой производной, можно с достаточной степенью точности определить величину  $\overline{\sigma_{II \text{ дин}}^2}$  для любого закона распределения входного сигнала.

В случае преобразования стационарного эргодического случайного входного сигнала с нормальным законом распределения распределение первой производной сигнала нормально и при  $M\{u'_x\} = 0$  для относительной величины скорости изменения  $\beta = \delta u'_x t_{\tau} / q$  будет равно

$$W(\beta) = \frac{p}{\sqrt{\pi}} e^{-\beta^2 p^2}, \quad (4-6)$$

где  $p = \frac{1}{\sqrt{2}\Omega} \frac{q}{\delta_x}$  и  $\Omega = \sqrt{r''(0) t_\tau^2}$  — параметр, характеризующий динамику аналого-цифрового преобразования,  $\delta_x^2 = \sigma_x^2 / u_{\text{пр}}^2$  — относительная дисперсия входного сигнала,  $r''(0)$  — вторая производная нормированной корреляционной функции входного сигнала при  $t = 0$ .

Из формулы (4-5) для приведенной к пределу измерения относительной величины динамической погрешности при нормальном законе распределения входного сигнала с математическим ожиданием  $M_x = u_{\text{пр}}/2$  следует:

$$\begin{aligned} \overline{\delta_{\text{II}}^2}_{\text{дин}} = & \frac{\sqrt{2} q^3 p}{3\pi \delta_x} \sum_{i=1}^N \sum_{\eta=1}^{2^{i-1}} (N-i)^3 \exp \left[ -\frac{\left( \frac{2\eta-1}{2^{i-1}} - 1 \right)^2}{8\delta_x^2} \right] \times \\ & \times \int_0^\infty \beta^2 e^{-\beta^2 p^2} d\beta = \frac{2}{3\pi} \delta_x^2 [r''(0)]^{3/2} t_\tau^3 \sum_{i=1}^N \times \\ & \times (N-i)^3 \sum_{\eta=1}^{2^{i-1}} \exp \left[ -\frac{1}{8\delta_x^2} \left( \frac{2\eta-1}{2^{i-1}} - 1 \right)^2 \right]. \quad (4-7) \end{aligned}$$

Как видим, величина среднего квадрата динамической погрешности зависит от дисперсии и вида корреляционной функции входного сигнала, значение второй производной которой при  $t = 0$  характеризует ширину частотного спектра. В табл. 4-1 приведены значения второй производной нормированной корреляционной функции при  $t = 0$  для наиболее распространенных видов сигналов, граничную частоту спектра которых принято оценивать шириной энергетического спектра  $\omega_g$  [29]. Подставляя в (4-7) значение  $r''(0)$  для приведенных в табл. 4-1 сигналов и заданной величине граничной частоты  $\omega_g = 2\pi f_g$ , можно получить значение динамической погрешности  $\overline{\delta_{\text{II}}^2}_{\text{дин}}$ . Однако расчет  $\overline{\delta_{\text{II}}^2}_{\text{дин}}$  по формуле (4-7) очень трудоемок. Если принять некоторые допущения, то вторая сумма в правой части (4-7) может быть определена с помощью формулы суммирования Эйлера — Маклорена (см. приложение 3). При этом получаем удобное для расчетов выражение

$$\overline{\delta_{\text{II}}^2}_{\text{дин}} = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \delta_x^3 [r''(0)]^{3/2} t_\tau^2 \sum_{i=1}^N (N-i)^3 2^{i-1}. \quad (4-8)$$

Характеристики сигналов

№ пп.	Нормированная корреляционная функция сигнала $r(t)$	Частотная характеристика сигнала $F(\omega) F_0$	Значение второй производной $r''(0)$	
			общее выражение	в полосе энергетического спектра $\omega_3$
1	$e^{-\alpha_1^2 t^2}$	$e^{-\frac{\omega^2}{4\alpha_1^2}}$	$2\alpha_1^2$	$\frac{2}{\pi} \omega_3^2$
2	$e^{-\alpha_1  t } (1 - \alpha_2 t)$	$\frac{\alpha_2^2}{\alpha_2^2 + \omega^2} \left( 1 + \frac{\alpha_2^2 - \omega^2}{\alpha_2^2 + \omega^2} \right)$	$\alpha_2^2$	$\frac{4}{\pi^2} \omega_3^2$
3	$e^{-\alpha_3  t }$	$\frac{\alpha_3^2}{\alpha_3^2 + \omega^2}$	—	—
4	$\frac{\sin \omega_{01} t}{\omega_{01} t}$	1 при $-\omega_{01} \leq \omega \leq \omega_{01}$ , 0 при $-\omega_{01} > \omega > \omega_{01}$	$\frac{\omega_{01}^2}{3}$	$\frac{\omega_3^2}{3}$
5	$\cos \omega_{02} t$	1 при $\omega = \omega_{02}$ , 0 при $\omega \neq \omega_{02}$	$\omega_{02}^2$	—
6	$e^{-\alpha_4^2 t^2} \cos \omega_0 t$	$e^{-\frac{(\omega - \omega_0)^2}{4\alpha_4^2}} + e^{-\frac{(\omega + \omega_0)^2}{4\alpha_4^2}}$	$2\alpha_4^2 + \omega_0^2$	$\frac{2}{\pi} \omega_3^2 + \omega_0^2$

Примечание. Для сигнала № 6 значение  $r''(0)$  отсутствует, так как он не дифференцируем в среднем в квадратах.

Если сумму в формуле (4-8) умножить на величину  $2^{-N}$ , то, как показывают численные расчеты, она мало будет зависеть от числа разрядов и с достаточной степенью точности может быть принята равной

$$2^{-N} \sum_{i=1}^N (N-i)^3 2^{i-1} \approx 12. \quad (4-9)$$

При этом (4-8) еще более упростится и примет удобный для практических расчетов вид

$$\overline{\delta_{\Pi \text{ дин}}^2} \approx 6,42 \delta_x^3 [r''(0)]^{3/2} t_r^3 \cdot 2^N. \quad (4-10)$$

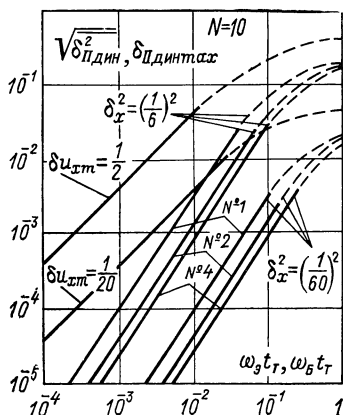


Рис. 4-1. Зависимости динамической погрешности для различных сигналов от обобщенного параметра, характеризующего граничную частоту спектра сигнала при заданной длительности такта АЦП поразрядного уравнивания

лов (сигналы 1, 2 и 4 в табл. 4-1) от обобщенного параметра  $\omega_3 t_r$ . На этом же рисунке для сравнения даны зависимости максимальной величины динамической погрешности от  $\omega_5 t_r$  при двух значениях входного сигнала,  $\delta u_{xm} = 1/2$  и  $\delta u_{xm} = 1:20$ , рассчитанные по формуле (4-1). Видно, что определение величины среднего квадрата динамической погрешности при заданной граничной частоте  $\omega_3$  сигнала или, наоборот, оценка граничной частоты при заданной величине по-

Полученные соотношения (4-8) и (4-10) позволяют при заданных параметрах АЦП поразрядного уравнивания  $t_r$  и  $N$  в зависимости от величины дисперсии и вида корреляционной функции сигнала получить зависимость величины среднего квадрата динамической погрешности от граничной частоты спектра кодируемого сигнала.

На рис. 4-1 приведены зависимости величины среднеквадратичного значения динамической погрешности для двух значений относительной дисперсии входного сигнала,  $\delta_x^2 = (1/6)^2$  и  $\delta_x^2 = (1/60)^2$ , и для трех видов кодируемых сигна-

грешности  $\overline{\delta_{II}^2}_{\text{дин}}$  для конкретного АЦП существенно зависит от вида корреляционной функции кодируемого сигнала. Так, различие в оценках для сигналов № 1 и 4 составляет 2—3 раза.

Определим зависимость среднего квадрата динамической погрешности от частоты кодируемого сигнала с распределением по закону арксинуса. Такое распределение имеют гармонические сигналы с постоянной амплитудой  $u_m$ , частотой  $\omega_0$  и случайной фазой [29], т. е.  $u_x = u_m \sin(\omega_0 t + \varepsilon_x) + M_x$ . Так как производная гармонического сигнала тоже является гармонической функцией,  $u'_x = \omega_0 u_m \cos(\omega_0 t + \varepsilon_x)$ , то и распределение первой производной будет подчиняться закону арксинуса. При  $M\{u'_x\} = 0$  для относительной величины скорости изменения  $\beta = \delta u'_x t_T / q$  функция распределения первой производной будет

$$W(\beta) = \frac{1}{\pi \omega_0 u_m \sqrt{1 - \beta^2 / \beta_m^2}}, \quad (4-11)$$

где  $\beta_m = \delta_m \omega_0 t_T / q$  — максимальная относительная скорость изменения сигнала,  $\delta_m = u_m / u_{\text{пр}}$  — относительная амплитуда гармонического сигнала.

Учитывая принятые ранее допущения, из формулы (4-5) для приведенной к пределу измерения относительной величины динамической погрешности при распределении сигнала с математическим ожиданием  $M_x = u_{\text{пр}}/2$  с учетом (4-11) в общем виде получим

$$\begin{aligned} \overline{\delta_{II}^2}_{\text{дин}} &= \frac{2q^4}{3\pi^2 \delta_m^2 \omega_0 t_T} \sum_{i=1}^N \sum_{\eta=1}^{n_{\text{rp}}^{(i)}} \frac{(N-i)^3}{\sqrt{1 - \left(\frac{2\eta-1}{2^{i-1}} - 1\right)^2}} \times \\ &\times \int_0^{\beta_m} \frac{\beta^3 d\beta}{\sqrt{1 - \beta^2 / \beta_m^2}} = \frac{4}{9\pi^2} \delta_m^2 (\omega_0 t_T)^3 \sum_{i=1}^N (N-i)^3 \times \\ &\times \sum_{\eta=1}^{n_{\text{rp}}^{(i)}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2\eta-1}{2^{i-1}} - 1\right)^2}}. \quad (4-12) \end{aligned}$$

Здесь число  $n_{\text{гp}}(i) \leq 2^{i-1}$  представляет собой число членов суммы, которое ограничивается для каждого значения  $i$  величиной амплитуды гармонического сигнала  $u_m$ , т. е. зависит от значения  $\delta_m$ . Эта зависимость носит нелинейный характер, и точное определение функциональной зависимости второй суммы\* в правой части (4-12) от  $\delta_m$  довольно затруднительно. В предельном случае, когда  $\delta_m = 1/2$  и  $n_{\text{гp}}(i) = 2^{i-1}$ , используя формулы суммирования Эйлера—Маклорена, как и в случае сигнала с нормальным распределением, можно определить значение этой суммы как  $C(i) \approx \frac{\pi}{2} \cdot 2^{i-1}$ .

При этом соотношение (4-12) примет вид

$$\overline{\delta_{\text{II дин}}^2} = \frac{(\omega_0 t_{\text{r}})^3}{18\pi} \sum_{i=1}^N (N-i)^3 2^{i-1}. \quad (4-13)$$

Если учесть соотношение (4-9), то полученное выражение можно упростить и привести к виду, удобному для практических расчетов:

$$\overline{\delta_{\text{II дин}}^2} \approx 0,21 (\omega_0 t_{\text{r}})^3 2^N. \quad (4-14)$$

Соотношения (4-13) и (4-14) соответствуют дисперсии входного сигнала с  $\delta_m = 1/2$ , равной  $\delta_x^2 = \delta_m^2/2 = 1/8$ . Для произвольного значения дисперсии сигнала величина среднего квадрата динамической погрешности,  $\overline{\delta_{\text{II дин}}^2}$  будет определяться формулой (4-12). При этом зависимость величины  $\overline{\delta_{\text{II дин}}^2}$  от дисперсии, как и зависимость  $\overline{\delta_{\text{I дин}}^2}$  (см. рис. 2-10), будет существенно нелинейной.

## 4-2. Зависимость динамической погрешности от частотного спектра сигналов, кодируемых АЦП с коррекцией

Для определения зависимости динамической погрешности от частотного спектра сигналов, кодируемых АЦП с коррекцией, воспользуемся полученными в третьей главе аналитическими выражениями величины динамической погрешности  $\delta_{\text{II дин}}$  от скорости изменения входного сигнала для случая максимального числа ступеней коррекции  $k_{\text{max}}$ . Эти соотношения для рассмотренных

---

\* Обозначим ее  $C(i)$ .

АЦП как для максимальной величины динамической погрешности  $\delta_{\text{II дин max}}$ , так и для постоянной составляющей ее  $\delta_{\text{II дин 0}}$  можно в общем случае записать в виде

$$\delta_{\text{II дин}} = a_1 q \left[ (\beta + a_4) \left( \frac{\ln |\beta|}{\ln 2} - a_2 \right) + a_3 \right], \quad (4-15)$$

где коэффициенты  $a_m$  для максимальной величины динамической погрешности  $\delta_{\text{II дин max}}$  и  $a_0$  для ее постоянной составляющей  $\delta_{\text{II дин 0}}$  соответственно равны:

при последовательной коррекции из (3-56) и (3-57)

$$a_{m1} = 2; a_{m2} = -1; a_{m3} = 0; a_{m4} = 0 \text{ при } |\beta| \geq 1,$$

$$a_{01} = 2; a_{02} = 0,75; a_{03} = 1; a_{04} = 4 \text{ при } |\beta| \geq 1,5;$$

при параллельно-последовательной коррекции из (3-65) и (3-66)

$$a_{m1} = 1; a_{m2} = -0,67; a_{m3} = 0; a_{m4} = 0 \text{ при } |\beta| \geq 4,$$

$$a_{01} = 1,5; a_{02} = 1; a_{03} = 0; a_{04} = 0 \text{ при } |\beta| \geq 4;$$

при параллельной коррекции для  $k_n = 1$  из (3-59) и (3-60)

$$a_{m1} = 1; a_{m2} = 1; a_{m3} = 0; a_{m4} = 0 \text{ при } |\beta| \geq 2,$$

$$a_{01} = 1; a_{02} = 1,5; a_{03} = 0; a_{04} = 0 \text{ при } |\beta| \geq 4;$$

при параллельной коррекции для  $k_n = 2$  из (3-62) и (3-63)

$$a_{m1} = 1; a_{m2} = 2; a_{m3} = 0; a_{m4} = 0 \text{ при } |\beta| \geq 4,$$

$$a_{01} = 1; a_{02} = 2,25; a_{03} = 0; a_{04} = 0 \text{ при } |\beta| \geq 6;$$

при параллельной коррекции для  $m = 2$  и  $k_n = 1$  из (3-68) и (3-69)

$$a_{m1} = 0,5; a_{m2} = 2; a_{m3} = 4; a_{m4} = 8 \text{ при } |\beta| \geq 4,$$

$$a_{01} = 0,5; a_{02} = 3; a_{03} = 12; a_{04} = 8 \text{ при } |\beta| \geq 5.$$

Используя зависимость (4-16) и неравенство (1-25), получаем соотношение для определения максимальной величины динамической погрешности по заданной частоте среза

$$\delta_{\text{II дин max}} \leq a_{m1} \{ (\omega_B t_T \delta u_{xm} + a_{m4} \cdot 2^{-N}) \times \\ \times \left( \frac{\ln \omega_B t_T \delta u_{xm}}{\ln 2} + N - a_{m2} \right) + a_{m3} \}. \quad (4-16)$$



Эта формула справедлива только для значений  $\beta$ , указанных при коэффициентах  $a_m$ . Для малых значений  $\beta$  необходимо пользоваться формулами, полученными в § 3-4. Для определения среднего квадрата динамической погрешности  $\overline{\delta_{\text{И дин } 0}^2}$  зависимость  $\delta_{\text{И дин}} = \varphi(\beta, u_x)$  с коррекцией можно представить как сумму двух составляющих: постоянной  $\delta_{\text{И дин } 0} = \varphi_0(\beta)$  и периодической  $\delta_{\text{И дин } \sim} = \varphi_{\sim}(\beta, u_x)$ , как показано в § 3-4. При этом средний квадрат динамической погрешности будет равен сумме средних квадратов этих составляющих, т. е.

$$\overline{\delta_{\text{И дин}}^2} = \overline{\delta_{\text{И дин } 0}^2} + \overline{\delta_{\text{И дин } \sim}^2}. \quad (4-17)$$

Каждую из составляющих можно определить раздельно, используя соотношение (4-3).

Как видно, из формул (3-57), (3-60), (3-63), (3-16), (3-69), зависимость  $\delta_{\text{И дин } 0} = \varphi_0(\beta)$  носит нелинейный характер, поэтому в общем виде для приведенного к пределу измерения среднего квадрата постоянной составляющей динамической погрешности из (4-3) получим:

$$\overline{\delta_{\text{И дин } 0}^2} = 2 \sum_{\beta_l}^{\infty} \int_{\beta_l}^{\beta_{l+1}} [\varphi_0(\beta)]^2 W(\beta) d\beta. \quad (4-18)$$

Для приведенного к пределу измерения среднего квадрата периодической составляющей динамической погрешности из (4-3) имеет:

$$\overline{\delta_{\text{И дин } \sim}^2} = \int_{-\infty}^{\infty} [\varphi_{\sim}(\beta)]^2 W(\beta) d\beta, \quad (4-19)$$

где

$$[\varphi_{\sim}(\beta)]^2 = \int_0^{u_{\text{пр}}} [\varphi_{\sim}(\beta, u_x)]^2 W(u_x) du_x.$$

В случае преобразования входного сигнала с нормальным распределением распределение  $W(\beta)$  для относительной величины скорости изменения сигнала будет определяться формулой (4-6). Если  $\delta_x \gg q$ , то на величину динамической погрешности в основном будут оказывать влияние изменения сигнала со скоростями  $\beta \gg 1$ , а влияние малых изменений  $\beta \approx 1$  будет незначительно. Поэтому нелинейностью  $\delta_{\text{И дин}}$  вблизи малых  $\beta$  можно пренебречь и принять за основную зависимость

$\delta_{II \text{ дин}} = \varphi_0(\beta)$  равенство (4-15). При этом формула (4-18) примет вид

$$\overline{\delta_{II \text{ дин}}^2} = 2 \int_0^\infty \delta_{II \text{ дин}}^2 W(\beta) d\beta. \quad (4-20)$$

Подставив (4-13) и (4-15) в (4-20) и произведя интегрирование полученного выражения по частям [45], при  $p \ll 1$  получим

$$\overline{\delta_{II \text{ дин}}^2} = \frac{2q^2 a_{01}^2}{p^2} [0,24 + (\ln p - a_{02} \ln 2)^2].$$

Подставляя значение  $p = q/(V\sqrt{2}\delta_x\Omega)$ , окончательно получим выражение для среднего квадрата постоянной составляющей динамической погрешности

$$\overline{\delta_{II \text{ дин}}^2} = 4a_{01}^2 \delta_x^2 \Omega^2 \left[ 0,24 + \left( \ln \frac{\Omega}{\Omega_N} \right)^2 \right], \quad (4-21)$$

где

$$\Omega = \sqrt{r''(0) t_T^2}, \quad \Omega_N = \frac{2^{-(N-a_{02})}}{\sqrt{2} \delta_x}, \quad \Omega > \Omega_N.$$

Определим величину периодической составляющей динамической погрешности. На рис. 3-17, б, 3-18, б и 3-19, б легко заметить, что при  $\beta = 2, 4, 8, 16$ , т. е. кратных степени 2, для АЦП с параллельной и параллельно-последовательной коррекцией периодическая составляющая динамической погрешности  $\delta_{II \text{ дин}} \sim$  представляет собой пилообразную функцию с амплитудой  $\beta q/2$ . По аналогии с шумами квантования можно считать, что переменная составляющая динамической погрешности представляет собой динамический шум квантования. Тогда, если во всем диапазоне изменения  $\beta$  соблюдается условие  $\delta_x \gg \beta q$ , то из [29, 30] будем иметь

$$\delta_{\text{дин}}^2 \sim (\beta) = [\varphi_{\sim}(\beta)]^2 \approx \frac{\beta^2 q^2}{12}. \quad (4-22)$$

Подставляя (4-22) и (4-6) в (4-19), получим для периодической составляющей динамической погрешности при параллельной и параллельно-последовательной коррекции.

$$\overline{\delta_{II \text{ дин}}^2} \sim = \frac{2p}{V\pi} \int_0^\infty \frac{\beta^2 q^2}{12} e^{-\beta^2 p^2} d\beta = \frac{\delta_x^2 \Omega^2}{12}. \quad (4-23)$$

На рис. 3-16, б видно, что при  $\beta$ , кратных степени 2, для АЦП с последовательной коррекцией периодическая составляющая представляет собой сложную функцию с амплитудой  $\frac{3}{2}\beta q$ . Эту функцию можно разложить на две простые, как это показано на рис. 4-2, которые (при сдвигах на величину, кратную  $\beta q$ ) можно считать не коррелированными между собой. Одна составляющая имеет пилообразную форму с амплитудой  $0,5\beta q$  и перио-

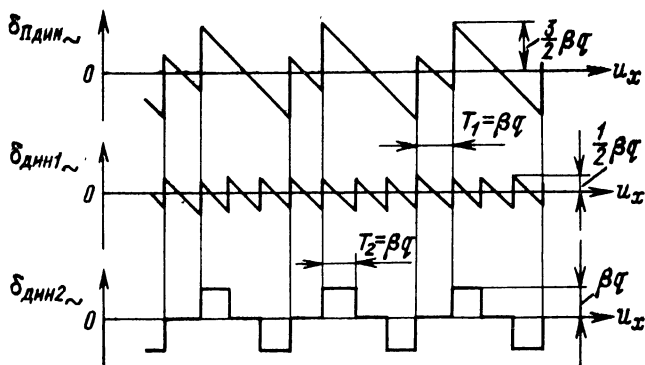


Рис. 4-2. Разложение периодической составляющей динамической погрешности на две простые периодические функции

дом  $T_1 = \beta q$ , вторая составляющая имеет импульсный характер с амплитудой  $\beta q$  и длительностью импульса  $T_2 = \beta q$ .

Для первой составляющей величина среднего квадрата  $\overline{\delta_{дин1}^2}$  определится формулой (4-23).

