

## ГЛАВА 2

# ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ

- Дискретизация аналоговых сигналов по времени
- Статические передаточные функции АЦП и ЦАП и погрешности по постоянному току
- Погрешности по переменному току в тракте преобразователя данных
- Динамические характеристики ЦАП

а

## ГЛАВА 2

# ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ

*Уолт Кестер, Джеймс Брайэнт*

### ВВЕДЕНИЕ

Блок-схема типичной дискретной системы ЦОС представлена на рис. 2.1. Обычно, прежде чем подвергнуться реальному аналого-цифровому преобразованию, аналоговый сигнал проходит через цепи нормализации, которые выполняют такие функции, как усиление, аттенюация (ослабление) и фильтрация. Для подавления нежелательных сигналов вне полосы пропускания и предотвращения наложения спектров (aliasing) необходим фильтр низкой частоты или полосовой фильтр.

### СТРУКТУРА ДИСКРЕТНОЙ СИСТЕМЫ

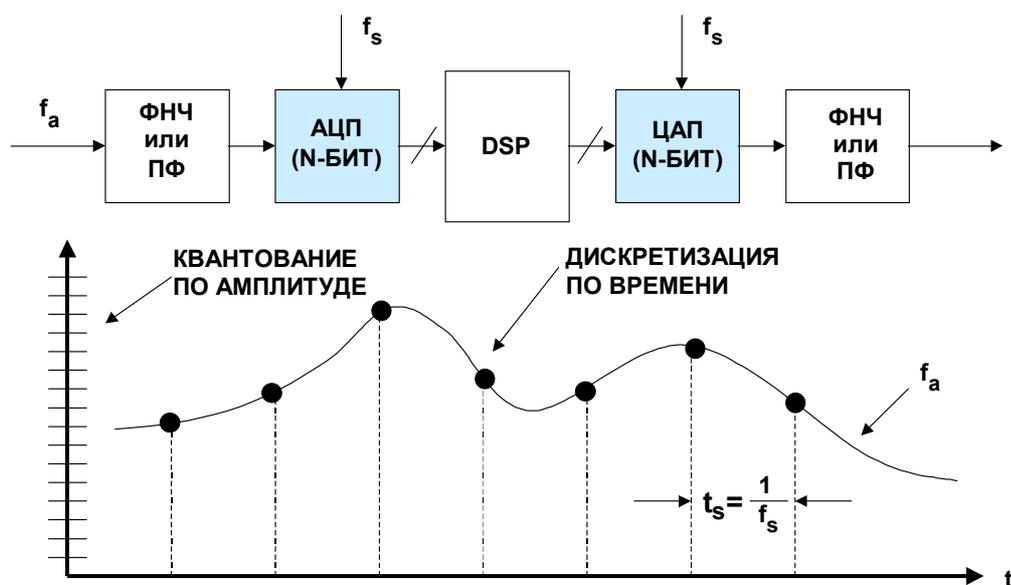


Рис. 2.1

На рис. 2.1 представлена система, работающая в реальном масштабе времени. В ней АЦП непрерывно дискретизирует сигнал с частотой, равной  $f_s$ , и выдает новый отсчет процессору ЦОС (DSP) с такой же частотой. Для обеспечения работы в реальном масштабе времени DSP должен закончить все вычисления в пределах интервала дискретизации  $1/f_s$  и передать выходной отсчет на ЦАП до поступления следующего отсчета с АЦП. В качестве примера типичной функции DSP может выступать цифровой фильтр.

В случае использования алгоритма БПФ, блок данных загружается в память DSP. Пока работает алгоритм БПФ, тем временем новый блок данных загружается в память для обеспечения работы в реальном масштабе времени. DSP должен вычислить БПФ в течение интервала передачи данных, чтобы быть готовым к процессу обработки следующего блока данных.

а

Обратите внимание, что ЦАП требуется только в том случае, когда данные необходимо преобразовать обратно в аналоговый сигнал (например, в случае голосового или звукового приложения). Во многих приложениях после первоначального аналого-цифрового преобразования сигнал остается в цифровом формате. Кроме того, существуют устройства подобные CD-проигрывателю, в которых DSP отвечает исключительно за формирование сигнала на ЦАП. В случае использования ЦАП, на его выходе для подавления нежелательных гармоник необходимо применять фильтр (anti-imaging filter).

В реальных процессах аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования есть два ключевых этапа: дискретизация по времени и квантование по амплитуде, которые определяют разрешающую способность данных операций. Понимание этих моментов является основополагающим фактором в оценке приложений ЦОС.

## ДИСКРЕТИЗАЦИЯ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ ПО ВРЕМЕНИ

Концепции дискретизации по времени и квантования по амплитуде аналогового сигнала иллюстрируются на рис. 2.1. Выборка непрерывных аналоговых данных должна осуществляться через интервал дискретизации  $t_s = 1/f_s$ , который необходимо тщательно выбирать для точного представления первоначального аналогового сигнала. Ясно, что чем больше число отсчетов (более высокие частоты дискретизации), тем более точным будет представление сигнала в цифровом виде, тогда как в случае малого числа отсчетов (низкие частоты дискретизации) может быть достигнуто критическое значение частоты дискретизации, при котором теряется информация о сигнале. Это следует из известного критерия Найквиста, сформулированного на рис.2.2.

### КРИТЕРИЙ НАЙКВИСТА

- Частота дискретизации  $f_s$  сигнала с шириной полосы  $f_a$  должна удовлетворять условию  $f_s > 2f_a$ , в противном случае информация о сигнале будет потеряна
- Эффект наложения спектров возникает, когда  $f_s < 2f_a$
- Эффект наложения спектров широко используются в таких задачах, как прямое преобразование ПЧ в цифровую форму

Рис. 2.2

Проще говоря, критерий Найквиста требует, чтобы частота дискретизации была по крайней мере вдвое больше полосы сигнала, в противном случае информация о сигнале будет потеряна. Если частота дискретизации меньше удвоенной полосы аналогового сигнала, возникает эффект, известный как наложение спектров (aliasing).

Для понимания смысла наложения спектров как во временной, так и в частотной областях сначала рассмотрим случай представления во временной области выборки одного тонального сигнала синусоидальной формы, показанный на рис.2.3. В этом примере частота дискретизации  $f_s$  лишь немного больше частоты аналогового входного сигнала  $f_a$ , что не удовлетворяет критерию Найквиста. Обратите внимание, что в действительности сделанная выборка соответствует сигналу, частота которого равна разности частот дискретизации и частоты исходного сигнала  $f_s - f_a$ . Соответствующее представление этого примера в частотной области показано на рис.2.4, б.

а

Далее рассмотрим случай выборки с частотой  $f_s$  одночастотного сигнала синусоидальной формы частоты  $f_a$ , осуществленной идеальным импульсным дискретизатором (см. рис.2.4, А). Как и в предыдущем случае, примем, что  $f