Для второй составляющей средний квадрат определим следующим образом. Так как функция  $\delta_{дин2}$  периодическая, то, полагая  $u_x/u_{пр} = x$ , ее можно разложить в ряд Фурье:

$$\delta_{дин2} = \varphi(\beta, x) = \frac{4\beta q}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos \frac{\pi}{4} (2k-1)}{2k-1} \times \sin \frac{\pi (2k-1)}{4\beta q} x. \quad (4-24)$$

Автокорреляционную функцию составляющей  $\delta_{\text{дин } 2\sim}$  можно представить в виде

$$B_{2\sim}(t) = \frac{16\beta^2 q^2}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos \frac{\pi}{4} (2k-1) \cos \frac{\pi}{4} (2n-1)}{(2k-1)(2n-1)} \times \\ \times \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sin \frac{\pi (2k-1)}{2\beta q} x_1 \sin \frac{\pi (2n-1)}{2\beta q} x_2 W(x_1, x_2) dx_1 dx_2. \quad (4-25)$$

Если в (4-25) произвести замену  $k_1 = \frac{2k-1}{4\beta}$  и  $n_1 = \frac{2n-1}{4\beta}$ , то двойной интеграл примет вид

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sin \frac{2\pi k_1}{q} x_1 \sin \frac{2\pi n_1}{q} x_2 W(x_1, x_2) dx_1 dx_2.$$

Этот интеграл был использован в [29]. Он выражался через двумерную характеристическую функцию и использовался для определения дисперсии ошибки квантования. Проводя аналогичные преобразования для случая  $\beta q \ll \delta_x$ , получаем выражение для автокорреляционной функции

$$B_{2\sim}(t) = \frac{8\beta^2 q^2}{\pi^2} \times \\ \times \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos^2 \left[ \frac{\pi}{4} (2k-1) \right]}{(2k-1)^2} \exp \frac{-4\delta_x^2 \pi^2 (2k-1)^2 [(1-r(t))]}{16\beta^2 q^2},$$

откуда при  $t = 0$  получаем

$$\delta_{\text{дин } 2\sim}^2(\beta) = [\varphi_{\sim}(\beta)]^2 = \\ = B_{2\sim}(0) = \frac{4\beta^2 q^2}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k-1)^2} = \frac{\beta^2 q^2}{8}. \quad (4-26)$$

Подставляя (4-26) и (4-6) в (4-19) получаем значение среднего квадрата составляющей

$$\overline{\delta_{\text{дин } 2\sim}^2} = \frac{2\rho}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\beta^2 q^2}{8} e^{-\beta^2 \rho^2} d\beta = \frac{\delta_x^2 \Omega^2}{8}. \quad (4-27)$$

Таким образом, для среднего квадрата периодической составляющей динамической погрешности при последовательной коррекции получаем:

$$\overline{\delta_{II \text{ дин}}^2} \sim \overline{\delta_{дин 1}^2} + \overline{\delta_{дин 2}^2} = \frac{5}{24} \delta_x^2 \Omega^2. \quad (4-28)$$

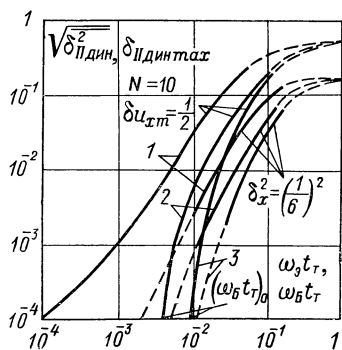


Рис. 4-3. Зависимости динамической погрешности от обобщенного параметра, характеризующего граничную частоту спектра сигнала при заданной длительности такта поразрядного АЦП с коррекцией

Полученные соотношения (4-21), (4-23) и (4-28) при подстановке их в (4-17) с учетом значений коэффициентов  $a_{01} \div a_{04}$  из (4-15) позволяют определить величину среднего квадрата динамической погрешности в зависимости от параметров АЦП, типа динамической коррекции при нормальном распределении входного сигнала. В общем виде для максимального числа ступеней  $k_{\max}$  и  $\Omega > \Omega_N$  будем иметь: при параллельной и параллельно - последовательной коррекции

$$\overline{\delta_{II \text{ дин}}^2} = \delta_x^2 \Omega^2 \left\{ 4a_{01}^2 \left[ 0,24 + \left( \ln \frac{\Omega}{\Omega_N} \right)^2 \right] + \frac{1}{12} \right\}, \quad (4-29)$$

при последовательной коррекции

$$\overline{\delta_{II \text{ дин}}^2} = \delta_x^2 \Omega^2 \left\{ 4a_{01}^2 \left[ 0,24 + \left( \ln \frac{\Omega}{\Omega_N} \right)^2 \right] + \frac{5}{24} \right\}. \quad (4-30)$$

На рис. 4-3 приведены рассчитанные по полученным формулам зависимости среднеквадратичного значения динамической погрешности  $\sqrt{\overline{\delta_{II \text{ дин}}^2}}$  от параметра  $\omega_э t_\tau$  для сигнала № 1 с корреляционной функцией  $r(t) = e^{-\alpha_1^2 t^2}$  из табл. 4-1 при дисперсии входного сигнала  $\delta_x^2 = (1/6)^2$ . На этом же рисунке даны зависимости максимального значения динамической погрешности  $\delta_{II \text{ дин max}}$  от параметра  $\omega_б t_\tau$  при  $\delta_{u_{xm}} = 1/2$ .

Характеристики рассчитаны для АЦП поразрядного уравнивания с последовательной коррекцией (кривые 1) и с параллельной коррекцией: при  $k_n = 1$  (кривые 2) и  $k_n = 2$  (кривые 3). Штриховыми линиями показан общий ход кривых, когда соотношения (4-29) и (4-30) ввиду принятых ограничений для  $\beta$  становятся несправедливыми. Сверху характеристики ограничены принятым значением  $\delta_x$ , а снизу значением скорости изменения сигнала  $\beta_0$ , при которой динамическая погрешность полностью корректируется. Значению  $\beta_0$  будет соответствовать определенная граничная частота спектра сигналов. Используя формулу (1-25) для этого случая, получим

$$(\omega_B t_T)_0 \leq \frac{\beta_0}{\delta u_{xm}} \cdot 2^{-N}. \quad (4-31)$$

Так, для поразрядного АЦП с параллельной коррекцией при  $\delta u_{xm} = 0,5$  и  $k_n = 1$ , как видно из (3-59),  $\beta_0 = 2$  и соответственно будем иметь значение  $(\omega_B t_T)_0 \leq 2^{-(N-2)}$ , при котором динамическая погрешность полностью корректируется. Для АЦП с последовательной коррекцией величина  $(\omega_B t_T)_0$  в рассматриваемом случае отсутствует. Однако в общем случае, как показывает соотношение (3-49), может быть построена структура АЦП с последовательной коррекцией, для которой существует значение  $(\omega_B t_T)_0$ .

Следует отметить, что для АЦП с коррекцией существуют и значения  $(\omega_B t_T)_0$ , при которых  $\delta_{II \text{ дин}}^2 = 0$ . Однако для определения величины  $(\omega_B t_T)_0$  необходимо точно учитывать нелинейный характер зависимости,  $\delta_{II \text{ дин}} = \varphi(\beta, u_x)$  при малых значениях  $\beta$ , что является весьма трудоемким процессом.

Рассмотрим теперь преобразование АЦП с коррекцией входного сигнала с распределением по закону арксинуса. Подставляя в (4-20) соотношения (4-11) и (4-15), после определения интегралов в интервале  $0 - \beta_m$  для среднего квадрата постоянной составляющей динамической погрешности получим

$$\overline{\delta_{II \text{ дин}}^2} = \delta_m^2 (\omega_0 t_T)^2 a_{01}^2 [0,11 + (\ln \beta_m - a_{02} \ln 2)^2 - 0,4 (\ln \beta_m - a_{02} \ln 2)].$$

Так как  $\delta_m = \delta_x / \sqrt{2}$  и  $\beta_m = \delta_m \omega_0 t_T / q$ , то после преобразования получаем формулу, аналогичную (4-21):

$$\overline{\delta_{\text{II дин 0}}^2} = 2\delta_x^2 \Omega_0^2 a_{01}^2 \left[ 0,11 + \left( \ln \frac{\Omega_0}{\Omega_N} \right)^2 - 0,41 \ln \frac{\Omega_0}{\Omega_N} \right], \quad (4-32)$$

где

$$\Omega_0 = \omega_0 t_T, \quad \Omega_N = \frac{2^{-(N-a_{02})}}{\sqrt{2}\delta_x} \quad \text{и} \quad \Omega_0 > \Omega_N.$$

В [15] показано, что при величине шага квантования по уровню, достаточно малой по сравнению с дисперсией кодируемого сигнала, средний квадрат ошибки квантования можно считать независимым от закона распределения входного сигнала. Учитывая это, при условии  $\beta q \ll \delta_x$  величину периодической составляющей динамической погрешности  $\delta_{\text{II дин}} \sim$  при параллельной и параллельно-последовательной коррекции, а также величину составляющей  $\delta_{\text{дин 1}} \sim$  при последовательной коррекции можем определить из соотношения (4-23). Вторую составляющую среднего квадрата динамической погрешности  $\overline{\delta_{\text{дин 2}}^2} \sim$  при последовательной коррекции можно определить выражением

$$\overline{\delta_{\text{дин 2}}^2} = u_{\text{пр}}^2 \sum_{\eta=1}^{n_m} \int_{u_{x1}}^{u_{x2}} [\varphi(u_x)]_{\eta}^2 W(u_x) du_x,$$

где  $\varphi(u_x)$  — периодическая функция, равная  $\delta_{\text{дин 2}} \sim$  на интервале  $u_{x2} - u_{x1}$ .

Если при условии  $\beta q \ll \delta_x$  плотность распределения  $W(u_x)$  на интервале  $u_{x2} - u_{x1}$  считать постоянной и равной  $W(u_{x\eta})$ , то, учитывая зависимость  $\delta_{\text{дин 2}} \sim$ , из рис. 4-2 для случая  $M_x = 0,5 u_{\text{пр}}$  будем иметь

$$\overline{\delta_{\text{дин 2}}^2} \sim = \frac{2\beta_m^3 q^3}{\pi \delta_m} \left[ 2 \sum_{\eta=0}^{\frac{\delta_m}{4\beta q}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left( \frac{\beta q}{\delta_m} \right)^2 \eta^2}} - 1 \right]. \quad (4-33)$$

Сумму в (4-33) легко определить, воспользовавшись формулой суммирования Эйлера—Маклорена (ЗП-2), после чего окончательно получим

$$\overline{\delta_{\text{дин 2}}^2} \sim \approx \frac{\beta_m^2 q^2}{4} = \frac{\delta_x^2 \Omega_0^2}{8}. \quad (4-34)$$

Сравнивая с (4-27) видим, что величину составляющей  $\overline{\delta_{\text{дин}}^2}$  также можно считать независимой от закона распределения входного сигнала.

Таким образом, для распределения входного сигнала по закону арксинуса выражений для среднего квадрата динамической погрешности будут:

при параллельной и параллельно-последовательной коррекции

$$\overline{\delta_{\text{П дин}}^2} = \delta_x^2 \Omega_0^2 \left\{ 2a_{01}^2 \left[ 0,11 + \left( \ln \frac{\Omega_0}{\Omega_N} \right)^2 - 0,4 \ln \frac{\Omega_0}{\Omega_N} \right] + \frac{1}{12} \right\}, \quad (4-35)$$

при последовательной коррекции

$$\overline{\delta_{\text{П дин}}^2} = \delta_x^2 \Omega_0^2 \left\{ 2a_{01}^2 \left[ 0,11 + \left( \ln \frac{\Omega_0}{\Omega_N} \right)^2 - 0,4 \ln \frac{\Omega_0}{\Omega_N} \right] + \frac{5}{24} \right\}. \quad (4-36)$$

#### 4-3. Динамические погрешности аналоговых запоминающих устройств

Возникающая при аналого-цифровом преобразовании изменяющегося во времени сигнала динамическая ошибка зависит как от частотного спектра входного сигнала, так и от времени, затрачиваемого на одно преобразование. Чем меньше время одного преобразования, тем с меньшей погрешностью могут кодироваться сигналы с более широким спектром частот [12, 32, 49].

В АЦП с целью уменьшения динамической погрешности и, следовательно, расширения частотного спектра кодируемых сигналов используются аналоговые запоминающие устройства (фиксаторы уровня) АЗУ [5, 25, 57]. Простейшая реализация АЗУ, как показано на рис. 4-4, может быть выполнена с помощью запоминающего конденсатора  $C_\Phi$  и ключа  $K$ . Временная диаграмма, поясняющая работу схемы, дана на рис. 4-5. В момент времени  $t_i$  производится запуск АЦП, с которого на ключ  $K$  подаются управляющие замыканием импульсы дли-

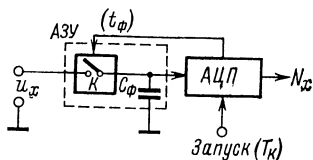


Рис. 4-4. Структурная схема АЦП с аналоговым запоминающим устройством



тельностью  $t_\phi$ . За это время происходит перезаряд конденсатора  $C_\phi$  с некоторой погрешностью  $\Delta_3$  до значения входного сигнала  $u_x(t + t_\phi)$ . Затем ключ размыкается и с момента  $t_i + t_\phi$  производится преобразование напряжения  $u_c(t_i + t_\phi)$ , запомненного на конденсаторе  $C_\phi$ , в цифровой код. Так как время преобразования  $T_{пр}$  конечно, то конденсатор  $C_\phi$  разрядится через сопротивление АЦП на величину напряжения  $\Delta_p$ .

Таким образом, АЗУ, уменьшая динамическую погрешность аналого-цифрового преобразования, вносит

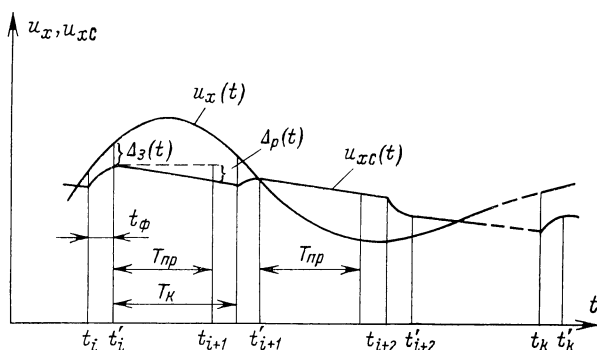


Рис. 4-5. Временная диаграмма работы АЗУ

дополнительные погрешности при преобразовании входного сигнала: погрешность недозаряда  $\Delta_3$  и погрешность разряда  $\Delta_p$ .

Если относить результаты снятия отсчета к моментам времени  $t'_i = t_i + t_\phi$ , как это происходит в действительности, то погрешность недозаряда АЗУ в момент времени  $t_i$  будет определяться формулой, которая может быть получена путем преобразования соотношений, приведенных в [5]:

$$\Delta_3(t'_i) = \alpha_3 \{u_x(t'_i) - [u_x(t'_{i-1}) - \Delta_3(t'_{i-1})] \alpha_p\} - u'_x [\tau_3 (1 - \alpha_3) - \alpha_3 t_\phi], \quad (4-37)$$

где  $\alpha_3 = e^{-\frac{t_\phi}{\tau_3}}$ ,  $\alpha_p = 1 - e^{-\frac{T_{кр} - t_\phi}{\tau_p}}$ ,  $\tau_3$  и  $\tau_p$  — постоянные времени цепей заряда и разряда АЗУ,  $u'_x = \frac{du_x}{dt}$ .

Будем считать, что входной случайный сигнал — стационарный эргодический с дисперсией  $\sigma_x^2$  и с нулевым математическим ожиданием, т. е.  $M \{u_x(t)\} = 0$ . При этом установившийся режим для любого момента времени  $t'_i \div t'_k = t$  можно описать следующим образом:

$$\Delta_3(t) = \alpha_3 \{u_x(t) - [u_x(t - T_k) - \Delta_3(t - T_k)] \alpha_p\} - u'_x[\tau_3(1 - \alpha_3) - \alpha_3 t_\Phi]. \quad (4-38)$$

Средний квадрат ошибки запоминания АЗУ определится выражением

$$\begin{aligned} \overline{\Delta_3^2} &= \lim_{2n-1} \frac{1}{\sum_{i=-n}^n} \Delta_3^2(t - iT_k) = \\ &= \overline{[\alpha_3 \{u_x(t) - [u_x(t - T_k) - \Delta_3(t - T_k)] \alpha_p\} - u'_x[\tau_3(1 - \alpha_3) - \alpha_3 t_\Phi]]^2}. \end{aligned} \quad (4-39)$$

Представляя первую производную входного случайного сигнала в конечных разностях

$$u'_x = \frac{u_x(t) - u_x(t - t_\Phi)}{t_\Phi} \quad (4-40)$$

и производя преобразования в (4-39), получим:

$$\overline{\Delta_3^2} = \overline{\Delta_0^2} + \overline{\Delta_1^2} + \overline{\Delta_2^2}, \quad (4-41)$$

где

$$\begin{aligned} \overline{\Delta_0^2} &= \overline{\alpha_3^2 \{u_x(t) - \alpha_p [u_x(t - T_k) - \Delta_3(t - T_k)]\}^2} = \\ &= \frac{\alpha_3^2 \sigma_x^2}{1 - \alpha_3^2 \alpha_p^2} \left[ 1 + (1 - 2\alpha_3) \alpha_p^2 - 2\alpha_p(1 - \alpha_3 \alpha_p^2) r(T_k) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{2d_p(1 - \alpha_3 \alpha_p^2)}{\sigma_x^2} B(t, t + T_k) \right], \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \overline{\Delta_1^2} &= \overline{2u'_x [(1 - \alpha_3) \tau_3 - \alpha_3 t_\Phi] \alpha_3 \{u_x(t) - \\ &- \alpha_p [u_x(t - T_k) - \Delta_3(t - T_k)]\}} = \frac{2\alpha_3 \sigma_x^2}{t_\Phi} [(1 - \alpha_3) \tau_3 - \alpha_3 t_\Phi] \times \\ &\times \left\{ [1 - r(t_\Phi)] - \alpha_p [r(T_k) - r(T_k - t_\Phi) - \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{\sigma_x^2} B(t, t - T_k) + \frac{1}{\sigma_x^2} B(t - t_\Phi, t - T_k)] \right\}, \end{aligned}$$

$$\overline{\Delta_2^2} = \overline{u_x'^2 [\tau_3 (1 - \alpha_3) - \alpha_3 t_\Phi]^2} = \\ = \frac{2\sigma_x^2}{t_\Phi^2} [1 - r(t_\Phi)] [\tau_3 (1 - \alpha_3) - t_\Phi \tau_3].$$

Значение функции  $B(t, t - T_k) = \overline{u_x(t) \Delta_3(t - T_k)}$  в установившемся режиме (см. приложение 4) определяется выражением:

$$B(t, t - T_k) = \sigma_x^2 \left[ r(T_k) - \frac{(1 - \alpha_3)}{\alpha_3 \alpha_p} \sum_{j=1}^{\infty} (\alpha_3 \alpha_p)^j r(jT_k) \right].$$

С помощью этой формулы нетрудно найти и функцию

$$B(t - t_\Phi, t - T_k) = \overline{u_x(t - t_\Phi) \Delta(t - T_k)} = B(t', t' - T'_k),$$

где  $t' = t - t_\Phi$ ;  $T'_k = T_k - t_\Phi$ .

Полученные выражения имеют довольно громоздкий вид. Однако они позволяют определить значение величины среднего квадрата ошибки для любых соотношений между  $\alpha_3$  и  $\alpha_p$ .

Проведем некоторые упрощения. Полагая  $\alpha_p \ll 1$ , будем считать, что постоянная времени разряда АЗУ достаточно велика и для всех интервалов квантования  $T_k$  выполняется условие  $\tau_p \gg T_k - t_\Phi$ .

Тогда формула (4-41) после упрощения примет вид

$$\overline{\Delta_3^2} = \sigma_x^2 \left\{ \alpha_3^2 + \frac{2\alpha_3}{t_\Phi} [(1 - \alpha_3) \tau_3 - \alpha_3 t_\Phi] [1 - r(t_\Phi)] + \right. \\ \left. + \frac{2}{t_\Phi^2} [\tau_3 (1 - \alpha_3) - t_\Phi \tau_3]^2 [1 - r(t_\Phi)] \right\}. \quad (4-42)$$

Обычно для АЗУ выполняется условие  $\tau_3 < t_\Phi$ , т. е.  $\alpha_3 \ll 1$ , что необходимо для обеспечения малой величины погрешности заряда. При этом из (4-42) получим простое выражение для приведенной к пределу измерения относительной величины среднего квадрата погрешности АЗУ

$$\overline{\delta_{3.у}^2} = \frac{\overline{\Delta_3^2}}{u_{np}^2} = \alpha_3^2 \delta_x^2 + 2\delta_x^2 \left( \frac{\tau_3}{t_\Phi} \right)^2 [1 - r(t_\Phi)]. \quad (4-43)$$

Первый член в правой части (4-43) не зависит от характеристик входного сигнала и представляет собой ди-

динамическую составляющую среднего квадрата погрешности, вызванную переходным процессом в АЗУ,

$$\overline{\delta_{\text{I дин}}^2} = \delta_x^2 e^{-2t_{\text{ф}}/\tau_z}. \quad (4-44)$$

Второй член в правой части (4-43) зависит от нормированной автокорреляционной функции  $r(t)$ , а следовательно, и от частотного спектра входного сигнала и представляет собой динамическую составляющую среднего квадрата погрешности АЗУ, вызванную изменением сигнала за время фиксации,

$$\overline{\delta_{\text{II дин}}^2} = 2\delta_x^2 \left( \frac{\tau_z}{t_{\text{ф}}} \right)^2 [1 - r(t_{\text{ф}})]. \quad (4-45)$$

Как видно из формулы (4-43), при принятых допущениях средний квадрат погрешности АЗУ не зависит от интервала квантования  $T_k$ , т. е. отдельные измерения можно считать независимыми (связь между измерениями определяют отброшенные члены формулы (4-43), величина которых мала). Это значит, что формула (4-43) справедлива при оценке погрешности АЗУ как для многократных, так и для однократных измерений входного сигнала. Таким образом, по формуле (4-45), зная параметры АЗУ, нормированную автокорреляционную функцию входного сигнала или его частотную характеристику, можно определить динамическую составляющую погрешности АЗУ и наоборот, по заданной динамической погрешности АЗУ можно определить допустимую полосу частот входного сигнала. Вычисление погрешности  $\overline{\delta_{\text{II дин}}^2}$  для сигналов, дифференцируемых в среднеквадратичном, облегчается, если  $r(t_{\text{ф}})$  разложить по степеням  $t_{\text{ф}}$  и ограничиться двумя первыми членами, т. е.  $1 - r(t_{\text{ф}}) \approx \frac{t_{\text{ф}}^2}{2} r''(0)$ . Формула (4-45) при этом примет вид:

$$\overline{\delta_{\text{II дин}}^2} \approx \delta_x^2 \tau_z^2 r''(0). \quad (4-46)$$

Как видно из (4-46), величина динамической погрешности  $\delta_{\text{II дин}}$  АЗУ не зависит от времени фиксации сигнала  $t_{\text{ф}}$ , а определяется постоянной времени заряда  $\tau_z$  АЗУ. Это не значит, что время фиксации не оказывает влияния на погрешность АЗУ. Формула (4-44) показывает зависимость влияния величины  $t_{\text{ф}}$  на составляющую динамической погрешности  $\delta_{\text{I дин}}$ , а следовательно,

и на общую погрешность АЗУ. Используя приведенные в табл. 4-1 значения  $r''(0)$  для различных сигналов, можно определить величину динамической погрешности АЗУ в зависимости от значения граничной частоты  $\omega_3$ . Следует отметить, что соотношение (4-46) справедливо как для нормального распределения входного сигнала, так и для распределения по закону арксинуса, которому подчиняются гармонические сигналы со случайной фазой. Эти сигналы имеют нормированную корреляционную функцию  $r(t) = \cos \omega_0 t$  и представлены в табл. 4-1 сигналом № 5.

Определим соотношения между максимальной величиной динамической погрешности АЗУ и частотой среза  $\omega_B$  спектра входного сигнала. Для этого, подставив в (4-37)  $u_x(t) = u_{x \max}$  и считая  $\alpha_p \ll 1$  и  $\alpha_3 \ll 1$ , получим приведенное к пределу измерения значение максимальной погрешности АЗУ

$$\delta_{з. у \max} = \frac{\Delta_{з \max}}{u_{\text{пр}}} = (\alpha_3 + \tau_3 \delta u'_{xm}) \delta u_{xm},$$

откуда с учетом (1-25) для максимальной величины динамической погрешности АЗУ получим

$$\delta_{I \text{ дин } \max} = \delta u_{xm} e^{-t_{\phi}/\tau_3}, \quad (4-47)$$

$$\delta_{II \text{ дин } \max} \leq \tau_3 \omega_B \delta u_{xm}. \quad (4-48)$$

Этим соотношением часто пользуются на практике для определения ошибки АЗУ при заданном частотном спектре сигнала.

#### 4-4. Кодирование быстроизменяющихся сигналов следящими АЦП

Часто для кодирования быстроизменяющихся или широкополосных сигналов используются следящие АЦП [34], которые в установившемся режиме обеспечивают преобразование не всего сигнала, а его приращения за время одного такта. Это дает следящим АЦП определенные преимущества с точки зрения получения наименьшей динамической погрешности и, как будет показано в следующей главе, с точки зрения получения минимальной погрешности восстановления кодируемого сигнала.

Определим динамическую погрешность следящего АЦП, исходя из следующих соображений. Будем считать, что 1) АЦП работает в установившемся режиме,

2) отсчеты с АЦП снимаются через интервалы времени  $T_0$ , минимальная величина которых равна длительности одного такта, 3) сигнал на интервале  $T_0$  изменяется линейно, 4) слежение за сигналом в любой точке шкалы на каждом интервале  $T_0$  начинается в момент равенства сигнала  $u_x(t)$  и компенсирующего напряжения АЦП  $u_{0c}(t) \sim N_c$ .

Тогда приведенную к пределу измерения величину динамической погрешности следящего АЦП, учитывая, что  $\beta = \delta u'_x t_T / q$ , можно описать выражением

$$\left. \begin{aligned} \delta_{II \text{ дин}} &= q n_0 (\beta - 1) \quad \text{при } |\beta| > 1, \\ \delta_{II \text{ дин}} &= 0 \quad \text{при } |\beta| \leq 1, \end{aligned} \right\} \quad (4-49)$$

где  $n_0 = T_0/t_T$  — число тактов следящего АЦП на интервале  $T_0$ .

Так как величина динамической погрешности  $\delta_{II \text{ дин}} = \varphi(\beta)$  зависит только от значения относительной скорости  $\beta$ , то для определения среднего квадрата динамической погрешности можно воспользоваться формулой (4-18), из которой с учетом (4-49) получим

$$\overline{\delta_{II \text{ дин}}^2} = 2q^2 n_0^2 \int_1^\infty (\beta - 1)^2 W(\beta) d\beta. \quad (4-50)$$

При кодировании входного сигнала с нормальным распределением после подстановки в (4-50) соотношения (4-6) и определения интегралов будем иметь

$$\overline{\delta_{II \text{ дин}}^2} = q^2 n_0^2 \left\{ \left( \frac{\delta_x^2 \Omega^2}{q^2} + 1 \right) \left[ 1 - \Phi \left( \frac{q}{\sqrt{2} \delta_x \Omega} \right) \right] - 0,8 \frac{\delta_x \Omega}{q} e^{-\frac{1}{2} \left( \frac{q}{\delta_x \Omega} \right)^2} \right\}, \quad (4-51)$$

где  $\Omega = \sqrt{r''(0) t_T^2}$ , а  $\Phi(x) = \frac{2}{\pi} \int_0^x e^{-t^2} dt$  — интеграл вероятности.

При кодировании гармонических сигналов с распределением по закону арксинуса после подстановки в (4-50) соотношения (4-11) будем соответственно иметь

$$\overline{\delta_{II \text{ дин}}^2} = \frac{2q^3 n_0^2}{\pi \omega_0 t_T \delta_m} \int_1^{\beta_m} \frac{(\beta - 1)^2}{\sqrt{1 - (\beta/\beta_m)^2}} d\beta.$$

Взяв интеграл и произведя преобразования, получим для случая распределения арксинуса

$$\overline{\delta_{II \text{ дин}}^2} = q^2 n_0^2 \left\{ \left( \frac{\delta_x^2 \Omega_0^2}{q^2} + 1 \right) \left[ 1 - \frac{2}{\pi} \arcsin \left( \frac{q}{\sqrt{2\delta_x \Omega_0}} \right) \right] - 1,35 \left( \frac{\delta_x \Omega_0}{q} \right) \sqrt{1 - \frac{1}{2} \left( \frac{q}{\delta_x \Omega_0} \right)^2} \right\}, \quad (4-52)$$

где  $\Omega_0 = \omega_0 t_T$  и  $\delta_x = \delta_m / \sqrt{2}$ .

Следует отметить, что формулы (4-51) и (4-52) справедливы, только когда изменение сигнала за время одного такта соизмеримо с величиной кванта  $q$ . При больших изменениях сигнала в следящем АЦП будет происходить накопление ошибок в течение нескольких интервалов  $T_0$  и значение среднего квадрата динамической погрешности будет больше, чем значение, определенное

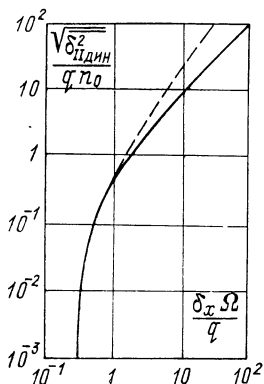


Рис. 4-6. Зависимости среднеквадратичного значения динамической погрешности следящего АЦП от параметров сигнала

полученными соотношениями. На рис. 4-6 приведена рассчитанная по (4-40) зависимость  $\sqrt{\overline{\delta_{II \text{ дин}}^2}}/(qn_0)$  от параметра  $\delta_x \Omega/q$ , который характеризует изменение входного сигнала за время одного такта с изменением величины сигнала и его частотного спектра. Штриховой линией показана зависимость  $\sqrt{\overline{\delta_{II \text{ дин}}^2}}/(qn_0)$ , полученная путем моделирования работы следящего АЦП на ЦВМ. Видно, что расхождение зависимостей становится существенным лишь при  $\delta_x \Omega/q > 1$ , т. е. когда изменение сигнала за такт измерения значительно превышает величину кванта.

Для максимальной величины погрешности следящего АЦП, учитывая принятые допущения, с учетом (1-25) согласно (4-49) получим

$$\delta_{II \text{ дин max}} \leq n_0 (\omega_B t_T \delta u_{xm} - q). \quad (4-53)$$

Определим динамические погрешности, обусловленные переходными процессами в следящих АЦП. Это необходимо для правильного выбора длительности такта преобразования и обеспечения максимального быстродействия при заданной точности. В следящем АЦП величина и длительность переходного процесса на каждом такте одинаковы и определяются изменением компенсирующего напряжения на величину кванта преобразования. В соответствии с (2-3) и по аналогии с (2-11) максимальную величину динамической погрешности следящего АЦП можно описать выражением (при  $s = 1$ ):

$$\delta_{I \text{ дин max}} = \delta u_{\text{уст max}} = qe^{-v_{\tau} + v_0}, \quad (4-54)$$

откуда для относительной величины длительности такта преобразования получим:

$$v_{\tau} = \ln \frac{q}{\delta_{I \text{ дин max}}} + v_0. \quad (4-55)$$

Средний квадрат динамической погрешности от переходных процессов следящего АЦП, если учесть принятые допущения и считать плотность распределения входного сигнала в пределах  $\pm u_{\text{уст max}}$  постоянной, определится выражением:

$$\begin{aligned} \overline{\sigma_{I \text{ дин}}^2} &= \sum_{i=1}^N \sum_{\eta=1}^{2^{i-1}} W[u_0(i, \eta)] \int_{-u_{\text{уст max}}}^{u_{\text{уст max}}} \Delta_{I \text{ дин}}^2 du_x = \\ &= \frac{2}{3} u_{\text{уст max}}^3 \sum_{i=1}^N \sum_{\eta=1}^{2^{i-1}} W[u_0(i, \eta)]. \end{aligned}$$

Можно показать, что при принятых допущениях средний квадрат динамической погрешности  $\overline{\sigma_{I \text{ дин}}^2}$  следящих АЦП мало зависит от закона распределения входного сигнала по шкале АЦП. Поэтому для любого из распределений в табл. 1-3, принимая во внимание (4-54), для приведенного к пределу измерения среднего квадрата динамической погрешности получим выражение

$$\overline{\delta_{I \text{ дин}}^2} \approx \frac{2}{3} q^2 e^{-3(v_{\tau} - v_0)}. \quad (4-56)$$



#### 4-5. Сравнительная оценка рассмотренных АЦП

Полученные в настоящей главе выражения для динамических погрешностей различных АЦП позволят сравнить их с точки зрения кодирования сигналов с широким спектром частот. Параметры АЦП и характеристики кодируемых сигналов взаимосвязаны, поэтому при сравнении будем рассматривать погрешность преобразования  $\delta_{\text{пр}}$ , включающую в себя динамические погрешности от переходных процессов и изменения входного сигнала за время преобразования и погрешность дискретности, и не будем учитывать статическую погрешность. Тогда из (1-22) для максимальной динамической погрешности АЦП и из (1-23) для среднего квадрата ее будем иметь

$$\delta_{\text{пр max}} = \delta_{\text{дин max}} + \delta_{\text{q max}} \quad (4-57)$$

и

$$\overline{\delta_{\text{пр}}^2} = \overline{\delta_{\text{дин}}^2} + \overline{\delta_{\text{q}}^2}. \quad (4-58)$$

Для рассмотренных АЦП, кроме АЦП с коррекцией, динамические погрешности  $\delta_{\text{дин max}}$  и  $\overline{\delta_{\text{дин}}^2}$  представляют собой сумму двух независимых друг от друга составляющих, т. е.

$$\delta_{\text{дин max}} = \delta_{\text{I дин max}} + \delta_{\text{II дин max}}$$

и

$$\overline{\delta_{\text{дин}}^2} = \overline{\delta_{\text{I дин}}^2} + \overline{\delta_{\text{II дин}}^2}.$$

Динамическая погрешность АЦП с коррекцией представляет собой суммарную функциональную зависимость составляющих погрешности от переходных процессов  $\delta_{\text{I дин}}$  и изменения сигнала  $\delta_{\text{II дин}}$ . В § 3-5 эта зависимость была определена для максимального значения динамической погрешности. Получить же аналогичную зависимость для среднего квадрата динамической погрешности аналитическим путем весьма затруднительно.

Рассмотрим зависимости 1—5 динамических погрешностей преобразования различных АЦП от  $\omega_{\text{Б}} t_{\text{Т}}$  (рис. 4-7) и от обобщенного параметра, характеризующего динамику,  $\Omega = \sqrt{r''(0)} t_{\text{Т}}^2$  (рис. 4-8). Зависимости даны для входных сигналов с нормальным распределением, оцениваемых амплитудой  $\delta u_{\text{хm}} = 0,5$  или диспер-

сией  $\delta_x^2 = (1/6)^2$ , при числе разрядов  $N = 10$  и отсутствии переходных процессов в АЦП. Кривые 1 для АЦП поразрядного уравнивания получены из соотношений (4-1) и (4-10); кривые 2 для АЦП с последовательной коррекцией — из соотношений (4-16) с учетом формул (3-56) и (4-29); кривые 3 для АЦП с параллельной кор-

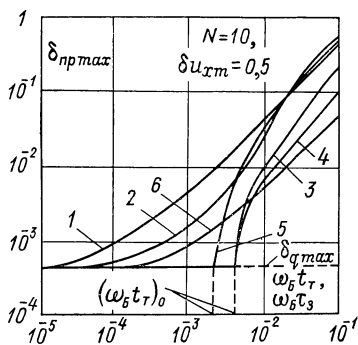


Рис. 4-7. Зависимости максимального значения динамической погрешности различных АЦП от граничной частоты спектра сигнала и длительности такта преобразования

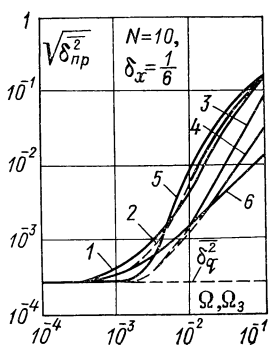


Рис. 4-8. Зависимости среднеквадратичного значения динамической погрешности различных АЦП от обобщенного параметра, характеризующего граничную частоту спектра сигнала при заданной длительности такта преобразования

рекцией — из соотношений (4-16) с учетом формул (3-59) и (4-30); кривые 4 для параллельно-последовательного АЦП с параллельной коррекцией при  $m = 2$  — из соотношений (4-16) с учетом формул (3-68) и (4-30); кривые 5 для следящего АЦП при  $n_0 = N - 1$  — из соотношений (4-53) и (4-51); кривые 6 для АЦП с АЗУ в зависимости от  $\omega_B \tau_3$  (рис. 4-7) и  $\Omega_3 = \sqrt{r''(0)} \tau_3^2$  (рис. 4-8) — из соотношений (4-48) и (4-46).

Из сравнения кривых при одинаковой величине длительности такта  $t_T$  видно, что АЦП с коррекцией динамических погрешностей обеспечивают кодирование с меньшей погрешностью более высокочастотных сигналов, чем АЦП поразрядного уравнивания. Приме-

Штриховые участки кривых 2, 3, 4, проведены приближенно

нение параллельной коррекции в АЦП с точки зрения расширения частотного спектра кодируемого сигнала даже эффективнее использования следящих АЦП. АЦП с параллельной коррекцией, как и следящие АЦП, полностью корректируют динамические погрешности при  $\omega_B t_T \leq (\omega_B t_T)_0$  (рис. 4-7), но значение  $(\omega_B t_T)_0$  для АЦП с коррекцией больше, чем для следящих АЦП. Применение АЗУ в АЦП поразрядного уравнивания позволяет значительно расширить спектр частот кодируемых сигналов и в сравнении со следящим АЦП и АЦП с коррекцией является более эффективным при невысоких требованиях к точности преобразования, так как обеспечивает меньшие динамические погрешности при более высокочастотных сигналах.

Чтобы определить предельные возможности каждого АЦП, а также получить более точные зависимости погрешности преобразования от частотного спектра сигнала, необходимо учитывать особенности переходных процессов, которые определяют динамическую составляющую погрешности  $\delta_{\text{дин}}$ , а главное, позволяют определить длительность такта преобразования в каждом конкретном АЦП. Чем меньшая длительность такта  $t_T$  может быть обеспечена в АЦП, тем с более широким спектром частот могут кодироваться входные сигналы. Однако на выбор минимальной величины  $t_T$  накладывается много ограничений конструктивного, схемного и элементного характера. В общем случае для каждой заданной граничной частоты спектра сигнала в любом АЦП может быть получена оптимальная длительность такта преобразования  $t_{T, \text{опт}}$  или для АЦП с АЗУ — оптимальное время заряда  $\tau_{з, \text{опт}}$ , при которых обеспечивается минимальная погрешность преобразования  $(\delta_{\text{пр max}})_{\text{min}}$  или  $\overline{\delta_{\text{пр min}}^2}$ . Процедура нахождения  $t_{T, \text{опт}}$ , как это показано в § 3-5 на примере АЦП с коррекцией и АЦП поразрядного уравнивания, с учетом всех факторов достаточно трудоемка и на практике трудно-реализуема без введения в АЦП элементов адаптации и автоматической подстройки. Поэтому определение  $t_{T, \text{опт}}$  и соответственно величины динамической погрешности и граничной частоты спектра кодируемого сигнала целесообразно в каждом конкретном случае для определенного АЦП.

Сравним АЦП с учетом переходных процессов, задавшись максимальной величиной динамической погрешности от переходных процессов  $\delta_{\text{дин max}} = 0,5 q$ . Тогда при  $N = 10$  и  $v_0 = t_0/\tau = 1$  длительность такта преобразования будет:

АЦП поразрядного уравнивания по (2-11) при  $s = 1$  и  $A = 1$

$$t_{\tau} = (v_0 + N \ln 2) \tau = 8\tau,$$

поразрядного АЦП с коррекцией по (3-21) или (3-30) при  $k_{\text{max}}$

$$t_{\tau} = (v_0 + \ln 2) \tau = 1,7\tau,$$

параллельно-последовательного АЦП с параллельной коррекцией по (3-30) при  $m = 2$  и  $k_{\text{max}}$

$$t_{\tau} = (v_0 + 2) \tau = 3\tau,$$

АЦП с АЗУ по (4-47) при  $\delta u_{xm} = 0,5$

$$t_{\phi} = (N \ln 2) \tau_3 = 7\tau_3,$$

слеящего АЦП по (4-55)

$$t_{\tau} = (v_0 + \ln 2) \tau = 1,7\tau.$$

Из полученных соотношений видно, что значения длительности такта поразрядных АЦП с коррекцией и слеящего АЦП при учете переходных процессов одинаковы и соотношения между ними (кривые 2, 3 и 6 на рис. 4-7 и 4-8) не изменятся. Длительность такта АЦП поразрядного уравнивания в 4,5 раза больше, чем в АЦП с коррекцией, и поэтому динамическая погрешность его больше (кривая 1 на рис. 4-7 и 4-8 пройдет выше). Увеличение длительности такта параллельно-последовательного АЦП по сравнению с поразрядным АЦП с параллельной коррекцией несколько снижает его эффективность при кодировании широкополосных сигналов. Если для АЦП с АЗУ принять  $t_{\phi} = t_{\tau}$ , то спектр сигналов, кодируемых таким АЦП, будет значительно расширен (кривая 5 на рис. 4-7 и 4-8 пройдет ниже).

Таким образом, учет составляющей  $\delta_{\text{дин}}$  вносит существенные изменения в ранее полученные соотношения для  $\delta_{\text{пр}}$ . При этом всегда надо иметь в виду, что величина среднего квадрата погрешности преобразования и оценка граничной частоты спектра при этом зависят от корреляционных функций кодируемых сигнала-

лов; некоторые функции приведены в табл. 4-1. Наименьшая величина погрешности преобразования будет при кодировании сигналов № 1 и № 4, наибольшая — при кодировании сигнала № 5. Часто встречающийся сигнал № 3 не дифференцируем в среднеквадратичном и не имеет второй производной  $r''(0)$ . Однако с достаточной степенью точности для этого сигнала можно использовать значение  $r''(0)$ , приведенные для сигнала № 2.

## Глава пятая

### НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ КОДИРОВАНИЯ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ

#### 5-1. Влияние динамических погрешностей аналого-цифрового преобразования на точность вычисления статистических характеристик сигнала

Для анализа случайных процессов широко используются методы цифровой обработки данных с помощью ЦВМ. При этом преобразование непрерывных случайных сигналов в цифровую форму, удобную для ввода в ЦВМ, производится аналого-цифровым преобразователем. Пусть АЦП работает совместно с ЦВМ, производя преобразование случайного сигнала  $u_x(t)$  в цифровой эквивалент  $N_x \sim u_{\text{пр}}$  через равные интервалы времени  $T_k$ . Не оговаривая количества выборок  $n$ , которое определяется исходя из заданной точности оценок статистических характеристик, рассмотрим методы вычисления некоторых из них [7].

Вычисление среднего значения производится согласно выражению

$$M_x^* = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_{\text{пр}}(iT_k). \quad (5-1)$$

Дисперсия при некоррелированных выборках определяется выражением

$$\sigma_x^{2*} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n [\dot{u}_{\text{пр}}(iT_k)]^2. \quad (5-2)$$

Автокорреляционную функцию вычисляют по формуле

$$B^*(T_k) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \dot{u}_{\text{пр}}(iT_k) \dot{u}_{\text{пр}}[(i+1)T_k]. \quad (5-3)$$

В формулах (5-2) и (5-3) значения  $\dot{u}_{\text{пр}}(i)$  и  $\dot{u}_{\text{пр}}[(i+1)T_k]$  представляют собой преобразованные с помощью АЦП значения централизованного сигнала  $u_x(t)$  в дискретные моменты времени. В общем случае, если учитывать только две составляющие погрешности АЦП: динамическую погрешность  $\Delta_{\text{дин}}$  и погрешность дискретности  $\Delta_q$ , то результат отдельного преобразования может быть описан выражением:

$$u_{\text{пр}} = u_x + \Delta_{\text{дин}} + \Delta_q. \quad (5-4)$$

При этом под  $\Delta_{\text{дин}}$  будем понимать только погрешность, вызванную изменением сигнала за время преобразования.

Для оценки влияния этих погрешностей АЦП на точность вычисления статистических характеристик сигнала будем считать случайный преобразуемый сигнал стационарным эргодическим, а число выборок неограниченным. При этом формулы (5-1), (5-2) и (5-3) можно записать следующим образом:

$$\overline{M}_x = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_{\text{пр}}(iT_k) = \overline{u}_{\text{пр}}, \quad (5-5)$$

$$\overline{\sigma}_x^2 = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \dot{u}_{\text{пр}}^2(iT_k) = \overline{u}_{\text{пр}}^2, \quad (5-6)$$

$$\begin{aligned} \overline{B}(T_k) &= \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \dot{u}_{\text{пр}}(iT_k) \dot{u}_{\text{пр}}[(i+1)T_k] = \\ &= \overline{u_{\text{пр}} u_{\text{пр}}(T_k)}. \end{aligned} \quad (5-7)$$

Рассмотрим более подробно каждое из полученных выражений. Подставляя (5-4) в (5-5), для среднего значения получим

$$\overline{M}_x = \overline{u}_x + \overline{\Delta}_{\text{дин}} + \overline{\Delta}_q.$$

Величина  $\overline{u}_x$  соответствует среднему значению входного сигнала  $u_x(t)$ , т. е.  $\overline{u}_x = M_x$ . Среднее значение погрешности дискретности  $\overline{\Delta}_q$  является периодической функцией математического ожидания входного сигнала

$M_x$  [15]. При совпадении  $M_x$  с серединой интервала квантования среднее значение погрешности дискретности равно нулю,  $\bar{\Delta}_q = 0$ , а при совпадении  $M_x$  с границами интервала — равно максимальному значению,  $\bar{\Delta}_q = \Delta_{q \max} = qu_{\text{пр}}/2$ .

Среднее значение динамической погрешности  $\bar{\Delta}_{\text{дин}}$  будет зависеть прежде всего от типа АЦП, используемого для квантования случайного сигнала. Для всего дальнейшего анализа рассмотрим четыре типа АЦП: поразрядного уравнивания (АЦПП), поразрядного уравнивания с параллельной коррекцией с максимальным числом ступеней коррекции  $k_{\max}$  и  $k_{\text{п}} = 1$  (АЦПК), с аналоговым запоминающим устройством (АЦПЗУ) и следящий (АЦПС).

Из предыдущего анализа динамических погрешностей  $\Delta_{\text{И дин}}$  различных АЦП нетрудно убедиться, что для АЦПК, АЦПЗУ и АЦПС, если не учитывать искажений на краях шкалы и считать, что  $\sigma_x \ll u_{\text{пр}}$ , среднее значение динамической погрешности независимо от закона распределения входного сигнала будет равно нулю, т. е.  $\bar{\Delta}_{\text{дин}} = 0$ . Для АЦПП в связи с нелинейным характером преобразования величина среднего значения динамической погрешности  $\bar{\Delta}_{\text{дин}}$  будет зависеть от значений математического ожидания и дисперсии входного сигнала. Только при одном значении математического ожидания  $M_x = u_{\text{пр}}/2$  среднее значение динамической погрешности АЦПП равно нулю — вследствие симметрии характеристики преобразования относительно точки шкалы  $u_{\text{пр}}/2$ .

Для случая квантования сигналов с  $\delta_x \gg q$  можно получить выражение среднего значения динамической погрешности АЦПП по аналогии с (4-5):

$$\bar{\Delta}_{\text{дин}} \approx \sum_{i=1}^N (N-i)^2 \sum_{\eta=1}^{2^i-1} \left\{ W[u_0(i, \eta)]_{u_0(i, \eta) > M_x} - W[u_0(i, \eta)]_{u_0(i, \eta) < M_x} \right\} \int_0^{\infty} (u'_x t_{\tau})^2 W(u'_x) du'_x.$$

Для нормального закона распределения случайного сигнала, произведя соответствующие преобразования,

получим относительное среднее значение динамической погрешности АЦПП

$$\bar{\Delta}_{\text{дин}} \approx \frac{\sigma_x \Omega^2}{2 \sqrt{2\pi}} \sum_{i=1}^N (N-i)^2 \sum_{\eta=1}^{2^i-1} \left\{ \left[ e^{-\frac{\kappa^2}{2\delta_x^2}} \right]_{\kappa \geq 0} - \left[ e^{-\frac{\kappa^2}{2\delta_x^2}} \right]_{\kappa < 0} \right\}, \quad (5-8)$$

где

$$\kappa = \frac{2\eta-1}{2^i} - \frac{M_x}{u_{\text{пр}}}, \quad \Omega = \sqrt{r''(0) t_{\text{т}}^2}.$$

Вообще говоря, при кодировании сигналов с большим значением дисперсии  $\sigma_x^2$  будет сказываться влияние ограниченности шкалы преобразователя. При этом возрастает влияние на величину  $\bar{\Delta}_{\text{дин}}$  отклонения математического ожидания сигнала от средней точки шкалы  $u_{\text{пр}}/2$ , в которой ввиду симметрии шкалы при  $M_x = u_{\text{пр}}/2$  среднее значение динамической погрешности будет равно нулю.

Общее выражение для дисперсии получим при подстановке (5-4) в (5-6):

$$\overline{\sigma_x^2} = \overline{(u_x + \Delta_{\text{дин}} + \Delta_q)^2} = \overline{u_x^2} + \overline{\Delta_{\text{дин}}^2} + \overline{\Delta_q^2} + 2[\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}} + \overline{u_x \Delta_q} + \overline{\Delta_{\text{дин}} \Delta_q}]. \quad (5-9)$$

Величина  $\overline{u_x^2}$  представляет собой дисперсию случайного кодируемого сигнала  $\sigma_x^2$ . Остальные члены являются составляющими погрешности вычисления дисперсии. Величина среднего квадрата динамической погрешности  $\overline{\Delta_{\text{дин}}^2}$  была определена ранее для рассматриваемых АЦП и приведена в табл. 5-1. Средний квадрат погрешности дискретности, как известно, равен  $\overline{\Delta_q^2} = q^2 u_{\text{пр}}^2 : 12$ .

Так как погрешность дискретности  $\Delta_q$  определяется только значением сигнала, а динамическая погрешность для АЦПК, АЦПЗУ и АЦП зависит лишь от скорости изменения сигнала, т. е. первой производной, то моментная функция  $\overline{\Delta_{\text{дин}} \Delta_q}$ , представляющая собой второй смешанный момент, для этих АЦП будет равна нулю, так как производная и значение случайного сигнала в совпадающие моменты времени не коррелированы.



Для АЦПП некоторая взаимосвязь между  $\Delta_{\text{дин}}$  и  $\Delta_q$  имеется, так как величина  $\Delta_{\text{дин}}$  зависит также от значения кодируемого сигнала. Однако при  $\delta_x \gg q$  величина моментной функции  $\overline{\Delta_{\text{дин}} \Delta_q}$  будет второго порядка малости по сравнению с другими составляющими, и ее можно принять равной  $\overline{\Delta_{\text{дин}} \Delta_q} \approx 0$ .

Моментная функция  $u_x \Delta_q$  не зависит от типа используемого АЦП и определяется только величиной квантуемого сигнала и шумов квантования. Значение функции можно определить по формуле для взаимной корреляционной функции шумов квантования и случайного сигнала, приведенной в [29]:

$$B_{x,q}(T_k) = 2\sigma_x^2 r(T_k) \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k e^{-\frac{2\pi^2 k^2 \sigma_x^2}{q^2 u_{\text{пр}}^2}}. \quad (5-10)$$

При  $T_k = 0$  для рассматриваемой моментной функции получаем:

$$\overline{u_x \Delta_q} = B_{x,q}(0) = 2\sigma_x^2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k e^{-\frac{2\pi^2 k^2 \sigma_x^2}{q^2 u_{\text{пр}}^2}}. \quad (5-11)$$

Величина моментной функции  $\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}}$  будет зависеть от типа используемого АЦП. Поэтому найдем значение  $\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}}$  для каждого из рассматриваемых АЦП при нормальном распределении входного сигнала. По аналогии с (4-3) для моментной функции сигнала и динамической погрешности АЦПП можно записать:

$$\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}} = \int_{-\infty}^{\infty} W(u'_x) du'_x \int_0^{\infty} \Phi(u'_x, u_x) u_x W(u_x) du_x,$$

откуда, имея в виду допущения, принятые в § 4-1, получим

$$\begin{aligned} \overline{u_x \Delta_{\text{дин}}} &= \sum_{i=1}^N \sum_{\eta=1}^{2^i-1} u_0(i, \eta) W[u_0(i, \eta)] \times \\ &\times \int_{-\infty}^{\infty} W(u'_x) \int_{u_0(i, \eta)}^{u_0(i, \eta) + \Delta_{\text{II дин max}}} [u_x - u_0(i, \eta)] du'_x du_x. \end{aligned} \quad (5-12)$$

Взяв интегралы, при нормальном законе распределения сигнала и производной после преобразований получим

$$\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}} = \frac{\delta_x q \Omega^2 u_{\text{пр}}^2}{\sqrt{2\pi}} \sum_{i=1}^N \frac{(N-i)^2}{2^i} \times \\ \times \sum_{\eta=1}^{2^{i-1}} (2\eta-1) e^{-\frac{1}{8\delta_x^2} \left( \frac{2\eta-1}{2^{i-1}} - 1 \right)^2}. \quad (5-13)$$

Используя формулу суммирования Эйлера—Маклорена (ЗП-2) в приложении 3, правую часть (5-13) можно упростить:

$$\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}} = 0,5 \sigma_x^2 \Omega^2 \sum_{i=1}^N (N-i)^2 2^{i-1} \approx 1,5 \sigma_x^2 \Omega^2. \quad (5-14)$$

Для определения величины моментной функции  $\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}}$  АЦПК воспользуемся соотношением (5-11), учитывая то обстоятельство, что от величины сигнала зависит только периодическая составляющая динамической погрешности  $\delta_{\text{И дин}}$ , которую по аналогии с шумом квантования можно считать динамическим шумом квантования с амплитудой, пропорциональной производной сигнала. Подставляя вместо  $q$  в (5-11) значение кванта динамического шума ( $\beta q$ ) и учитывая (4-6), получаем выражение для моментной функции сигнала и динамической погрешности АЦПК

$$\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}} = \int_{-\infty}^{\infty} B_{x, q\beta} W(\beta) d\beta = \\ = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \delta_x^2 u_{\text{пр}}^2 p \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{2\pi^2 k^2 \delta_x^2}{\beta^2 q^2}} e^{-p^2 \beta^2} d\beta = \\ = 2\sigma_x^2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k e^{-\frac{\pi k}{\Omega}}. \quad (5-15)$$

Моментную функцию  $\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}}$  для АЦПЗУ определим, используя (4-37) и (4-40) при  $\Delta_{\text{дин}} = \Delta_3$ :

$$\begin{aligned} \overline{u_x \Delta_{\text{дин}}} &= \overline{u_x \Delta_3} = \overline{u_x \alpha_3 \{u_x - \alpha_p [u_x(T_k) - \Delta_3(T_k)]\}} + \\ &\quad + u_x \frac{u_x - u_x(t_\Phi)}{t_\Phi} [\tau_3(1 - \alpha_3) + \alpha_3 t_\Phi] = \\ &= \alpha_3 \overline{u_x^2} - \alpha_3 \alpha_p \overline{[u_x u_x(T_k) - u_x \Delta_3(T_k)]} + \\ &\quad + [\tau_3(1 - \alpha_3) + \alpha_3 t_\Phi] [\overline{u_x^2} - \overline{u_x u_x(t_\Phi)}]. \end{aligned}$$

Так как в АЗУ обычно выполняются условия  $\alpha_3 \ll 1$  и  $\alpha_p \ll 1$ , то полученную формулу можно упростить. После преобразований для АЦПЗУ моментная функция сигнала и динамической погрешности будет

$$\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}} = \sigma_x^2 \left[ e^{-t_\Phi/\tau_3} + \frac{\tau_3 t_\Phi}{2} r''(0) \right]. \quad (5-16)$$

Составляющая правой части (5-16)  $\sigma_x^2 e^{-t_\Phi/\tau_3}$  представляет собой моментную функцию сигнала и динамической погрешности от переходного процесса в АЗУ и не зависит от частотных свойств сигнала. При соответствующем выборе отношения  $t_\Phi/\tau_3$  эта составляющая может быть получена достаточно малой. Вторая составляющая правой части (5-16) дает значение моментной функции сигнала и динамической погрешности АЦПЗУ

$$\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}} = \sigma_x^2 r''(0) \frac{\tau_3 t_\Phi}{2}. \quad (5-17)$$

Для АЦПС моментная функция  $\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}}$  будет равна нулю, так как погрешность  $\Delta_{\text{дин}}$  не зависит от величины кодируемого сигнала, а определяется только значением первой производной в соответствии с формулой (4-49).

В табл. 5-1 сведены значения составляющих погрешности вычисления дисперсии входного сигнала с нормальным распределением, вносимые различными АЦП.

Если провести численный анализ полученных составляющих погрешности вычисления дисперсии, то нетрудно убедиться, что составляющая  $\overline{u_x \Delta_q}$ , а также составляющая  $\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}}$  для АЦПК при  $\delta_x \gg q$  значительно меньше величины  $\Delta_{\text{дин}}^2$ . Величина составляющей  $\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}}$  для АЦПП соизмерима со значением  $\Delta_{\text{дин}}^2$  со-

Составляющие погрешности вычисления дисперсии

Тип АЦП	Средний квадрат динамической погрешности $\frac{\Delta^2}{\Delta_{\text{дин}}}$	Моментная функция сигнала и динамической погрешности $\frac{u_x \Delta_{\text{дин}}}{u_x \Delta_q}$	Моментная функция сигнала и погрешности дискретности $\frac{u_x \Delta_q}{u_x \Delta_q}$	Погрешность дискретности $\frac{\Delta^2}{\Delta_q}$
АЦПП	$6,42\sigma_x^3\Omega^3N$	$1,5\sigma_x^2\Omega^2$		
АЦПК	$\sigma_x^2\Omega^2\left\{4a_{01}^2\left[0,24+\left(\ln\frac{\Omega}{\Omega_N}\right)^2\right]+\frac{1}{12}\right\}$	$2\sigma_x^2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^ke^{-\frac{\pi k}{\Omega}}$	$2\sigma_x^2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^ke^{-\frac{2\pi^2k^2\sigma_x^2}{q}}\frac{2}{qu_{\text{пр}}}$	$\frac{q^2u_{\text{пр}}^2}{12}$
АЦПЗУ	$\sigma_x^2\tau_3^2r''(0)$	$\sigma_x^2r''(0)\frac{\tau_3t\Phi}{2}$		
АЦПС	$q^2u_{\text{пр}}^2n^2\left\{\left(\frac{\delta_x^2\Omega^2}{q^2}-1\right)\times\right. \\ \times\left[1-\Phi\left(\frac{q}{\sqrt{2}\delta_x\Omega}\right)\right]- \\ \left.-0,8\left(\frac{\delta_x\Omega}{q}\right)e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{q}{\delta_x\Omega}\right)^2}\right\}$	0		

ответствующих АЦП, а для АЦПС — даже больше его на величину  $t_{\Phi}/(2\tau_s)$ . Таким образом, АЦПК и АЦПС вносят наименьшие дополнительные ошибки при вычислении дисперсии по квантованным значениям случайного сигнала.

Определим теперь составляющие ошибок, вносимые АЦП при вычислении автокорреляционной функции случайного сигнала по дискретным отсчетам. Подставляя (5-4) в (5-7), получаем

$$\begin{aligned} \overline{B}(T_k) = & \overline{[u_x + \Delta_{\text{дин}} + \Delta_q][u_x(T_k) + \Delta_{\text{дин}}(T_k) + \Delta_q(T_k)]} = \\ = & \overline{u_x u_x(T_k)} + \overline{\Delta_{\text{дин}} \Delta_{\text{дин}}(T_k)} + \overline{\Delta_q \Delta_q(T_k)} + \overline{u_x \Delta_{\text{дин}}(T_k)} + \\ & + \overline{u_x(T_k) \Delta_{\text{дин}}} + \overline{u_x \Delta_q(T_k)} + \overline{u_x(T_k) \Delta_q} + \overline{\Delta_{\text{дин}} \Delta_q(T_k)} + \\ & + \overline{\Delta_{\text{дин}}(T_k) \Delta_q}. \quad (5-18) \end{aligned}$$

Величина  $\overline{u_x u_x(T_k)}$  представляет собой автокорреляционную функцию случайного кодируемого сигнала  $B_x(T_k)$ . Остальные члены являются составляющими погрешности вычисления автокорреляционной функции. Взаимные корреляционные функции  $\overline{\Delta_{\text{дин}} \Delta_q(T_k)}$  и  $\overline{\Delta_{\text{дин}}(T_k) \Delta_q}$ , как и функция  $\overline{\Delta_{\text{дин}} \Delta_q}$  в случае вычисления дисперсии, будут равны нулю. Взаимная корреляционная функция случайного сигнала и погрешности дискретности  $\overline{u_x \Delta_q(T_k)} = \overline{u_x(T_k) \Delta_q}$  определится формулой (5-10). Автокорреляционная функция погрешности дискретности (шумов квантования)  $\overline{\Delta_q \Delta_q(T_k)}$  получена в [29] и равна

$$B_q(T_k) = \overline{\Delta_q \Delta_q(T_k)} = \frac{q^2 u_{\text{пр}}^2}{2\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k^2} e^{-\frac{4k^2 \pi^2 [1-r(T_k)] \sigma_x^2}{q^2 u_{\text{пр}}^2}}. \quad (5-19)$$

Автокорреляционная функция динамической погрешности  $B_{\text{дин}}(T_k) = \overline{\Delta_{\text{дин}} \Delta_{\text{дин}}(T_k)}$  и взаимная корреляционная функция сигнала и динамической погрешности  $\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}(T_k)} = \overline{u_x(T_k) \Delta_{\text{дин}}}$  зависят от типа АЦП, используемого для кодирования случайного сигнала. Так, взаимная корреляционная функция сигнала и динамической погрешности АЦПС будет равна нулю вследствие некоррелированности сигнала и его производной.

Взаимная корреляционная функция сигнала и динамической погрешности  $\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}(T_k)}$  АЦПК, как и взаимная функция  $\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}}$ , определится с помощью формулы (5-10):

$$\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}(T_k)} = 2\sigma_x^2 r(T_k) \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k e^{-\pi k / \Omega}. \quad (5-20)$$

Взаимную корреляционную функцию  $\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}(T_k)}$  АЦПЗУ легко определить, используя (4-37) и (4-40). При условии  $\alpha_p \ll 1$  получим

$$\begin{aligned} \overline{u_x \Delta_{\text{дин}}(T_k)} &= u_x \left\{ \alpha_3 u_x(T_k) + \frac{\tau_3}{t_{\Phi}} [u_x(T_k) - u_x(T_k - t_{\Phi})] \right\} = \\ &= \alpha_3 \sigma_x^2 r(T_k) + \tau_3 \sigma_x^2 r'(T_k). \end{aligned} \quad (5-21)$$

Первый член полученного выражения является составляющей, обусловленной переходным процессом в АЗУ при выборке случайного сигнала. Всегда можно выбрать, чтобы  $\alpha_3 = e^{-\frac{t_{\Phi}}{\tau_3}} \rightarrow 0$ , тогда взаимная корреляционная функция будет равна

$$\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}(T_k)} = \sigma_x^2 \tau_3 r'(T_k). \quad (5-22)$$

Для АЦПЗУ легко получить выражение автокорреляционной функции динамической погрешности  $B_{\text{дин}}(T_k)$ . Используя (4-37), (4-40) при условии  $\alpha_3 \ll 1$  и  $\alpha_p \ll 1$ , будем иметь

$$\begin{aligned} B_{\text{дин}}(T_k) &= \overline{\Delta_{\text{дин}} \Delta_{\text{дин}}(T_k)} = \\ &= \left[ \alpha_3 u_x - \tau_3 \frac{u_x - u_x(t_{\Phi})}{t_{\Phi}} \right] \times \\ &\times \left[ \alpha_3 u_x(T_k) - \tau_3 \frac{u_x(T_k) - u_x(T_k - t_{\Phi})}{t_{\Phi}} \right] = \alpha_3 \sigma_x^2 r(T_k) - \\ &- 2\alpha_3 t_{\Phi} \sigma_x^2 r'(T_k) + \tau_3^2 \sigma_x^2 r''(T_k). \end{aligned} \quad (5-23)$$

Если  $\alpha_3 \rightarrow 0$ , то для АЦПЗУ автокорреляционная функция динамической погрешности будет

$$B_{\text{дин}}(T_k) = \tau_3^2 \sigma_x^2 r''(T_k). \quad (5-24)$$

Определение автокорреляционной функции динамической погрешности  $B_{\text{дин}}(T_k)$  АЦПП, АЦПК и АЦПС, а также взаимной корреляционной функции  $u_x \Delta_{\text{дин}}(T_k)$  весьма сложно ввиду нелинейного характера преобразования сигнала АЦП. В [29] предложено несколько методов определения корреляционной функции при нелинейном преобразовании случайных процессов. Для вычисления автокорреляционной функции АЦПК и АЦПС воспользуемся методом разложения двумерной плотности вероятностей нормального процесса с помощью ортогональных полиномов Эрмита.

В общем виде для АЦПС, а также для АЦПК, если не учитывать ввиду ее малости периодической составляющей динамической погрешности  $\delta_{\text{дин}}$ , выражение автокорреляционной функции можно записать так:

$$B_{\text{дин}}(T_k) = u_{\text{пр}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \delta_{\text{дин}}(\beta_1) \delta_{\text{дин}}(\beta_2) W(\beta_1, \beta_2, T_k) d\beta_1 d\beta_2.$$

Здесь  $\delta_{\text{дин}}(\beta_1)$  и  $\delta_{\text{дин}}(\beta_2)$  — зависимости величины динамической погрешности, определяемые формулами (4-15) для АЦПК или (4-49) для АЦПС, от относительной скорости изменения  $\beta_1 = \delta u_{x1} t_T / q$  или  $\beta_2 = \delta u_{x2} t_T / q$  в различные моменты времени, отстоящие друг от друга на интервал квантования  $T_k$ ;  $W(\beta_1, \beta_2, T_k)$  — двумерная плотность распределения относительной скорости изменения случайного сигнала, определяемая двумерной плотностью распределения производной. При  $M\{u'_x\} = 0$  для нормального распределения из [29] будем иметь

$$W(\beta_1, \beta_2, T_k) = \frac{1}{2\pi\delta_{x'} \sqrt{1 - R_{x'}(T_k)}} \times \\ \times e^{-\frac{\beta_1^2 - 2R_{x'}(T_k)\beta_1\beta_2 + \beta_2^2}{2\delta_{x'}^2 [1 - R_{x'}(T_k)]}}, \quad (5-25)$$

где  $\delta_{x'}^2 = \frac{\delta_x^2 r''(0) t_T^2}{q^2} = \frac{\delta_x^2 \Omega^2}{q^2}$  — относительная дисперсия скорости изменения сигнала,  $R_{x'}(T_k) = -\frac{r''(T_k)}{r''(0)}$  — корреляционная функция скорости изменения сигнала.

Согласно полученным в [29] результатам при разложении двумерной нормальной функции (5-25) с помощью ортогональных полиномов Эрмита  $H_n(x)$ , корреляционная функция динамической погрешности в случае стационарного кодируемого сигнала будет

$$B_{\text{дин}}(T_k) = \sum_{n=0}^{\infty} C_n^2 \frac{R_{x'}^2(T_k)}{n!}, \quad (5-26)$$

где

$$C_n = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \delta_{\text{дин}}(\beta) H_n(x) e^{-x^2/2} dx \text{ и } x = \beta/\delta_{x'}.$$

Первые два полинома Эрмита равны:  $H_0 = 1$ ,  $H_1 = x$ , а последующие полиномы связаны рекуррентным соотношением

$$H_{n+1}(x) = xH_n(x) - nH_{n-1}(x). \quad (5-27)$$

Можно показать, что для характеристик  $\delta_{\text{дин}}(\beta)$  типа (4-15) и (4-49) все четные значения коэффициентов  $C_n$  будут равны нулю. Если еще учесть, что значение  $R_{x'}^2(T_k)/n!$  достаточно быстро уменьшается с ростом  $n > 2$ , то с достаточной степенью приближения можно считать автокорреляционную функцию равной

$$B_{\text{дин}}(T_k) = C_1^2 R_{x'}^2(T_k) = \frac{u_{\text{пр}}^2 R_{x'}^2}{2\pi\delta_{x'}^2} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \beta \delta_{\text{дин}}(\beta) \times \right. \\ \left. \times e^{-\frac{\beta^2}{2\delta_{x'}^2}} d\beta \right]^2. \quad (5-28)$$

Для АЦПК, подставляя (4-15) в (5-28), после вычисления интеграла и простых преобразований получим

$$B_{\text{дин}}(T_k) = 4\sigma_x^2 r''(T_k) t_T^2 \left( \ln \frac{\Omega}{\Omega_N} \right)^2, \quad (5-29)$$

где  $\Omega = \sqrt{r''(0) t_T^2}$ ,  $\Omega_N = \frac{u_{\text{пр}} \cdot 2^{-(N+1)}}{\sqrt{2} \sigma_x}$  и  $\Omega > \Omega_N$ .

Для АЦПС после подстановки (4-49) в (5-28) будем иметь

$$B_{\text{дин}}(T_k) = \frac{u_{\text{пр}}^2 R_{x'}^2 q^2 n_0^2}{2\pi\delta_{x'}^2} \left[ 2 \int_1^{\infty} \beta(\beta-1) e^{-\frac{\beta^2}{2\delta_{x'}^2}} d\beta \right]^2 = \\ = n_0^2 \sigma_x^2 r''(0) t_T^2 \left[ 1 - \Phi \left( \frac{qu_{\text{пр}}}{\sqrt{2} \sigma_x \Omega} \right) \right]^2. \quad (5-30)$$



Таблица 5-2

Составляющие погрешности вычисления автокорреляционной функции

Тип АЦП	Автокорреляционная функция динамической погрешности $B_{\text{дин}}(T_k)$	Взаимная корреляционная функция сигнала и динамической погрешности $\frac{u_x \Delta_{\text{дин}}(T_k)}{u_x \Delta_q(T_k)}$	Взаимная корреляционная функция сигнала и погрешности дискретности $\frac{u_x \Delta_q(T_k)}{u_x \Delta_q(T_k)}$	Автокорреляционная функция погрешности дискретности $B_q(T_k)$
АЦПП	Примерно $6,42 \sigma_{x''}^3(T_k) t_T^3 2^N$	Примерно $1,5 \sigma_{x''}^2(T_k) t_T$		
АЦПК	$4 \sigma_{x''}^2(T_k) t_T^2 \left( \ln \frac{\Omega}{\Omega_N} \right)^2$	$2 \sigma_{x''}^2(T_k) \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k e^{-\frac{\pi k}{\Omega}}$	$2 \sigma_{x''}^2(T_k) \times \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k e^{-\frac{2\pi^2 k^2 \sigma_x^2}{q^2 u_{\text{пр}}^2}}$	$\frac{q^2 u_{\text{пр}}^2}{2\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k^2} \times - \frac{4k^2 [1-r(T_k)] \sigma_x^2}{q^2 u_{\text{пр}}^2} \times e$
АЦПЗУ	$\sigma_{x''}^2(T_k) \tau_3^2$	$\sigma_{x''}^2(T_k) \tau_3$		
АЦПС	$n_0^2 \sigma_{x''}^2(T_k) t_T^2 \times \times \left[ 1 - \Phi \left( \frac{q u_{\text{пр}}}{\sqrt{2 \sigma_x \Omega}} \right) \right]$	0		

В табл. 5-2 сведены все полученные ранее составляющие погрешности вычисления автокорреляционной функции по формуле (5-18), вносимые при квантовании случайного процесса различными АЦП. К сожалению, получить достаточно простым способом выражения автокорреляционной функции динамической погрешности  $B_{\text{дин}}(T_k)$  и взаимной корреляционной функции сигнала и динамической погрешности  $u_x \Delta_{\text{дин}}(T_k)$  для АЦПП ввиду нелинейности преобразования не представляется возможным. В общем виде их значения будут определяться четырехмерной функцией плотности распределения. Так, для автокорреляционной функции динамической погрешности по аналогии с (4-2) можно записать:

$$B_{\text{дин}}(T_k) = \int_0^{u_{\text{пр}}} \int_0^{u_{\text{пр}}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(u'_{x1}, u_{x1}) \Phi(u'_{x2}, u_{x2}) \times \\ \times W(u_{x1}, u_{x2}, u'_{x1}, u'_{x2}, T_k) du'_{x1} du'_{x2} du_{x1} du_{x2}.$$

Вычисление такого выражения, учитывая нелинейный характер зависимости, представляет большие трудности. Поэтому для оценки  $B_{\text{дин}}(T_k)$  и  $u_x \Delta_{\text{дин}}(T_k)$  АЦПП в табл. 5-2 даны только очень приближенные их значения, полученные на основе общности результатов определения для различных АЦП соответствующих составляющих дисперсии и автокорреляционной функции.

Таким образом, при вычислении статистических характеристик случайных процессов по дискретным отсчетам, получаемых с помощью аналого-цифровых преобразователей, вносятся ошибки, обусловленные как непосредственно погрешностью дискретности и динамической погрешностью, так и взаимными корреляционными функциями этих погрешностей и сигнала. Величина этих ошибок зависит от типа используемого АЦП и характеристик кодируемого сигнала.

## 5-2. Восстановление сигнала по дискретным отсчетам при наличии динамических погрешностей преобразования

Во многих случаях использования аналого-цифровых преобразователей для преобразования непрерывных сигналов возникает задача оценить погрешность замены непрерывных процессов дискретными. Под этой погрешностью обычно понимают погрешность восстановления,

т. е. погрешность, с которой может быть восстановлен непрерывный процесс по его дискретным значениям.

В результате квантования непрерывного сигнала  $u_x(t)$  с помощью АЦП образуется последовательность отсчетов  $u_{\text{пр}}(iT_k)$ , расположенных во времени через равные интервалы  $T_k$ . Путем интерполяции внутри интервалов  $T_k$  сигнал может быть восстановлен до значения  $u_x^*(t)$  с определенной погрешностью. Обычно используются следующие оценки погрешности восстановления:

1) максимальная оценка

$$\Delta_{\text{в}} = [u_x(t) - u_x^*(t)]_{\text{max}}, \quad (5-31)$$

2) среднеквадратичная оценка

$$\overline{\Delta_{\text{в}}^2} = M \{ [u_x(t) - u_x^*(t)]_{\text{max}}^2 \}, \quad (5-32)$$

3) интегральная оценка

$$\overline{\Delta_{\text{в. и}}^2} = M \left\{ \frac{1}{T_k} \int_0^{T_k} [u_x(t) - u_x^*(t)]^2 dt \right\}. \quad (5-33)$$

Погрешность восстановления зависит от вида интерполирующей функции, используемой для получения восстанавливаемого сигнала  $u_x^*(t)$ . Наиболее широкое распространение получили ступенчатая и линейная интерполяция. Если начало каждого интервала квантования обозначить через  $t_0$ , то значение восстановленного сигнала на участке времени  $t_0 \leq t \leq t_0 + T_k$  будет:

1) для ступенчатой интерполяции

$$u_x^*(t) = u_{\text{пр}}(t_0), \quad (5-34)$$

2) для линейной интерполяции

$$u_x^*(t) = u_{\text{пр}}(t_0) + [u_{\text{пр}}(t_0 + T_k) - u_{\text{пр}}(t_0)] \frac{t - t_0}{T_k}. \quad (5-35)$$

Рассмотрим погрешность восстановления непрерывного сигнала по дискретным значениям для различных оценок с учетом погрешности дискретности и динамической погрешности АЦП, используя для этого формулу (5-4).

Для максимальной оценки и ступенчатой интерполяции, опуская в (5-35) аргумент  $t_0$  и подставляя в (5-31), получим

$$\Delta_{\text{в max}} = [u_x(t) - u_x]_{\text{max}} = (\Delta_{\text{дин max}} + \Delta_{\text{q max}}).$$

Из [18] известно, что максимальная величина  $[u_x(t) - u_x]_{\max}$  на интервале  $0 - T_k$  определяется максимальным значением первой производной:

$$[u_x(t) - u_x]_{\max} \leq \frac{u'_{x \max} T_k}{2}.$$

Отсюда получаем выражение для погрешности восстановления

$$\Delta_{в \max} \leq \frac{u'_{x \max} T_k}{2} + \Delta_{дин \max} + \Delta_{q \max}. \quad (5-36)$$

Для максимальной оценки и линейной интерполяции, используя (5-35) и опуская в дальнейшем аргумент  $t_0$ , получим

$$\begin{aligned} \Delta_{в \max} = & \left\{ u_x(t) - u_x - [u_x(T_k) - u_x] \frac{t}{T_k} \right\}_{\max} - \\ & - (\Delta_{дин \max} + \Delta_{q \max}) + \frac{t}{T_k} [\Delta_{дин \max}(T_k) + \Delta_{q \max}(T_k) - \\ & - \Delta_{дин \max} - \Delta_{q \max}]. \quad (5-37) \end{aligned}$$

Как показано в [49], при линейной интерполяции максимальная величина погрешности восстановления без учета динамической погрешности и погрешности дискретности определяется максимальным значением второй производной сигнала  $u''_x$  при  $t = T_k/2$ :

$$\left\{ u_x(t) - u_x - \frac{t}{T_k} [u_x(T_k) - u_x] \right\}_{\max} \leq \frac{u''_{x \max} T_k^2}{8}.$$

Отсюда после преобразования (5-37) получаем выражение для погрешности восстановления

$$\Delta_{в \max} \leq \frac{u''_{x \max} T_k^2}{8} + \Delta_{дин \max} + \Delta_{q \max}. \quad (5-38)$$

Для среднеквадратичной оценки и ступенчатой интерполяции в случае восстановления стационарного эргодического сигнала, подставляя (5-34) в (5-32) и производя статистическое осреднение с учетом некоррелированности погрешности дискретности и динамической погрешности, после преобразований получаем

$$\begin{aligned} \overline{\Delta_{в}^2} = & \overline{[u_x(T_k) - u_{пр}]^2} = 2\sigma_x^2 [1 - r(T_k)] + \overline{\Delta_{дин}^2} + \overline{\Delta_q^2} + \\ & + 2 [\overline{u_x \Delta_{дин}} + \overline{u_x \Delta_q} - \overline{u_x \Delta_{дин}(T_k)} - \overline{u_x(T_k) \Delta_q}]. \quad (5-39) \end{aligned}$$

Моментные функции сигнала и погрешностей  $\Delta_{\text{дин}}$  и  $\Delta_q$  были определены в § 5-1 и приведены в табл. 5-1 и 5-2 для различных типов используемых для квантования АЦП.

Для среднеквадратической оценки и линейной интерполяции, используя (5-35) и учитывая, что максимальное текущее значение погрешности на интервале  $0-T_k$  соответствует моменту времени  $t = T_k/2$ , после простых преобразований (5-32) получаем

$$\begin{aligned} \overline{\Delta_{\text{в}}}^2 = \sigma_x^2 \left[ 1,5 + 0,5r(T_k) - 2r\left(\frac{T_k}{2}\right) \right] + 0,5 \left[ \overline{\Delta_{\text{дин}}}^2 + \overline{\Delta_q}^2 - \right. \\ \left. - B_{\text{дин}}(T_k) - B_q(T_k) \right] + \overline{u_x \Delta_{\text{дин}}} - \overline{u_x \Delta_{\text{дин}}(T_k)} + \\ + \overline{u_x \Delta_q} - \overline{u_x \Delta_q(T_k)}. \quad (5-40) \end{aligned}$$

Автокорреляционные функции динамической погрешности  $B_{\text{дин}}(T_k)$  и погрешности дискретности  $B_q(T_k)$ , как и моментные функции, приведены в табл. 5-1 и 5-2 для различных типов АЦП.

Для интегральной оценки и ступенчатой интерполяции, подставляя (5-34) в (5-33) и изменяя порядок интегрирования и статистического осреднения, после преобразований получим

$$\begin{aligned} \overline{\Delta_{\text{в.и}}}^2 = \frac{1}{T_k} \int_0^{T_k} \overline{[u_x(t_k) - u_{\text{пр}}]^2} dt = 2\sigma_x^2 \times \\ \times \left[ 1 - \frac{1}{T_k} \int_0^{T_k} r(t) dt \right] - \frac{2}{T_k} \int_0^{T_k} \overline{[u_x(t) \Delta_{\text{дин}} + u_x(t) \Delta_q]} dt + \\ + 2 \overline{[u_x \Delta_{\text{дин}} + u_x \Delta_q]} + \overline{\Delta_{\text{дин}}}^2 + \overline{\Delta_q}^2. \quad (5-41) \end{aligned}$$

Из (5-41) видно, что погрешность восстановления будет зависеть от вида автокорреляционной функции исходного сигнала и вычисление ее может быть произведено только для конкретного вида  $r(t)$ .

Для интегральной оценки и линейной интерполяции после подстановки (5-35) в (5-33) и статистического осреднения, произведя преобразования, получим

$$\begin{aligned} \overline{\Delta_{\text{в.и}}}^2 = \sigma_x^2 \left[ \frac{5}{3} + \frac{1}{3} r(T_k) - \frac{4}{T_k} \int_0^{T_k} r(t) \left( 1 - \frac{t}{T_k} \right) dt \right] + \\ + \frac{2}{3} \left[ \overline{\Delta_{\text{дин}}}^2 + \overline{\Delta_q}^2 \right] + \frac{1}{3} [B_{\text{дин}}(T_k) + B_q(T_k)] + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{4}{3} [\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}} + \overline{u_x \Delta_q}] + \frac{2}{3} [\overline{u_x \Delta_{\text{дин}}(T_k)} + \overline{u_x \Delta_q(T_k)}] - \\
& - \frac{4}{T_k} \int_0^{T_k} [\overline{u_x(t) \Delta_{\text{дин}}} + \overline{u_x(t) \Delta_q}] \left[ \left( 1 - \frac{t}{T_k} \right) \right] dt. \quad (5-42)
\end{aligned}$$

Таким образом, полученные соотношения для различных оценок и двух видов интерполяции позволяют определить погрешность восстановления исходного сигнала по дискретным отсчетам с учетом динамической погрешности и погрешности дискретности и их взаимных корреляционных функций. Величины динамической погрешности и ее взаимных корреляционных функций с сигналом и погрешностью дискретности определяются типом используемого для квантования АЦП и видом корреляционной функции исходного сигнала. Наименьшие погрешности при квантовании с последующим восстановлением сигнала обеспечивают АЦП с параллельной коррекцией динамических погрешностей и следящий АЦП, особенно для низкочастотных сигналов, наибольшие — обычный АЦП поразрядного уравнивания. Применение АЦП с запоминающим устройством наиболее эффективно при высокочастотных сигналах и сравнительно невысоких требованиях к точности восстановления, когда необходимо получение минимального значения  $\tau_3$ , а составляющей погрешности от переходного процесса в (5-21) пренебречь нельзя.

В заключение следует заметить, что, так как восстановление сигнала тем точнее, чем меньше интервал квантования  $T_k$ , то для получения наименьшей ошибки наиболее целесообразно использование следящего АЦП, который при  $n_0 = 1$  обеспечивает квантование сигнала с интервалом, равным одному такту преобразования:  $T_k = t_T$ .

### 5-3. Искажение аналого-цифровым преобразователем частотного спектра кодируемого сигнала

Как было показано в предыдущем параграфе, для оценки погрешности, вносимой АЦП при кодировании случайного сигнала, необходимо определить по принятой функции интерполяции погрешность восстановления сигнала. Полученные при этом выражения имеют громоздкий вид, а анализ их затруднен. Для определения

искажений частотного спектра кодируемого сигнала, вносимых динамическими погрешностями АЦП, примем некоторые допущения:

1) сигнал при отсутствии динамических погрешностей полностью восстанавливается, что может быть осуществлено с достаточной степенью точности при использовании в качестве восстанавливающей функции ряда Котельникова [49];

2) погрешность дискретности отсутствует, что выполняется при большом числе разрядов АЦП, когда  $\delta_x \gg q$ ;

3) интервал квантования является переменной величиной  $T_k = t_k$ .

Учитывая принятые допущения, для восстановленного сигнала можно записать:

$$u_x^*(t) = u_x(t) + \Delta_{\text{дин}}(t).$$

Автокорреляционная функция восстановленного сигнала будет

$$B_v(T_k) = \overline{u_x^* u_x^*(t_k)} = \sigma_x^2 r(t_k) + B_{\text{дин}}(t_k) + \overline{2u_x \Delta_{\text{дин}}(t_k)}, \quad (5-43)$$

т. е. автокорреляционная функция восстановленного сигнала равна сумме автокорреляционных функций исходного сигнала и динамической погрешности и их взаимной корреляционной функции. Согласно [29] энергетический спектр суммы стационарных и стационарно связанных случайных процессов равен сумме энергетических спектров и взаимного энергетического спектра этих процессов, т. е. для восстановленного сигнала, можно записать:

$$F_v(\omega) = F_x(\omega) + F_{\text{дин}}(\omega) + F_{x\text{дин}}(\omega). \quad (5-44)$$

Энергетические спектры исходного сигнала  $F_x(\omega)$  и динамической погрешности  $F_{\text{дин}}(\omega)$  согласно теореме Винера—Хинчина [29] будут

$$F_x(\omega) = 4 \int_0^{\infty} B_x(t_k) \cos \omega t_k dt_k \quad (5-45)$$

и

$$F_{\text{дин}}(\omega) = 4 \int_0^{\infty} B_{\text{дин}}(t_k) \cos \omega t_k dt_k. \quad (5-46)$$

В отличие от энергетических спектров  $F_x(\omega)$  и  $F_{\text{дин}}(\omega)$  взаимный энергетический спектр  $F_{x \text{ дин}}(\omega)$  является комплексным, действительная часть которого четна, а мнимая нечетна, т. е.

$$\begin{aligned} F_{x \text{ дин}}(\omega) &= 2 \int_{-\infty}^{\infty} B_{x \text{ дин}}(t_k) e^{-i\omega t_k} dt_k = \\ &= 2 \int_{-\infty}^{\infty} \overline{u_x \Delta_{\text{дин}}(t_k)} \cos \omega t_k dt_k - \\ &\quad - 2i \int_{-\infty}^{\infty} \overline{u_x \Delta_{\text{дин}}(t_k)} \sin \omega t_k dt_k. \end{aligned} \quad (5-47)$$

Таким образом, при кодировании случайных сигналов с определенным частотным спектром будут происходить искажения этого спектра за счет динамической погрешности и ее взаимной корреляционной связи с кодируемым сигналом. Эти искажения будут зависеть от типа используемого АЦП и вида автокорреляционной функции входного сигнала.

Например, для АЦПС взаимная корреляционная функция сигнала и динамической погрешности равна нулю и энергетический спектр восстановленного сигнала будет равен сумме исходного спектра и спектра динамической погрешности. Для автокорреляционной функции исходного сигнала типа  $B_x(t) = \sigma_x^2 e^{-\alpha_1^2 t^2}$ , произведя ее двукратное дифференцирование и подставив в (5-30), получим выражение для автокорреляционной функции динамической погрешности

$$\begin{aligned} B_{\text{дин}}(t_k) &= -2n_0^2 \sigma_x^2 \alpha_1^2 t_k^2 [\alpha_1^2 t_k^2 - 1] e^{-\alpha_1^2 t_k^2} \times \\ &\quad \times \left[ 1 - \Phi\left(\frac{qu_{\text{пр}}}{\sqrt{2} \sigma_x \Omega}\right) \right]. \end{aligned} \quad (5-48)$$

После подстановки (5-48) в (5-46) и вычисления интеграла получим выражение для энергетического спектра динамической погрешности

$$F_{\text{дин}}(\omega) = 2 \sqrt{\pi} n_0^2 \sigma_x^2 \frac{\omega^2 t_k^2}{\alpha_1} e^{-\frac{\omega^2}{4\alpha_1^2}} \left[ 1 - \Phi\left(\frac{qu_{\text{пр}}}{\sqrt{2} \sigma_x \Omega}\right) \right]. \quad (5-49)$$

Для исходного сигнала согласно (5-45) будем иметь

$$F_x(\omega) = 4\sigma_x^2 \int_0^{\infty} e^{-\alpha_1^2 t_k^2} \cos \omega t_k dt_k = \frac{2\sqrt{\pi} \sigma_x^2}{\alpha_1} e^{-\frac{\omega^2}{4\alpha_1^2}}. \quad (5-50)$$



Используя (5-49) и (5-50) с учетом того, что  $\Omega = \sqrt{r''(0)} t_T^2 = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \omega_3$  и  $\alpha_1 = \omega_3 / \sqrt{\pi}$  (см. табл. 4-1), получаем частотную характеристику восстановленного сигнала

$$\frac{F_B(\omega)}{F_X(0)} = [1 + n_0^2 \omega^2 t_T^2] e^{-\frac{\pi \omega^2}{4 \omega_3^2}}, \quad (5-51)$$

где  $\omega_3$  — граничная частота энергетического спектра исходного сигнала.

Сравнивая полученную частотную характеристику с характеристикой исходного сигнала  $F_X(\omega)/F_0$ , определяемой по формуле (5-50) для сигнала № 1, из табл. 4-1 нетрудно заметить, что за счет наличия динамической погрешности происходит расширение частотного спектра сигнала в сторону высоких частот.

Аналогичные характеристики могут быть получены для других АЦП и различных видов корреляционных функций сигналов, дифференцируемых в среднеквадратичном. В любом случае, чем меньше величина динамической погрешности при заданной граничной частоте спектра исходного сигнала, тем меньше искажения, вносимые аналого-цифровым преобразователем. В этом отношении справедливы все выводы, полученные в четвертой главе при оценке частотного спектра сигналов, кодируемых различными АЦП.

## Глава шестая

### РЕАЛИЗАЦИЯ СХЕМ АЦП С УЧЕТОМ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ

#### 6-1. Параллельно-последовательный АЦП с переменной длительностью такта

Одним из способов повышения быстродействия АЦП при неизменных динамических параметрах основных узлов является способ параллельно-последовательного во времени аналого-цифрового преобразования. На рис. 6-1 представлена функциональная схема 10-разрядного параллельно-последовательного АЦП с числом разрядов на одном такте, равным двум ( $m = 2$ ). Весь цикл преобразования происходит за пять тактов. В преобразователе использованы с небольшими изменениями конструктивная и элементная база серийно выпускаемого АЦП типа, Ф733.

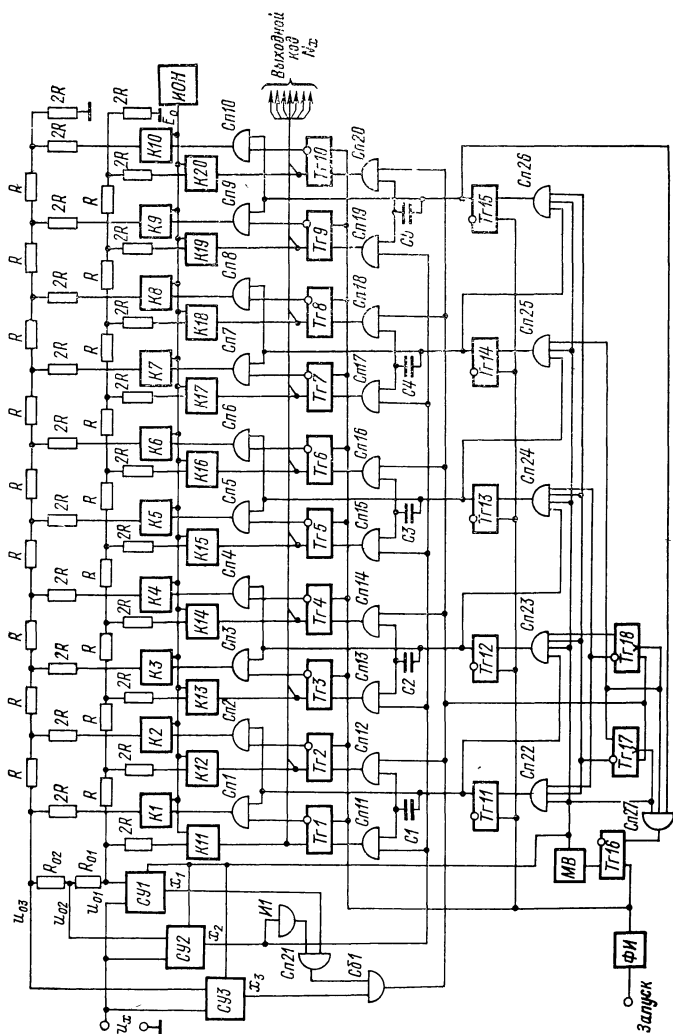


Рис. 6-1. Функциональная схема параллельно-последовательного АЦП

Параллельно-последовательный АЦП состоит из трех сравнивающих устройств  $СУ1—СУ3$ , двух преобразователей кода в напряжение (ПКН), состоящих из измерительных ключей  $K1—K10$  и схем совпадения  $Cn1—Cn10$  (один ПКН), и из измерительных ключей  $K11—K20$  (другой ПКН). В обоих ПКН использованы сетки сопротивлений СЭС-16К типа  $R—2R$  с номинальной величиной сопротивления  $R = 2 \text{ ком}$ . Питание ПКН производится от источника образцового напряжения ИОН. На выходе ПКН включен делитель образцовых напряжений, со-

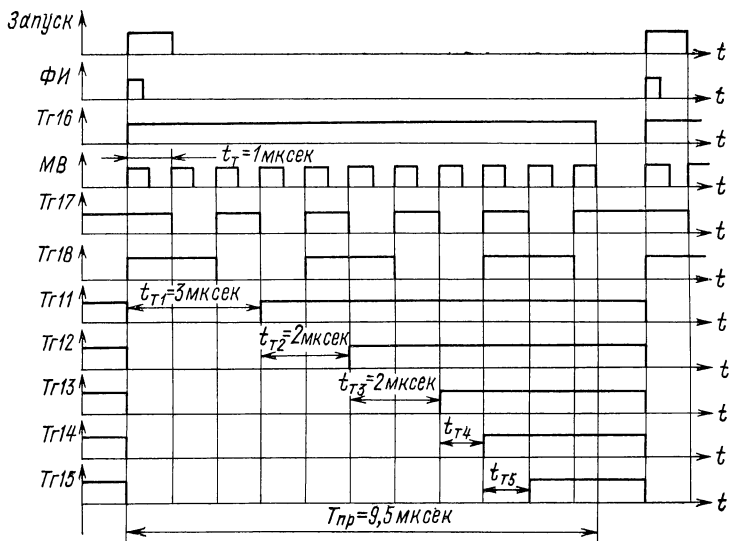


Рис. 6-2. Временная диаграмма работы параллельно-последовательного АЦП

стоящий из сопротивления  $R_{01} = R_{02} = R$ . Оба ПКН управляются от регистра триггеров разрядов  $Tg1—Tg20$ , состояние которых в свою очередь определяется сигналами со схем совпадения  $Cn11—Cn20$  от СУ и распределителя тактов на триггерах  $Tg11—Tg15$ . Длительность тактов, вырабатываемых распределителем, должна быть переменной, что обеспечивается использованием делителя тактовой частоты мультивибратора  $MB$  на счетных триггерах  $Tg17$  и  $Tg18$ . Временная диаграмма работы распределителя показана на рис. 6-2.

Работа АЦП происходит следующим образом. По сигналу запуска формирователь импульса сбрасывает всю схему АЦП в исходное состояние. При этом все ключи  $K1—K10$  оказываются включенными, а ключи  $K11—K20$  — выключенными, и на один из двух входов каждого сравнивающего устройства  $СУ1—СУ3$  поступают соответственно напряжения  $u_{01} = 2,56 \text{ в}$ ,  $u_{02} = 5,12 \text{ в}$  и  $u_{03} = 7,68 \text{ в}$  (при  $E_0 = 10,24 \text{ в}$ ). Триггер цикла  $Tg16$

включает управляемый мультивибратор  $MB$ , и тактовая частота  $f_T = 1 \text{ МГц}$  начинает поступать на распределитель и в цепь стробирования  $СУ$ . При этом с выходов  $СУ1—СУ3$  начинают в соответствии с формулой (1-10) поступать сигналы  $x_1$ ,  $x_2$  и  $x_3$  как результаты сравнения  $СУ$  измеряемого напряжения  $u_x$  с образцовыми  $u_{01}$ ,  $u_{02}$ ,  $u_{03}$ . После дешифратора, состоящего из инвертора  $И1$ , схема совпадения  $Сн21$  и сборки  $Сб1$ , в соответствии с логикой работы (табл. 1-2 при  $m = 2$ ) сигналы управления от  $СУ$  поступают на схемы совпадений  $Сн11—Сн20$ . На первом такте преобразования срабатывает триггер  $Тз11$  и с его выхода

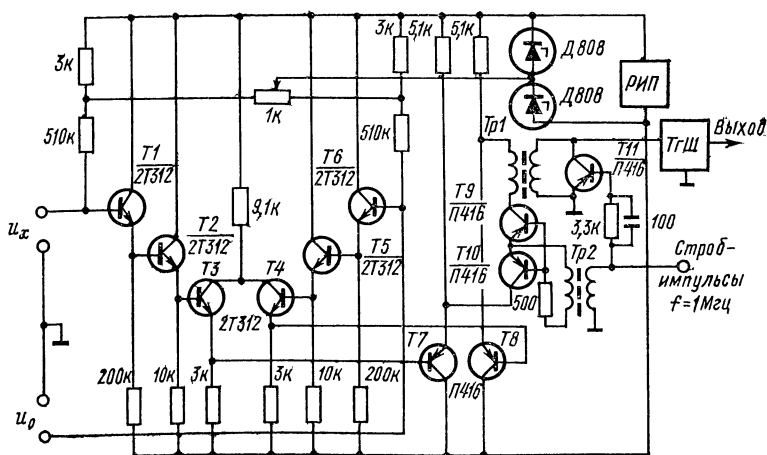


Рис. 6-3. Принципиальная схема нуля-органа параллельно-последовательного АЦП

поступает сигнал «1» на схемы  $Сн1$  и  $Сн2$ . Этот же сигнал после дифференцирования емкости  $С1$  попадает на входы схем совпадения  $Сн11$  и  $Сн12$ . При этом в случае совпадения сигналов «1» от  $СУ$  и распределителя на вход этих схем совпадения сигналом с выхода производится включение триггеров  $Тз1$ ,  $Тз2$ . Соответственно происходит замыкание ключей  $К11$ ,  $К12$  и через  $Сн1$ ,  $Сн2$  размыкание ключей  $К1$ ,  $К2$ . Если сигналы на входах схем  $Сн11$  и  $Сн12$  не совпадают, то триггер соответствующего разряда остается в исходном состоянии, ключи  $К1$ ,  $К2$  не замыкаются, а ключи  $К11$ ,  $К12$  замыкаются потенциальным сигналом «1» с  $Сн1$ ,  $Сн2$ , так как на инверсном выходе  $Тз1$ ,  $Тз2$  в исходном состоянии также устанавливается сигнал «1». Полученная таким образом на выходе обоих ПКН разность образцовых напряжений вновь делится делителем  $R_{01}$  и  $R_{02}$  на четыре равные части и поступает совместно с напряжением компенсации на входы  $СУ1—СУ3$ . Аналогичным образом цикл повторяется на каждом такте преобразования. В результате за 5 тактов работы происходит определение всех 10 разрядов АЦП с погрешностью преоб-

разования  $\delta_{\text{АЦП}}$ , состоящей из погрешностей дискретности  $\delta_d$ , динамической  $\delta_{\text{дин}}$  и статической  $\delta_0$  погрешностей. Величина составляющих погрешности в свою очередь определяется погрешностью отдельных узлов АЦП.

На рис. 6-3 приведена принципиальная схема сравнивающего устройства, состоящего из дифференциального усилителя постоянного тока на транзисторах  $T1-T8$ , ключа ( $T9$  и  $T10$ ), трансформатора связи  $Tr1$ , стробирующего ключа  $T11$  и порогового устройства на триггере Шмитта  $TgШ$ . Питание СУ производится от разземленного источника питания РИП. Чувствительность СУ составляет 2,5 мВ при дрейфе нуля за 100 ч не более  $\pm 3$  мВ и температурном дрейфе 2—3 мВ/10 град. Входное

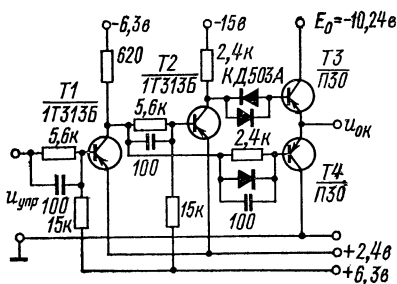


Рис. 6-4. Принципиальная схема измерительного ключа параллельно-последовательного АЦП

сопротивление СУ 0,5 мом. Время срабатывания с динамической ошибкой 2—3 мс при различных  $|u_x - u_0|$  составляло 1—2 мксек. На рис. 6-4 дана принципиальная схема измерительного ключа на транзисторах  $T3$  и  $T4$ , управление которыми производится транзисторами  $T1$  и  $T2$ . Временная диаграмма работы ключа показана на рис. 6-5, из которого видно, что время включения и выключения ключа составляет 0,5—0,6 мксек. Это в 2—3 раза меньше, чем то, что было у ключей АЦП Ф733, и достигнуто форсированием процесса рассасывания неосновных носителей в области базы транзисторов  $T3$ ,  $T4$ . На динамику процесса преобразования большое влияние оказывают конструктивные факторы, связанные с наличием паразитных емкостей, которые в основном и определяют величину и длительность переходных процессов, и для обеспечения необходимой точности преобразования необходимо длительность такта выбирать в соответствии с динамическими характеристиками всего АЦП. Экспериментально снятые динамические характеристики АЦП: зависимость от времени  $u_{\text{уст}} = \Phi_1(t)$  и от величины напряжения ступени компенсирующих напряжений  $u_{\text{уст}} = \Phi_2(u_0)$  приведены на рис. 6-6. Аппроксимация этих характеристик дает возможность получить аналитическое выражение переходного процесса уравнивания в соответствии с формулой (2-5) при  $s = 1$ :

$$u_{\text{уст}} = A u_0(i, j) e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}, \quad (6-1)$$

где  $A = 1,8 \cdot 10^{-2}$ ;  $\tau = 1,5$  мксек;  $t_0 = 0,5$  мксек.

Используя (2-6) для  $P = 2$ ,  $m = 2$  и задаваясь величиной  $\gamma$  и  $a$  из формул (2-25), (2-26), и (2-27), можно получить значения

длительности тактов преобразования. Так как при  $N = 10$ ,  $\delta_q \text{ так} = 0,05\%$ , то, приняв  $\delta_{\text{дин так}} = 0,3\%$ , получим значения

$$\gamma = \frac{1}{\delta_{\text{пр так}}} = \frac{1}{\delta_{\text{дин так}} + \delta_q \text{ так}} = 2,9 \cdot 10^2, \quad a = \frac{\delta_{\text{дин так}}}{\delta_q \text{ так}} = 6,$$

откуда длительность первого такта будет

$$t_{\tau 1} = \tau \ln \left[ \gamma \frac{a+1}{a} A \frac{3}{4} \right] + t_0 \approx 3 \text{ мксек},$$

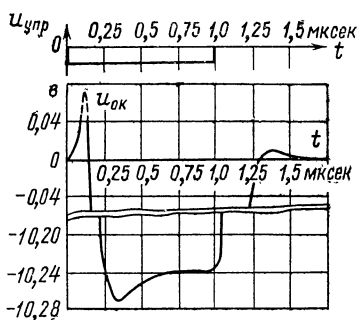


Рис. 6-5. Временная диаграмма работы измерительного ключа параллельно - последовательного АЦП

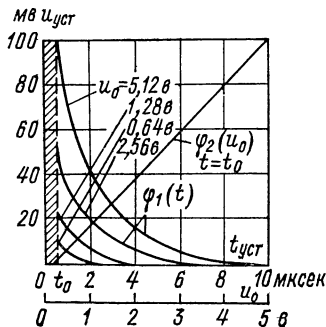


Рис. 6-6. Динамические характеристики установления процесса уравнивания параллельно - последовательного АЦП

длительность второго такта

$$t_{\tau 2} = \tau \ln \left[ \gamma \frac{a+1}{a} A \frac{9}{16} + \frac{e^{-1}}{3} \right] + t_0 \approx 2 \text{ мксек},$$

длительность третьего такта

$$t_{\tau 3} = \tau \ln \left[ \gamma \frac{a+1}{a} A \frac{9}{64} + e^{-1} \right] + t_0 \approx 1,2 \text{ мксек}.$$

Нетрудно подсчитать, что длительность пятого и шестого тактов будет менее 1 мксек. На диаграмме рис. 6-2 показаны принятые значения длительности всех пяти тактов. Полное время преобразования при этом будет

$$T_{\text{пр}} = \sum_{i=1}^5 t_{\tau i} + t_{\text{сч}} = 9,5 \text{ мксек}, \quad (6-2)$$

где  $t_{\text{сч}} = 0,5 \text{ мксек}$  — минимальное время, необходимое на считывание кода.

Максимальная погрешность АЦП при значении статической погрешности  $\delta_0 = 0,1\%$  составит

$$\delta_{\text{АЦП max}} = \delta_{0 \text{ max}} + \delta_{\text{дин max}} + \delta_q \text{ max} = 0,45\%. \quad (6-3)$$

Таким образом, применение параллельно-последовательного преобразования и организация переменной длительности такта позволили практически на тех же элементах, что используются в серийном преобразователе типа Ф733, получить более высокое быстродействие при той же точности.

В заключение следует отметить специфику влияния в параллельно-последовательных АЦП конечной величины входного сопротивления  $CY$  на погрешность преобразования. В общем случае в параллельно-последовательных АЦП с двумя ПКН может возникать методическая ошибка за счет шунтирования входными сопротивлениями  $CY$  делителя компенсационного напряжения. Пусть делитель содержит произвольное число сопротивлений  $R_0$ . На рис. 6-7, а дана эквивалентная схема делителя, где  $u_1$  и  $u_2$  — соответственно напряжения  $ПКН1$  и  $ПКН2$  при отсутствии делителя  $R_{01} \rightarrow R_{0l}$ ,  $R_H$  — входное сопротивление  $CY$ . С точностью второго порядка малости проведем упрощенный расчет зависимости погрешности делителя от различных факторов. Если измеряемое напряжение  $u_x$  близко по значению к компенсационному напряжению  $u_{0k}$ , то ток через любое сопротивление  $R_H$  будет равен

$$I_j = \frac{u_{0k} - u_x}{R_H} = \frac{\frac{u_2 - u_1}{l} j + u_1 - u_x}{R_H}, \quad (6-4)$$

где  $j = 1 \div (l-1)$  — число сопротивлений делителя  $R_0$ .

Максимальное влияние шунтирования делителя сопротивлениями  $R_H$  (максимальная величина погрешности) проявляется в точках шкалы, где

$$u_x = u_1 + \frac{u_2 - u_1}{l}; \quad (6-5)$$

токи через  $R_H$  в этом случае будут

$$I_j = (u_2 - u_1) \frac{j - k}{l R_H}.$$

Изменение напряжения в точке  $k$ -й будет определяться токами при прохождении их через сопротивления  $R_{01} \div R_{0k}$ . Это изменение будет равно для токов при  $j > k$  (рис. 6-7, б)

$$\Delta u_{0j1} = I_j \frac{k(l-j)}{l} R_0 = \frac{(u_2 - u_1)(j-k)(l-j)k}{l^2} \frac{R_{01}}{R_H}.$$

Относительная ошибка будет равна при  $j > k$

$$\delta_{j1} = \frac{\Delta u_{0j1}}{u_0} = \frac{\gamma \alpha}{l^2} (j-k)(n-j), \quad (6-6)$$

где  $j = k, k-1, \dots, l-1$ ;  $k = 1, 2, \dots, l-1$ ;  $\gamma = (u_2 - u_1)/u_0 = (1/l)^{i-1}$ ,  $\alpha = R_0/R_H$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$  — номер такта преобразования АЦП.

Для тактов при  $j \leq k$  (рис. 6-7, в) получим соответственно

$$\Delta u_{0j2} = I_j = \frac{j(n-k)R_0}{l}$$

или

$$\delta_{j2} = \frac{\alpha\gamma}{l^2} (l-k)(j-k), \quad (6-7)$$

где  $j = 1, 2, \dots, k; k = 1, 2, \dots, n-1$ .

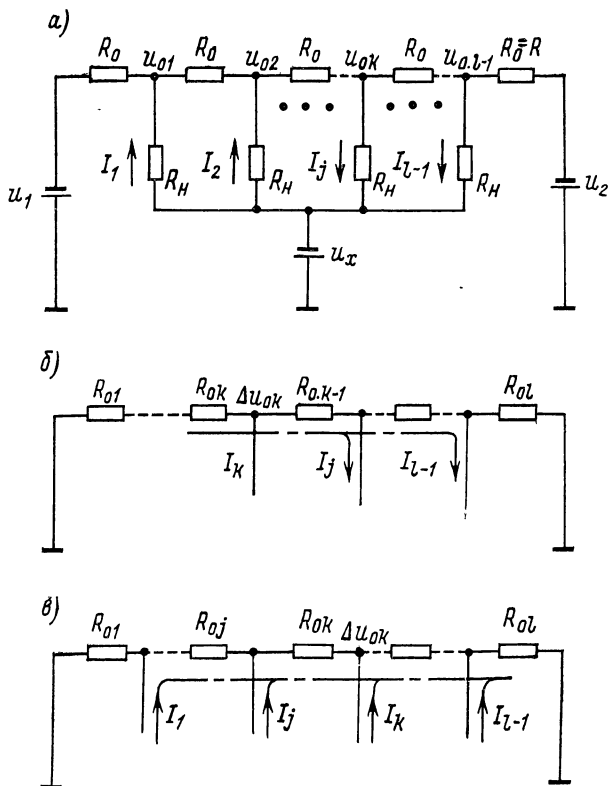


Рис. 6-7. Делитель компенсирующего напряжения: а — эквивалентная схема, б — направление токов при  $j > k$ , в — направление токов при  $j \leq k$

Относительная ошибка от шунтирования в  $k$ -й точке будет

$$\delta_k = \sum_{j=1}^k \delta_{j2} + \sum_{j=k}^{n-1} \delta_{j1} = -\frac{\gamma\alpha k(l-k)(k^2-1)}{6l^2}.$$



После преобразования получим для  $\alpha \ll 1$

$$\delta_k(i) \approx -\alpha \frac{k(l-k)(l-2k)}{6l^i}. \quad (6-8)$$

Эта формула определяет погрешность шунтирования на любом  $i$ -м такте преобразования в любой  $k$ -й точке шкалы прибора при  $l$  сопротивлений в делителе и заданном отношении  $\alpha = R_0/R_H$ .

Максимальное значение  $\delta_k$  будет на первом такте ( $i = 1$ ) определяться с помощью формулы (6-8) после обычного исследования ее на экстремум; при  $k = l/4$  получим

$$\delta_k = l^2 : 64. \quad (6-9)$$

Нетрудно убедиться, что погрешность шунтирования делителя ПКН входными сопротивлениями СУ может быть значительна. Устранение этой погрешности может быть достигнуто, во-первых, выбором СУ, обладающего большим входным сопротивлением, и уменьшением до возможной малой величины сопротивлений делителя  $R_0$ , во-вторых, введением добавочных сопротивлений к каждому сопротивлению  $R_0$  в делителе ПКН в каждой  $k$ -точке в соответствии с равенством

$$\delta R_{k \text{ доб}} = \frac{\alpha k(l-k)(l-2k)}{6}. \quad (6-10)$$

При этом падение напряжения в  $k$ -й точке в момент сравнения полностью компенсируется и погрешности не возникает. Если в параллельно-последовательном АЦП используется коррекция динамических погрешностей, то погрешность шунтирования будет корректироваться и добавочных сопротивлений не потребуется, так как погрешность в точках  $u_x \approx u_0$  ( $i, j$ ) аналогична по характеру динамической погрешности от переходных процессов.

## 6-2. Аналого-цифровой преобразователь с аналоговым запоминающим устройством

Для расширения частотного спектра кодируемых сигналов в АЦП очень часто применяются аналоговые запоминающие устройства. Функциональная схема такого АЦП приведена на рис. 6-8. Преобразователь представляет собой 12-разрядный АЦП поразрядного уравнивания, в котором с целью уменьшения времени преобразования используется двухступенчатая схема последовательной коррекции динамических погрешностей. В схему АЦП входит аналоговое запоминающее устройство, АЗУ; сравнивающее устройство СУ; преобразователь кода в напряжение времени ПКН, состоящий из измерительных ключей  $K1-K15$  с делителем образцового напряжения типа  $R-2R$  на схемных элементах сопротивлений  $CЭC1-CЭC4$ , два источника образцового напряжения  $ИОН_-$  и  $ИОН_+$  для получения двухполярного компенсирующего напряжения  $u_0$ ; регистр триггеров полярности  $Tz1$  и разрядов  $Tz2-Tz15$ ; распределитель тактовых импульсов на триггерах  $Tz17-Tz32$ ; схема управления распределителем на триггерах  $Tz13, Tz34$ ; триггер памяти результата сравне-

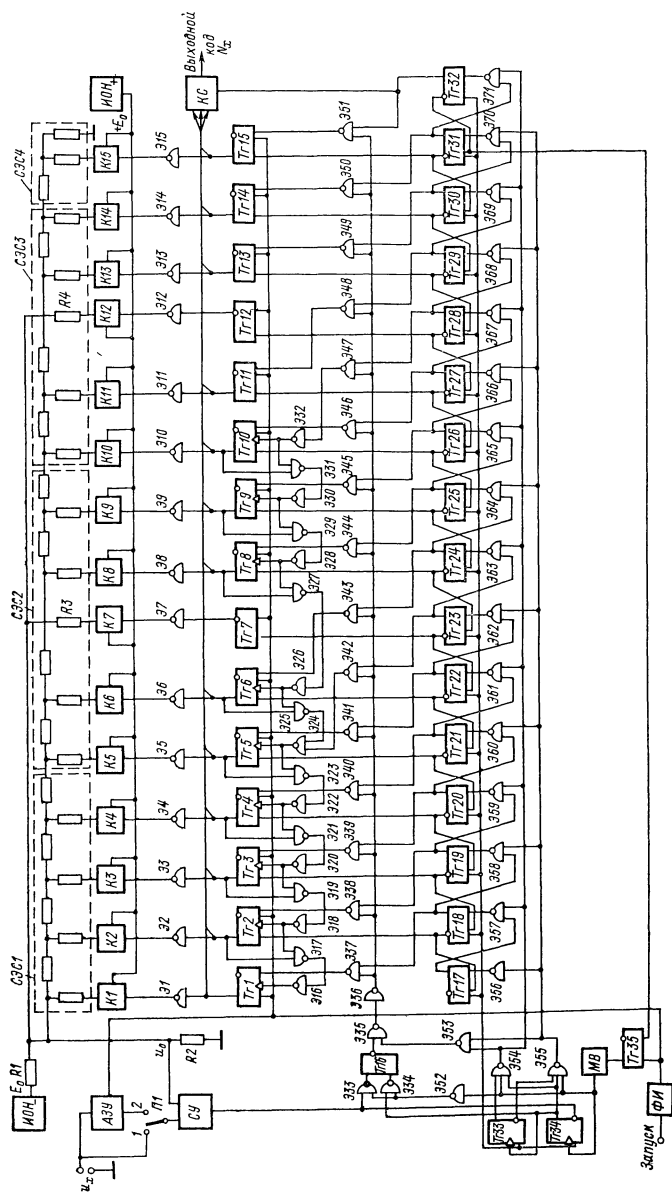


Рис. 6-8. Функциональная схема поразрядного АПУ с АЗУ и последовательной коррекцией динамических погрешностей

ния  $Tz16$ . Все элементы  $\mathcal{E}1$ — $\mathcal{E}71$  представляют собой однотипные логические схемы типа ИЛИ—НЕ. Схема коррекции динамической погрешности состоит из сопротивлений резисторов  $R3$ ,  $R4$ , измерительных ключей  $K7$ ,  $K12$  с элементами  $\mathcal{E}7$ ,  $\mathcal{E}12$ , триггеров  $Tz7$ ,  $Tz12$  и схемы переноса единицы в регистре триггеров разрядов на элементах  $\mathcal{E}15$ — $\mathcal{E}32$  и  $\mathcal{E}41$ ,  $\mathcal{E}47$ .

Преобразователь в зависимости от положения переключателя  $\Pi1$  может работать как в режиме аналогового запоминания, так и в режиме обычного аналого-цифрового преобразования. Диапазон преобразуемых сигналов при этом составляет  $u_{пр} = \pm 1,024$  в.

Работа АЦП происходит следующим образом. По сигналу запуска формирователь импульса  $\Phi И$  выделяет сигнал длительностью  $t_{\Phi} = 4$  мксек, по которому происходит сброс всех схем АЦП в исходное состояние и запоминание входного сигнала  $u_x$ . При этом включается триггер полярности  $Tz1$  и триггеры схемы коррекции  $Tz6$  и  $Tz11$ , и на вход нуля-органа поступает сумма контрольных напряжений  $u_{к1} = 32$  мв и  $u_{к2} = 2$  мв. По этому же сигналу срабатывает триггер цикла  $Tz35$  и начинает работать управляемый мультивибратор ( $МВ$ ) с частотой, равной  $f_T = 1$  Мгц. Триггеры  $Tz33$  и  $Tz34$  делят частоту  $МВ$  на 2 и на 4 и с помощью элементов  $\mathcal{E}54$  и  $\mathcal{E}55$  формируют со сдвигом сигналы управления распределителем длительностью  $t = 1$  мксек через интервалы, равные 8 мксек. С выходных шин триггеров  $Tz17$ — $Tz32$  распределителя поступают последовательно тактовые импульсы длительностью  $t_T = 4$  мксек и с определения полярности начинается обычный процесс поразрядного уравнивания запомненного напряжения  $u_x$  компенсирующим  $u_0$ , снимаемым с шунтирующего сопротивления  $R_2$ . При этом по сигналу сравнивающего устройства на каждом такте в соответствии с (1-10) может происходить включение триггера памяти  $Tz16$ , сигнал с которого после стробирования поступает с элемента  $\mathcal{E}35$  через один из элементов  $\mathcal{E}37$ — $\mathcal{E}51$  на сброс опрашиваемого на данном такте триггера разряда, после чего сигналом с элемента  $\mathcal{E}34$  триггер устанавливается в исходное состояние.

Процесс обычного поразрядного уравнивания продолжается до первого контрольного такта (тактовый импульс с  $Tz22$ ), на котором происходит проверка правильности процесса уравнивания в соответствии с соотношением (3-6). При возникновении динамической ошибки на предшествующих тактах преобразования  $СУ$  выдает сигнал, которым через элемент  $\mathcal{E}42$  производится изменение состояния триггеров старших разрядов и полярности. Триггер  $Tz6$  при этом «сбрасывается» и контрольное напряжение  $u_{к1}$  отключается.

Далее, при включении второго контрольного такта (тактовый импульс с  $Tz28$ ) процесс уравнивания контроля и коррекции повторяется. Четыре младших разряда ( $Tz11$ ,  $Tz13$ — $Tz15$ ) обрабатываются обычным образом и не корректируются. Результат преобразования в виде двоичного кода снимается с триггеров разрядов через ключи считывания ( $КС$ ) по сигналу триггера  $Tz32$  распределителя, от которого также срабатывает триггер цикла  $Tz35$ , прекращая работу мультивибратора. На этом один цикл работы АЦП заканчивается.

На рис. 6-9 приведена принципиальная схема АЗУ с общей отрицательной обратной связью. В состав АЗУ входят три интегральные схемы ИС1, ИС2, и ИС3 с общим коэффициентом усиления  $K \approx 40\,000$ . Интегральная схема ИС1 обеспечивает входное сопротивление АЗУ  $R_{вх} = 2 \div 5 \text{ Мом}$ . Ключ на полевом транзисторе Т1, управляемый от транзистора Т2, обеспечивает замыкание общей цепи на время  $t_{\phi} = 4 \text{ мксек}$  и заряд запоминающего конденсатора с постоянной времени разряда  $\tau_z = 0,3 \text{ мксек}$ . Эмиттерный повторитель на транзисторах Т3, Т4, Т5 позволяет получить большое входное сопротивление, необходимое для обеспечения малой погрешности разряда запомина-

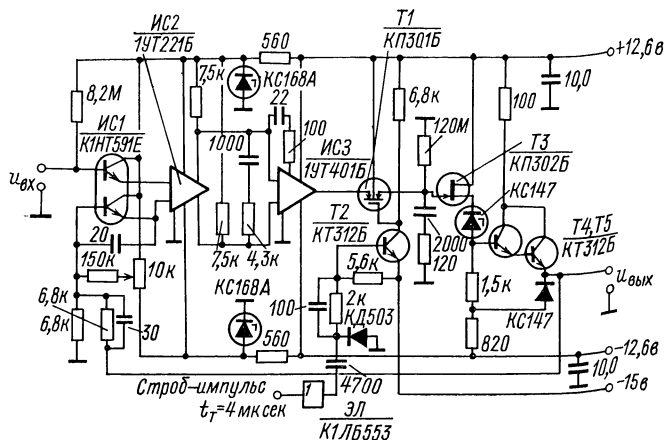


Рис. 6-9. Принципиальная схема АЗУ

нающего конденсатора, и низкое выходное сопротивление для обеспечения нагрузочной способности АЗУ. Коэффициент передачи напряжения АЗУ равен единице. Общая погрешность АЗУ составляет

$$\delta_{з.у} = 0,05\% . \quad (6-11)$$

Температурный дрейф нуля АЗУ не превышает  $u_{др} t = 250 \text{ мкВ/10 град}$ .

Сравнивающее устройство АЦП, принципиальная схема которого дана на рис. 6-10, состоит из входного эмиттерного повторителя на интегральной схеме ИС1 и усилителя на интегральной схеме ИС2 и транзисторе ПП1 с общим коэффициентом усиления  $K = 50\,000$ . Выходной каскад на транзисторе ПП2 служит для согласования с логическими элементами ЭЛ схемы управления АЦП. Входное сопротивление СУ составляет  $R_{вх} = 2 \div 5 \text{ Мом}$ , порог срабатывания  $u_{ср} < 40 \text{ мкВ}$ . Температурный дрейф СУ не превышает  $100 \text{ мкВ/10 град}$ . Время срабатывания СУ при сохранении чувствительности  $t_{ср} = 2 \div 3 \text{ мксек}$ , оно зависит от разности напряжений  $|u_x - u_0|$  на его входе.

Преобразователь кода в напряжение ПКН построен с делителем напряжения на схемных элементах сопротивления типа СЭС-16К с номиналом  $R = 10 \text{ ком}$ , на который через измерительные ключи подается образцовое напряжение  $E_0 = +10,24 \text{ в}$  от источника образцового напряжения  $ИОН_+$ . С помощью шунтирующего резистора  $R2$  с учетом сопротивлений резисторов  $R3$ ,  $R4$  и  $R1$  источника  $ИОН_-$  выходное напряжение ПКН обеспечивается равным  $u_0 = \pm 1,024 \text{ в}$ . Источник  $ИОН_+$  построен по обычной схеме стабилизатора напряжения на базе интегральных усилителей типа 1УТ401Б. Общая нестабильность источ-

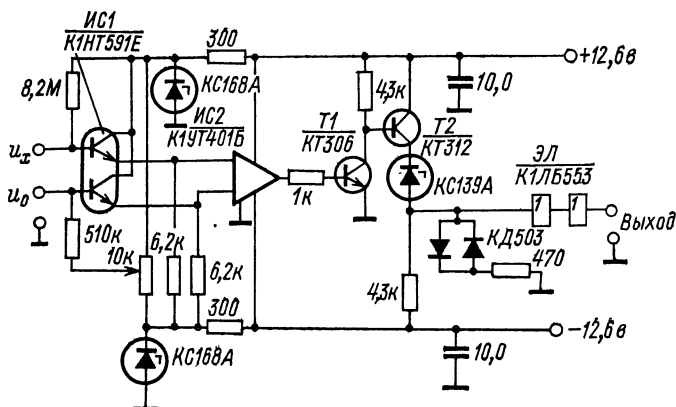


Рис. 6-10. Принципиальная схема сравнивающего устройства АЦП с АЗУ

ника образцового напряжения не превышала  $u_{ст} = 0,5 \div 1 \text{ мв}$ , а температурный дрейф составил  $u_{др} t = 0,5 \text{ мв/10 град}$ .

Измерительные ключи ПКН, как показано на рис. 6-11, построены на плоскостных транзисторах  $T2$  и  $T3$  с управлением от транзистора  $T1$ . Ключи имеют остаточное напряжение  $E_0 = 0,6 \pm 0,1 \text{ мв}$  и внутреннее сопротивление при токе базы  $I_б = 1,5 \text{ ма}$ , равное  $r_0 = 3 \pm 1,0 \text{ ом}$ . Экспериментально снятые зависимости включения и выключения ключа показаны на рис. 6-12, из которого видно, что время переключения ключа не превышает  $t_{кл} = 1,5 \text{ мсек}$ .

Однако быстродействие АЦП определяется не временем срабатывания СУ или временем переключения измерительных ключей, а динамикой процесса уравнивания в целом. На рис. 6-13 приведены динамические характеристики АЦП  $u_{уст} = \varphi_1(t)$  и  $u_{уст} = \varphi_2(u_0)$ , снятые экспериментально. Эти характеристики хорошо аппроксимируются зависимостью

$$u_{уст} = 0,5u_{0e} - \frac{t-t_0}{\tau}, \quad (6-12)$$

где  $t_0 = 0,5 \text{ мсек}$ ,  $\tau = 1,0 \text{ мсек}$ .

Из (6-12) при  $u_{01} = 1$  в (наибольшая величина динамической погрешности  $\delta_{\text{дин макс}} = \delta u_{\text{уст}}$  будет иметь место на такте определения полярности) можно определить длительность такта обычного АЦП поразрядного уравнивания, задавшись максимальной величиной динамической погрешности  $\delta_{\text{дин макс}} = 10^{-4}$  (т. е. 0,01%):

$$t_{T0} = \tau \ln \frac{0,5 u_{01}}{u_{\text{пр}} \delta_{\text{дин макс}}} + t_0 = 9,0 \text{ мксек.} \quad (6-13)$$

Использование двух ступеней последовательной коррекции динамических погрешностей в рассматриваемом АЦП с величи-

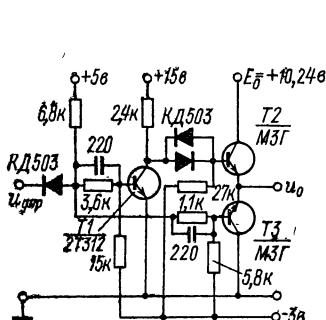


Рис. 6-11. Принципиальная схема измерительного ключа АЦП с АЗУ

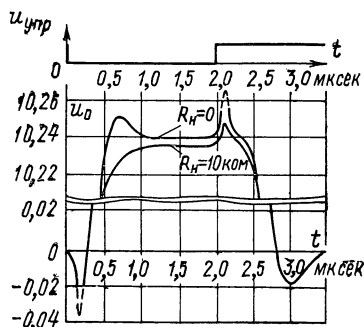


Рис. 6-12. Временная диаграмма работы измерительного ключа АЦП с АЗУ

нами контрольных напряжений  $u_{к1} = 32$  мв и  $u_{к2} = 2$  мв позволяет уменьшить длительность такта до величины, которую при заданной величине динамической погрешности  $\delta_{\text{дин макс}} = 10^{-4}$  можно определить с помощью формулы (3-21)

$$t_{T.к} = \tau \frac{-\ln \delta_{\text{дин макс}} + k \ln 2}{k + 1} + \ln 0,5 + t_0 = 3,3 \text{ мксек.} \quad (6-14)$$

Из сравнения видно, что коррекция позволяет уменьшить длительность такта в 2,7 раза. При построении АЦП длительность такта была принята равной  $t_T = 4$  мксек. При этом время преобразования АЦП без АЗУ равно общему числу тактов преобразования:

$$T_{\text{пр}} = 16 t_{T.к} = 64 \text{ мксек.} \quad (6-15)$$

С аналоговым запоминанием время преобразования будет

$$T_{\text{пр ЗУ}} = T_{\text{пр}} + t_{\phi} = 64 + 4 = 68 \text{ мксек.} \quad (6-16)$$

Общая максимальная погрешность АЦП при статической составляющей погрешности  $\delta_{0 \max} = 0,02\%$  составит величину без АЗУ

$$\delta_{\text{АЦП max}} = \delta_{0 \max} + \delta_{\text{дин max}} + \delta_{q \max} = 0,02 + 0,01 + 0,0125 \approx 0,05\%; \quad (6-17)$$

с АЗУ

$$\delta_{\text{АЦП ЗУ}} = \delta_{\text{АЦП max}} + \delta_{\text{АЗУ}} = 0,1\%. \quad (6-18)$$

На рис. 6-14 показана экспериментальная зависимость погрешности АЦП около точки шкалы  $u_x = 0,512$  в при использовании в АЦП коррекции динамической погрешности и без нее,

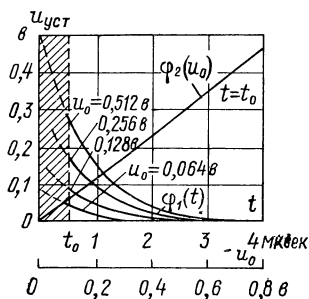


Рис. 6-13. Динамические характеристики установления процесса уравнивания АЦП с АЗУ



Рис. 6-14. Распределение погрешности АЦП около точки шкалы  $u_x \approx 0,512$  в при коррекции и без нее

когда преобразуется постоянный сигнал. Видно, что динамическая ошибка при выбранной длительности такта полностью корректируется. Определим граничную частоту спектра кодируемых АЦП входных сигналов при работе с АЗУ. С помощью формулы (4-48) при заданной максимальной величине динамической погрешности  $\delta_{\text{II дин max}} = 10^{-3}$  (т. е. 0,1%) и максимальной величине сигнала  $\delta u_{xm} = 1$  получим

$$f_B \leq \frac{\delta_{\text{II дин max}}}{2\pi\tau_3\delta u_{xm}} = 530 \text{ гц}. \quad (6-19)$$

При заданной величине среднеквадратичной динамической погрешности  $\sqrt{\delta_{\text{II дин}}^2} = 10^{-3}$  и дисперсии входного сигнала  $\delta_x = 1/3$  по формуле (4-46) для сигнала № 1 из табл. 4-1 получим

$$f_3 \approx \frac{\sqrt{\delta_{\text{II дин}}^2}}{2\sqrt{2\pi}\tau_3\delta_x} = 2000 \text{ гц}. \quad (6-20)$$

В случае кодирования гармонического сигнала (сигнал № 5 из табл. 4-1) при тех же параметрах получим

$$f_0 \approx \frac{\sqrt{\delta_{II \text{дин}}^2}}{2\pi\tau_3\delta_x} = 1600 \text{ гц.} \quad (6-21)$$

Рассмотренная схема преобразователя была реализована в АЦП типа Ф7044, входящим в систему сбора измерительной информации. Преобразователь выполнен на логических элементах серии 155 «Логика-2» в конструктивах АСЭТ. Габариты АЦП вместе с блоком питания составляют  $160 \times 180 \times 495 \text{ мм}$ .

### 6-3. Аналого-цифровой преобразователь с параллельной коррекцией динамических погрешностей

Как и использование АЗУ в АЦП, применение параллельной коррекции динамических погрешностей обеспечивает возможность расширения частотного спектра кодируемого с заданной точностью сигнала. На рис. 6-15 приведена функциональная схема 9-разрядного АЦП с двумя ступенями параллельной коррекции динамических погрешностей, возникающих за счет изменения сигнала во время преобразования. В состав АЦП входят входной усилитель ВУ; три сравнивающих устройства СУ1—СУ3; преобразователь кода в ток, состоящий из диодных ключей К2—К11, стабилизаторов тока на транзисторах Т2—Т11 и схемных элементах сопротивлений СЗС1—СЭС3; регистр триггеров полярности Тг2 и разрядов Тг3—Тг11; распределитель тактовых импульсов на триггерах Тг14—Тг23. Все элементы Э1—Э64 являются однотипными и представляют собой логические схемы типа ИЛИ—НЕ. Схема параллельной коррекции состоит из диодного ключа К1, стабилизатора тока на транзисторе Т1, триггера управления Тг1, триггеров памяти результатов сравнения с контрольными напряжениями Тг12 и Тг13 и схемы реверсивного переноса единицы в регистре триггеров разрядов Э16—Э38.

Диапазон преобразуемых сигналов преобразователя составляет  $u_{\text{пр}} = \pm 1,024 \text{ в}$ . Для создания отрицательного смещения при измерении двухполярных напряжений служит сопротивление резистора R3.

Работа АЦП происходит, как показано на временной диаграмме рис. 6-16. По сигналу запуска формирователь импульса (ФИ) выдает сигнал длительностью  $t_{\Phi} = 0,3 \text{ мксек}$ , которым все элементы схемы АЦП устанавливаются в исходное состояние. При этом элементом Э2 включается ключ полярности К2 и триггером Тг1 — ключ К1 эквивалентного контрольного напряжения  $u_{K1}$ . На входах I и II СУ3 устанавливается сумма положительных контрольных напряжений  $u_{K1} + u_{K2}$ , на входах I и II СУ2 — сумма отрицательных —  $(u_{K1} + u_{K2})$ . Контрольные напряжения для двух ступеней коррекции выбраны соответственно  $u_{K1} = 64 \text{ мв}$  и  $u_{K2} = 8 \text{ мв}$ . Контрольное напряжение второй ступени  $u_{K2}$  формируется с помощью делителя R6, R7 и подается на входы СУ постоянно.



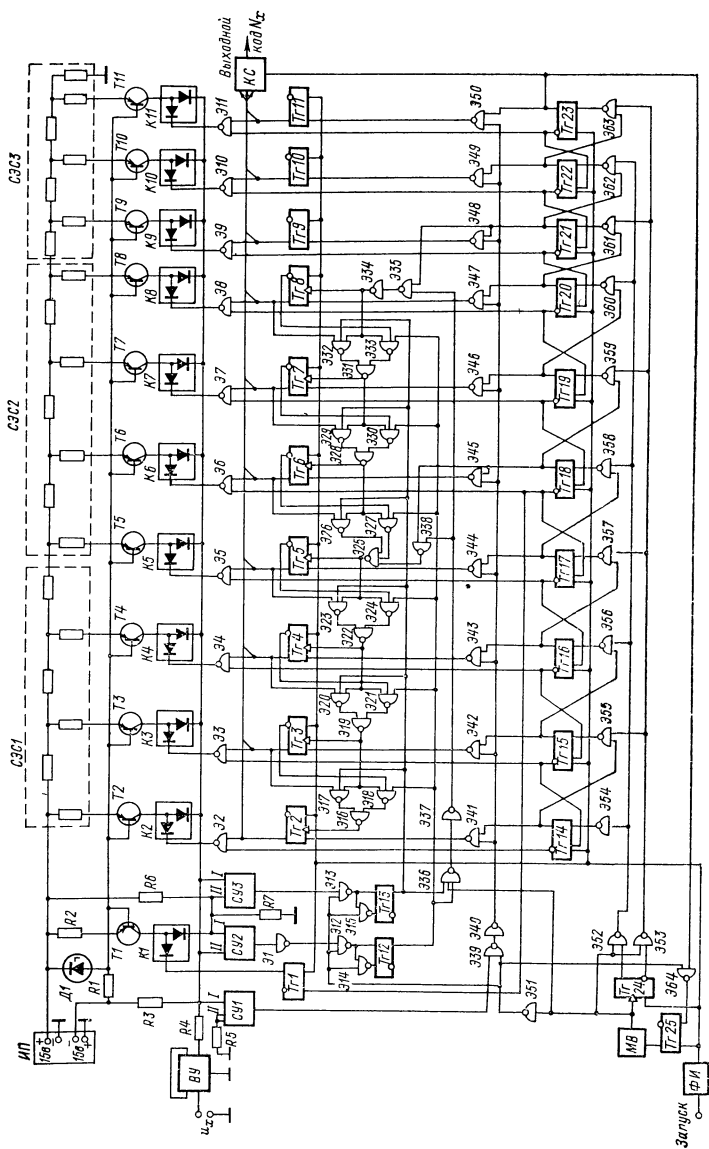


Рис. 6-15. Функциональная схема АЦП с параллельной коррекцией

По сигналу  $\Phi И$  срабатывает триггер цикла  $Tz25$ , от которого запускается мультивибратор  $МВ$  с тактовой частотой  $f_T = 1 \text{ МГц}$ . Триггер  $Tz24$  и элементы  $\mathcal{Э}52$  и  $\mathcal{Э}53$  формируют импульсы длительностью  $t = 0,5 \text{ мксек}$ , управляющие работой распределителя, с выходных шин триггеров  $Tz14—Tz23$  которого начинают последовательно поступать тактовые импульсы длительностью  $t_T = 1 \text{ мксек}$ . При этом включение ключей разрядов  $K2—K11$  на такте производится не сигналами триггеров разрядов  $Tz12—Tz11$ , а импульсами с распределителя через

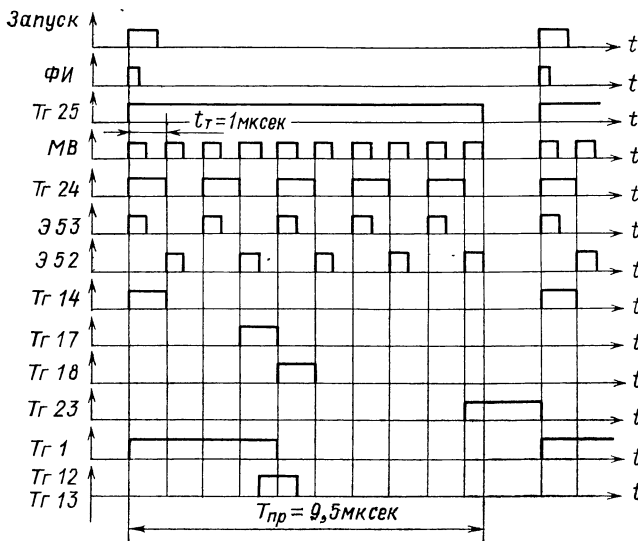


Рис. 6-16. Временная диаграмма работы АЦП с параллельной коррекцией

элементы  $\mathcal{Э}2—\mathcal{Э}11$ . Сравнивающее устройство  $СУ1$  по входу  $I$  производит сравнение напряжений на выходе  $ВУ$   $u_x$  и компенсационного, выделяемого на сопротивлении резистора  $R_4$ ,  $u_0 = R_4 I_0$  в соответствии с соотношением (1-10). При  $|u_x| < |u_0|$  с элемента  $\mathcal{Э}40$  после стробирования выходной сигнал  $СУ1$  поступает на элементы  $\mathcal{Э}41—\mathcal{Э}50$ , сигнал с выхода которых производит включение триггера опрашиваемого разряда. Если же  $|u_x| > |u_0|$ , то триггер опрашиваемого разряда не включается и на следующем такте его диодный ключ размыкается, отключая компенсационный ток  $I_0$  разряда от цепи уравнивания. Так процесс преобразования происходит до первого контрольного такта. На контрольном такте (тактовый импульс с триггера  $Tz17$ ) в соответствии с соотношением (3-8) сигнал от  $СУ2$  и  $СУ3$  при наличии динамической погрешности вызывает срабатывание одного из триггеров памяти  $Tz12$  или  $Tz13$ . На следующем такте

(с триггера  $T_{218}$ ) импульс со схемы ЭЗ8 производит добавление или вычитание единицы в регистре опрошенных разрядов  $T_{22}$ — $T_{25}$  и динамическая ошибка корректируется. При этом триггер  $T_{21}$  отключается и ключ  $K1$  размыкается, обеспечивая на входах  $СУ2$  и  $СУ3$  только контрольное напряжение второй ступени. На последующих тактах до второго контрольного процесса преобразования повторяется. Последние три разряда АЦП не корректируются. Импульс с триггера  $T_{223}$  производит опрос последнего разряда, триггер  $T_{225}$  «сбрасывается» в исходное состояние, и процесс преобразования заканчивается. С выхода ключей считывания  $КС$  снимается кодовый эквивалент преобразованного входного сигнала.

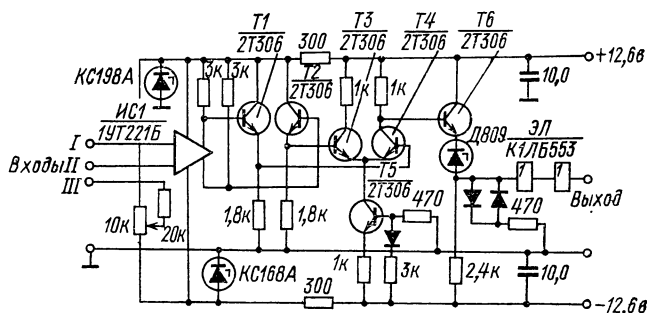


Рис. 6-17. Принципиальная схема сравнивающего устройства АЦП с параллельной коррекцией

На рис. 6-17 приведена принципиальная схема сравнивающего устройства, которая представляет собой двухкаскадный дифференциальный усилитель постоянного тока. Первый каскад построен на микросхеме ИС1, в которой коллекторные сопротивления для повышения быстродействия шунтированы сопротивлением величиной 3 ком. Второй каскад собран на транзисторах  $T3$  и  $T4$  с токостабилизатором на транзисторе  $T5$ . Для согласования каскадов между собой и выхода  $СУ$  со схемой АЦП в схему  $СУ$  введены эмиттерные повторители на транзисторах  $T3$ ,  $T4$  и  $T5$ . Порог срабатывания  $СУ$  составляет  $u_{ср} = 0,5 \div 1$  мв при дрейфе нуля, в течение 8 ч не превышающем  $u_{др} = 0,5$  мв. Быстродействие  $СУ$  определяется временем задержки переднего и заднего фронтов при импульсном входном сигнале и составляет величину  $t_{ср} = 150 \div 200$  нсек.

Преобразователь кода в ток, собранный на транзисторах типа 2Т361 и СЭС-16К с номиналом  $R_0 = 2$  ком, обеспечивает точность получения компенсирующего напряжения  $\Delta u_0 = 1$  мв, при этом время срабатывания диодного ключа на диодах типа КД503А составляет  $t_{кл} = 100$  нсек. Входной усилитель ВУ выполнен на интегральной схеме типа 1УТ401Б по схеме с общей отрицательной обратной связью с коэффициентом передачи, равным единице. Граничная полоса частот пропускания усилителя

не менее  $f_{гр} = 100$  кГц. Общая погрешность передачи входного напряжения на постоянном токе не превышает  $\delta_{в\tau} = 0,1\%$ .

Как видно из диаграммы на рис. 6-16, время преобразования АЦП определяется числом тактов преобразования и составляет

$$T_{пр} = 9,5 \text{ мксек.} \quad (6-22)$$

Общая максимальная погрешность АЦП при статической составляющей погрешности  $\delta_{0\max} = 0,3\%$  и отсутствии динамической погрешности от переходных процессов будет

$$\delta_{\text{АЦП max}} = \delta_{0\max} + \delta_{q\max} = 0,4\%. \quad (6-23)$$

Определим граничную частоту спектра кодируемых АЦП входных сигналов. Из формулы (3-52) для АЦП с параллельной коррекцией с  $n_{ст} = 3$ , используя (1-25), при заданной максимальной величине динамической погрешности  $\delta_{II\text{дин max}} = 4 \cdot 10^{-3}$  (т. е. 0,4%) и максимальной величине сигнала  $\delta u_{xm} = 1$  получим после решения трансцендентного уравнения

$$f_B \leq 510 \text{ гц.} \quad (6-24)$$

Для определения граничной частоты спектра входного сигнала АЦП с двумя ступенями коррекции при заданной величине среднеквадратичной динамической погрешности необходимо, строго говоря, провести все операции, изложенные в § 4-2. Для этого методом анализа диаграммы состояний необходимо найти аналитические зависимости постоянной и периодической составляющих погрешности от скорости изменения сигнала и, используя формулы (4-18) и (4-19), определить значение их средних квадратов. Однако для приближенной оценки можно получить выражения для величины динамической погрешности с любым числом ступеней коррекции, исходя из следующих соображений. Если считать, что динамическая погрешность АЦП с  $k$  ступенями коррекции на последнем такте преобразования соответствует некоторому АЦП1 с максимальным числом ступеней, но с вели-

чиной кванта, равной  $q_k = 2^{\frac{N}{k+1}}$ , а на последних тактах — обычному АЦП2 поразрядного уравнивания с числом разрядов, равным  $N_k = N/(k+1)$ , то, используя соотношения (4-21) и (4-10), получим

$$\overline{\delta_{II\text{дин}}^2} \approx 4\delta_x^2 \Omega^2 \left[ 0,24 + \left( \ln \frac{\Omega}{\Omega_k} \right)^2 + 1,6\delta_x \Omega 2^{\frac{N}{k+1}} \right],$$

где  $\Omega_k = \frac{\sqrt{2}}{\delta_x} 2^{\frac{N}{k+1}}$  и  $\Omega > \Omega_k$ .

В случае  $\Omega < \Omega_k$  можно пользоваться выражением

$$\overline{\delta_{II\text{дин}}^2} \approx 6,42 \delta_x^3 \Omega^3 2^{\frac{N}{k+1}},$$

откуда для величины среднеквадратичной динамической погрешности  $\sqrt{\delta_{1\text{дин}}^2} = 4 \cdot 10^{-4}$  и дисперсии входного сигнала  $\delta_x = 1/3$  при  $k = 2$  для сигнала № 1 из табл. 4-1 получим

$$f_{\text{э}} \approx 4000 \text{ гц.}$$

Для сравнения из (4-1) и (4-10) можно получить значения граничных частот входного сигнала, кодируемого АЦП поразрядного уравнивания, при тех же параметрах:  $f_{\text{в}} = 81 \text{ гц}$ ,  $f_{\text{э}} = 1000 \text{ гц}$ .

Видно, что использование параллельной коррекции весьма эффективно с точки зрения расширения частотного спектра кодируемого АЦП.

Рассмотренная схема преобразователя положена в основу разрабатываемого серийно АЦП типа Ф4222 с использованием логических элементов серии 155 «Логика-2».

В заключение можно отметить, что рассмотренные схемы параллельно-последовательного АЦП и АЦП с параллельной коррекцией динамических погрешностей при одинаковой используемой элементной базе, если не учитывать источников питания, будут иметь на 40—50% больше аппаратных затрат, чем обычный АЦП поразрядного уравнивания. При аналогичных характеристиках в АЦП с последовательной коррекцией динамических погрешностей будет больше аппаратных затрат только на 10—20%.

## ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Покажем, что в параллельно-последовательных АЦП с постоянной длительностью такта для любых  $i_0 \geq 2$  и  $j$  выполняется неравенство

$$|\delta u_{\text{уст}}(1, 1)_{\text{max}}| > \left| \sum_{i=1}^{i_0} \delta u_{\text{уст}}(i, j) \right|. \quad (\text{П1-1})$$

Из (2-5) и (2-8) с учетом принятых обозначений имеем

$$\delta u_{\text{уст}}(1, 1)_{\text{max}} = A \left[ \frac{P^m - 1}{P^m} \right]^s e^{-v_{\text{т}} + v_0}. \quad (\text{П1-2})$$

Из (2-5), (2-6) и (2-8) при  $x_{j, i-1} = 0$  и  $u_{x\text{т}}/u_{\text{пр}} = 1$  находим

$$\begin{aligned} \left| \sum_{i=1}^{i_0} \delta u_{\text{уст}}(i, j) \right| &= A e^{v_0} (1 - j P^{-m})^s e^{-v_{\text{т}} i_0} + \\ &+ A e^{v_0} \left( j \frac{P^m - 1}{P^m} \right)^s P^{-ms} e^{-v_{\text{т}}(i_0 - 1)} + \dots \\ &\dots + A e^{v_0} \left( j \frac{P^m - 1}{P^m} \right)^s P^{-ms(i_0 - 1)} e^{-v_{\text{т}}} = \\ &= A e^{-v_{\text{т}} i_0 + v_0} \left[ (1 - j P^{-m})^s + \right. \\ &\left. + \left( j \frac{P^m - 1}{P^m} \right)^s e^{v_{\text{т}}} \frac{(P^{-sm} e^{v_{\text{т}}})^{i_0 - 1} - 1}{P^{-sm} e^{v_{\text{т}}} - 1} \right]. \quad (\text{П1-3}) \end{aligned}$$

Из сравнения двух последних формул видно, что при некотором значении  $v_T \gg v_{T0}$  неравенство (П1-1) выполняется при условии

$$\left(\frac{P^m - 1}{P^m}\right)^s > e^{-v_{T0}(i_0 - 1)} \left[ (1 - jP^{-m})^s + \left(j \frac{P^m - 1}{P^{2m}}\right)^s e^{v_{T0}} \times \right. \\ \left. \times \frac{(P^{-ms} e^{v_{T0}})^{i_0 - 1} - 1}{P^{-ms} e^{v_{T0}} - 1} \right]. \quad (\text{П1-4})$$

Для худшего случая  $i_0 = 2$ ,  $j = j_{\max} = P^m - 1$  при  $s = 1$  значение  $v_{T0}$  определяется равенством (П1-4) и будет равно

$$v_{T0} = \ln \frac{P^m}{P^m - 1}.$$

Так как обычно  $v_T \gg 1$ , то неравенство (П1-1) всегда будет выполняться.

## ПРИЛОЖЕНИЕ 2

При  $v_T \gg m \ln P$  формула (3-17) принимает вид

$$\delta_{\text{стк}} = (A_0 P^{2m} e^{-2v_T} + A_{01} e^{-v_T}) C_1, \quad (\text{П2-1})$$

где

$$C_1 = \sum_{v=1}^k e^{-v_T} \sum_{i=v}^k (n_{\text{ст}i} - n_{\text{ст}v}) P^{-m} \sum_{i=1}^v (n_{\text{ст}i} - v). \quad (\text{П2-2})$$

Последнюю формулу можно преобразовать к виду

$$C_1 = P^{-m} \sum_{v=1}^k (n_{\text{ст}v} - k) \left[ e^{-v_T} \sum_{v=1}^{k-1} n_{\text{ст}, v+1} P^m \sum_{v=1}^{k-1} (n_{\text{ст}, v+1} - k + v) + 1 \right],$$

откуда при

$$v_T \gg \left( 1 - \frac{k - v}{\sum_{v=1}^{k-1} n_{\text{ст}, v+1}} \right) m \ln P \quad (\text{П2-3})$$

получаем

$$C_1 = P^{-m} \sum_{v=1}^k (n_{\text{ст}v} - k).$$

Так как  $\sum_{v=1}^{k-1} n_{\text{ст}, v+1} \approx n - n_{\text{ст}1}$ ,  $v = 1 \div (k-1)$  и  $k < n$ , то в (П2-3)

$$\frac{k - 1}{\sum_{v=1}^{k-1} n_{\text{ст}, v+1}} \ll 1,$$

следовательно, всегда  $v_T \gg m \ln P$ . Поэтому, полагая в (П2-1)  $A_{01} \gg A_0 P^{2m} e^{-v_T}$ , получим

$$\delta_{ст k} = A_{01} e^{-v_T P} \sum_{v=1}^k (n_{ст v} - k).$$

### ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Определим в формуле (4-7) сумму

$$C(i) = \sum_{\eta=1}^{2^{i-1}} \exp \left[ -\frac{1}{8\delta_x^2} \left( \frac{2\eta-1}{2^{i-1}} - 1 \right)^2 \right]. \quad (3П-1)$$

Используем формулу суммирования Эйлера—Маклорена [22], которая позволяет получить приближенное значение конечной суммы  $\sum_{\eta=0}^n \varphi(\eta)$ . Если производная  $\varphi^{(2m+2)}(\eta)$  существует и непрерывна при  $0 < \eta < n$  и при этом членами, содержащими числа Бернулли, можно пренебречь, то значение конечной суммы будет

$$\sum_{\eta=0}^n \varphi(\eta) = \int_0^n \varphi(x) dx + \frac{[\varphi(0) + \varphi(n)]}{2}. \quad (3П-2)$$

Произведя преобразования над (3П-1) с учетом (3П-2), после определения интеграла получим

$$C(i) = \sqrt{2\pi} \delta_x 2^{i-1} [\Phi_0(a_1) + \Phi_0(a_2)] + 0,5 (e^{-a_1^2/2} - e^{-a_2^2/2}), \quad (3П-3)$$

где  $\Phi_0(a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^a e^{-t^2/2} dt$  — интеграл вероятности,

$$a_1 = \frac{0,5}{\delta_x} [1 - 2^{-(i-1)}] \text{ и } a_2 = \frac{0,5}{\delta_x} [1 + 2^{-(i-1)}].$$

Когда число разрядов АЦП составляет  $N > 5$  и  $\delta_x < 1$ , то влияние составляющих суммы при малых  $i$  незначительно и формула (3П-3) принимает вид

$$C(i) = \sqrt{2\pi} \delta_x \cdot 2^{i-1}.$$

### ПРИЛОЖЕНИЕ 4

Найдем значение функции  $B(t, t - T_K) = \overline{u_x(t) \Delta_3(t - T_K)}$ . Используя (4-38), можно записать систему уравнений

$$B(t, t - T_K) = \alpha_3 \sigma_x^2 r(T_K) + \alpha_3 \alpha_p \sigma_x^2 r(2T_K) + \alpha_3 \alpha_p B(t, t - 2T_K),$$





## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алипов Н. В., Стахов А. П. Некоторые классы корректирующих алгоритмов.— В кн.: Труды семинара «Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи», вып. 1. Киев, 1969, с. 27—36.
2. Алипов Н. В. Алгоритмические и структурные методы повышения надежности функционирования преобразователей напряжение—код. Автореферат диссертации на соискание ученой степени канд. техн. наук, Харьков, ХИРЭ, 1970. 30 с.
3. Алексеев В. А. К оценке помехоустойчивости аналого-цифровых преобразователей.— «Автометрия», 1968, № 2, с. 94—97.
4. Афанасьев Г. К., Пешков А. Т., Сивицкий Г. И. Уменьшение динамической ошибки при преобразовании направления в код.— «Вестник Белорусского Государственного Университета им. В. И. Ленина», 1970, серия 1, № 2, с. 23—27.
5. Алексеев В. А., Касперович А. Н., Литвинов Н. В. Динамическая погрешность аналого-цифровых преобразователей с устройством фиксации уровня измеряемого напряжения.— «Автометрия», 1966, № 5, с. 31—36.
6. Белякова И. П., Островерхов В. В., Тихонов Э. П. К оценке частотного спектра сигнала, кодируемого аналого-цифровым преобразователем с фиксатором уровня.— «Труды Всесоюзного НИИ электроизмерительных приборов», 1970, № 5, с. 69—77.
7. Бендаж Дж., Пирсон Д. Измерение и анализ случайных процессов. (Пер. с англ.) М., «Мир», 1971. 408 с. с ил.
8. Борде Б. М. Динамические характеристики транзисторных переключателей и эффективность цифро-аналоговых преобразователей.— В кн.: Вычислительная техника в управлении. М., «Наука», 1966, с. 40—43.
9. Варлинский Н. Н. Исследование структурных схем и некоторых вариантов исполнения быстродействующих кодируемых преобразователей аналог—цифра. Автореферат на соискание ученой степени канд. техн. наук. Л., ЛЭТИ, 1969. 16 с.
10. Вашны Е. Динамика измерительных цепей. (Пер. с нем.) М., «Энергия», 1969. 288 с. с ил.
11. Воробьев С. А. Способ контроля исправностей цифро-аналогового преобразователя. Авт. свид. № 165583. Кл. 42 м.— «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1969, № 19, с. 45.
12. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. М., «Энергия», 1970. 400 с. с ил.
13. Григорьян-Чтенц Л. А., Дегтябев А. Д. Преобразователь напряжения в код. Авт. свид. № 185581. Кл. 42 м.— «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1966, № 17, с. 99.
14. Ефимов В. М., Рабинович В. И. О погрешности цифрового прибора, обусловленной изменением измеряемой вели

- чины за время измерения. — «Автометрия», 1967, № 2, с. 45—53.
15. **Ефимов В. М.** Квантование по времени при измерении и контроле, М., «Энергия», 1969. 88 с. с ил.
  16. **Ефимов В. М.** О динамической погрешности цифрового прибора при измерении мгновенных значений нормального процесса. — В кн.: Труды семинара «Вероятностные методы в измерении и контроле», 1968, вып. 1. Новосибирск, 1968, с. 46—51.
  17. **Иванов А. П.** Разработка инженерной методики сравнительного анализа структурных схем преобразователей напряжений в код. Автореферат диссертации на соискание ученой степени канд. техн. наук. Л., ЛИТМО, 1968. 24 с.
  18. **Иццоки Э. Л.** Определение необходимой частоты измерения величин при дискретном контроле. — «Автоматика и телемеханика», 1961, т. XXII, № 2, с. 27—30.
  19. **Касперович А. Н., Литвинов Н. В.** К анализу динамических ошибок, возникающих при измерениях цифровыми измерительными приборами поразрядного уравнивания. — «Автометрия», 1966, № 1, с. 22—26.
  20. **Касперович А. Н., Литвинов Н. В.** К вопросу о динамической ошибке цифрового прибора поразрядного уравнивания. — «Автометрия», 1967, № 2, с. 54—60.
  21. **Карпюк Б. В., Касперович А. Н.** Способ уравнивания напряжения в двухканальном аналого-цифровом преобразователе. Авт. свид. № 191223. Кл. 42 п. — «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки». 1967, № 3, с. 130.
  22. **Корн Г. и Корн Т.** Справочник по математике для научных работников и инженеров. М., «Наука», 1973, 832 с. с ил.
  23. **Кнюпфер А. П.** О динамической погрешности аналого-цифрового преобразования. — «Измерительная техника», 1968, № 9, с. 60—63.
  24. **Кондалев А. И.** Оценка тактовой частоты аналого-цифровых преобразователей. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1968, № 10, с. 20—25.
  25. **Кузнецов А. А., Кузнецов О. А.** Элементы быстродействующих аналого-цифровых преобразователей. М., «Энергия», 1969, 96 с. с ил.
  26. **Литвинов Н. В., Матушкин Г. Г.** Моделирование аналого-цифрового преобразования случайных процессов на ЭЦВМ с целью определения его динамической погрешности. — В кн.: Труды семинара «Методы и средства аналого-цифрового преобразования». Новосибирск. «Наука», СО, 1969, вып. 1, с. 17—28.
  27. **Литвинов Н. В.** Применение метода Монте-Карло для исследования статических характеристик динамической погрешности аналого-цифрового преобразования. — «Автометрия», 1969, № 2, с. 67—74.
  28. **Лифшиц Н. А., Пугачев В. Н.** Вероятностный анализ систем автоматического управления. Ч. I. М., «Сов. радио», 1963. 484 с. с ил.
  29. **Левин Б. Р.** Теоретические основы статической радиотехники. Кн. 2. М., «Сов. радио», 1969, 748 с. с ил.

30. **Маркюс Ж.** Дискретизация и квантование. М., «Энергия», 1969. 144 с. с ил.
31. **Москаленко Г. В.** Способ преобразования аналогового сигнала в цифровой код. Авт. свид. № 214205. Кл. 42 т.— «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1968, № 11, с. 118.
32. **Мут.** Номограмма для определения ошибки, обусловленной временем выборки.— «Электроника», 1971, № 1, с. 68—69.
33. **Новицкий П. В.** Основы информационной теории измерительных устройств. М., «Энергия», 1968. 248 с. с ил.
34. **Орнатский П. П.** Автоматические измерения и приборы. Киев, «Вища школа», 1973. 552 с. с ил.
35. **Островерхов В. В., Вальский Б. Г., Живилев Г. Г.** Об одной возможности повышения быстродействия аналого-цифровых преобразователей поразрядного уравнивания.— В кн.: Тезисы докладов VI научно-технической конференции «Кибернетические пути совершенствования измерительной аппаратуры», Л., 1967, с. 56—58.
36. **Островерхов В. В., Живилев Г. Г.** Быстродействующий аналого-цифровой преобразователь.— В кн.: Материалы к краткосрочному семинару «Элементы и устройства цифровых вычислительных и управляющих систем». Л., 1969, с. 86—92.
37. **Патент США «Аналого-цифровой преобразователь»,** № 3.216.001 кл. 34037, опублик. 2.11.1965.
38. **Патент США «Аналого-цифровой преобразователь»** № 3.253.130 кл. 34037, опублик. 24.05.1966.
39. **Патент США «Способ уменьшения времени переходного процесса в цифро-аналогом преобразователе»,** § 3.307.173 кл. 34037, опублик. 28.02.1967.
40. **Патент США «Аналого-цифровой преобразователь»** № 3.384.889 кл. 34037, опублик. 21.05.1968.
41. **Патент США «Аналого-цифровой преобразователь»** № 3.298.014 кл. 34037, опублик. 10.01.1967.
42. **Пронин Е. Г.** Анализ возможности уменьшения времени преобразования в преобразователях напряжения в код.— «Автометрия», 1966, № 2, с. 28—32.
43. **Патерикин В. И.** Устройство защиты от перегрузки высокочувствительного нуля-органа аналого-цифрового преобразователя.— В кн.: Труды семинара «Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи», Киев, 1968, № 1, с. 15—18.
44. **Патерикин В. И.** Разработка и исследование высокочувствительных быстродействующих устройств сравнения для аналого-цифровых преобразователей. Автореферат диссертации на соискание ученой степени канд. техн. наук, Киев, Институт кибернетики, 1970. 24 с.
45. **Рыжик И. М., Градштейн Н. С.** Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М., «Наука», 1971. 1108 с.
46. Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи. Л., «Энергия», 1967, 312 с. с ил. Авт.: **В. Б. Смолов, Н. А. Смирнов, Е. П. Угрюмов, В. К. Шмидт, В. С. Фомичев, Е. А. Чернявский, Р. И. Грушвицкий.**

47. **Сиверский П. Н.** Об одном способе уменьшения динамической погрешности результата аналого-цифрового преобразования с поразрядным уравниванием. В кн.: Труды семинара «Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи». Киев, 1968, вып. 1. с. 30—34.
48. Основы теории оптимальных автоматических систем И., «Наука», 1966, 923 с. с ил. Авт.: **А. А. Фельдбаум, А. Д. Дудыкин, А. П. Моноцев, Н. П. Миголюбов.**
49. **Хлистунов В. Н.** Основы цифровой электроизмерительной техники. М., «Энергия», 1966 346. с. с ил.
50. **Харченко Р. Р.** Коррекция динамических характеристик электроизмерительных приборов и преобразователей. — «Приборостроение», 1956, № 2, с. 21—26.
51. **Шмидт В. К.** Исследование процесса аналого-цифрового преобразования и структурных методов повышения точности преобразователей напряжения в код. Автореферат диссертации на соискание ученой степени канд. техн. наук, Л. ЛЭТИ, 1967, 24 с.
52. **Шлыков Г. П.** О быстродействии и динамической погрешности цифровых измерительных приборов с параллельно-последовательным уравниванием. — «Автометрия», 1968, № 3, с. 82—89.
53. **Шляндин В. М.** Электроизмерительные цифровые приборы прямого уравнивания. — «Измерительная техника», 1965, № 7, с. 13—15.
54. **Шляндин В. М., Шлыков Г. П., Сафронова К. В.** Способ измерения быстроизменяющегося напряжения. Авт. свид. № 197004, Кл. 21e. — «Открытия: Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1967, № 12, с. 72.
55. **Barr P.** Influence of Aperture-time and Conversion Rate on the Sampling Accuracy of A-D-Converters. — «Data Systems Engineering» 9, 1964, N 5, p. 152—155 with il.
56. **Eller K.** Neue Prinzipien zur Analog Digital Umwandlung und deren optimal Auslegung. — «Frequenz», 17, 1963, N 10, S. 364—370 mit il.
57. **Friauf W.** Dynamic characteristics of analog-digital converters. — «Instrum. and Control Syst.», 38, N 1, 1965, p. 97—80 with il.
58. **Gorbatenko G. G.** Hing performs parallelserial analog-to-digital converter with error correction. — «IEEE Internat. Convent. Rec.» 14, 1966, N 3, p. 88—92 with il.
59. **Oudait M.** Modes du conversion analogique-numerieue et voltmetres numeriques. — «Electronique Industrielle», 1968, N 112, p. 257—262 with il.
60. The Digital Logic Handbook. 1966-67 Edition. Flip-chip is trademark of Digital Equipment Corporation, Maynard, Massachusetts. p. 328.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Введение . . . . .	5
<b>Глава первая. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ . . . . .</b>	<b>9</b>
1-1. Общие положения. Параллельно-последовательные АЦП . . . . .	—
1-2. Динамические погрешности и их оценки . . . . .	17
1-3. Взаимосвязь характеристик АЦП и кодируемого сигнала . . . . .	21
1-4. Общие методы уменьшения динамических погрешностей АЦП . . . . .	24
<b>Глава вторая. ВЛИЯНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В АЦП НА ВЫБОР ЕГО ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ . . . . .</b>	<b>27</b>
2-1. Оптимальные соотношения между погрешностью дискретности и динамической погрешностью АЦП . . . . .	—
2-2. Повышение быстродействия АЦП при организации переменной длительности такта . . . . .	34
2-3. Определение среднего квадрата динамической погрешности АЦП . . . . .	38
2-4. Уменьшение динамической погрешности от переходных процессов . . . . .	47
<b>Глава третья. АВТОМАТИЧЕСКАЯ КОРРЕКЦИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПРИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОМ ПРЕОБРАЗОВАНИИ . . . . .</b>	<b>51</b>
3-1. Структуры и алгоритмы работы АЦП с автоматической коррекцией динамических погрешностей . . . . .	—
3-2. Основные соотношения при коррекции динамических погрешностей от переходных процессов . . . . .	64
3-3. Основные соотношения при коррекции динамических погрешностей от изменения входного сигнала . . . . .	73
3-4. Применение метода анализа диаграмм состояний для определения аналитической зависимости величины динамической погрешности от скорости изменения входного сигнала . . . . .	78
3-5. Одновременная коррекция динамических погрешностей от переходных процессов и изменения входного сигнала . . . . .	90

**Глава четвертая. ДИНАМИЧЕСКИЕ ПОГРЕШНОСТИ И ОЦЕНКА ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА СИГНАЛОВ, КОДИРУЕМЫХ АЦП . . 95**

- 4-1. Оценка граничной частоты спектра сигналов, кодируемых АЦП поразрядного уравнивания . . . . . —
- 4-2. Зависимость динамической погрешности от частотного спектра сигналов, кодируемых АЦП с коррекцией . . 102
- 4-3. Динамические погрешности аналоговых запоминающих устройств . . . . . 111
- 4-4. Кодирование быстроизменяющихся сигналов следящими АЦП . . . . . 116
- 4-5. Сравнительная оценка рассмотренных АЦП . . . . . 120

**Глава пятая. НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ КОДИРОВАНИЯ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ 124**

- 5-1. Влияние динамических погрешностей аналого-цифрового преобразования на точность вычисления статистических характеристик сигнала . . . . . —
- 5-2. Восстановление сигнала по дискретным отсчетам при наличии динамических погрешностей преобразования . . 137
- 5-3. Искажение аналого-цифровым преобразователем частотного спектра кодируемого сигнала . . . . . 141

**Глава шестая. РЕАЛИЗАЦИЯ СХЕМ АЦП С УЧЕТОМ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ . . . . . 144**

- 6-1. Параллельно-последовательный АЦП с переменной длительностью такта . . . . . —
- 6-2. Аналого-цифровой преобразователь с аналоговым запоминающим устройством . . . . . 152
- 6-3. Аналого-цифровой преобразователь с параллельной коррекцией динамических погрешностей . . . . . 159
- Приложение 1 . . . . . 164
- Приложение 2 . . . . . 165
- Приложение 3 . . . . . 166
- Приложение 4 . . . . . —
- Список литературы . . . . . 168

**Вадим Васильевич Островерхов**

## **ДИНАМИЧЕСКИЕ ПОГРЕШНОСТИ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

Редактор Ю. В. Долгополова  
Художественный редактор Г. А. Гудков  
Технический редактор О. С. Житникова  
Корректор А. Ф. Кузнецова

Сдано в набор 8/X 1974 г. Подписано к печати 20/I 1975 г.  
М-23534. Формат 84 × 108/32. Бумага типографская № 3.  
Усл.-печ. л. 9,24. Уч.-изд. л. 10,15. Тираж 8000 экз.  
Заказ № 2127 Цена 65 коп.

Ленинградское отделение издательства «Энергия»,  
192041, Ленинград, Марсово поле, 1.

Ленинградская типография № 4 Союзполиграфпрома при  
Государственном комитете Совета Министров СССР по делам  
издательств, полиграфии и книжной торговли.  
196126, Ленинград, Ф-126, Социалистическая ул., 14.



**Издательство «ЭНЕРГИЯ»**

---

**ГОТОВЯТСЯ К ИЗДАНИЮ СЛЕДУЮЩИЕ КНИГИ**

**Азизов А. М., Гордов А. Н.** Точность измерительных преобразователей. Объем 16 л. Ориентировочная цена 1 р. 10 к.

В книге рассматриваются вопросы динамической и статической точности измерительных преобразователей с сосредоточенными и распределенными параметрами, преобразователей температур, скоростей, ускорений, давлений. Исследование точности измерительных преобразователей проведено в обобщенной форме, что делает возможным использование полученных результатов во многих областях измерений.

Книга предназначена для инженерно-технических и научных работников, связанных с практикой измерений, а также для студентов, занимающихся вопросами проектирования измерительных приборов.

**Глазунов М. Ф., Митрофанов Н. П.** Термоэмиссионные измерительные преобразователи. Объем 5 л. Ориентировочная цена 27 коп.

Даны описание, характеристики и параметры термоэмиссионных измерительных преобразователей, применяемых для измерения энергетических параметров сигнала, шума и отношения сигнала к шуму. Приводится анализ погрешностей измерения.

Книга предназначена для инженеров и техников, работающих в области радиотехнических измерений.





**Гутников В. С.** Применение операционных усилителей в измерительной технике. Объем 7 л. Ориентировочная цена 37 коп.

В книге рассматривается большое число разнообразных функциональных узлов на основе операционных усилителей, а также особенности их реализации.

Книга предназначена для инженеров и техников, занятых разработкой и эксплуатацией электронной измерительной аппаратуры, устройств автоматики и измерительной техники. Она может быть также полезна студентам соответствующих специальностей вузов.

**Шушков Е. И., Цодиков М. Б.** Многоканальные аналого-цифровые преобразователи. Объем 13 л. Ориентировочная цена 76 коп.

В книге рассматриваются принципы построения и особенности использования многоканальных аналого-цифровых преобразователей в сложных цифровых системах измерения, контроля и управления, работающих с разделением времени.

Книга предназначена для инженеров и техников, занимающихся разработкой и использованием многоканальных систем измерения, контроля и управления, а также для преподавателей и аспирантов электро- и радиотехнических вузов.

Заказы на книги принимаются всеми магазинами, имеющими отделы «Книга — почтой», также по адресам:

*Москва, К-31, ул. Петровка, 15,  
магазин Москниги № 8*

*Ленинград, М-66, Московский пр., 189  
магазин Ленкниги № 92 «Энергия»*

Цена 65 коп.

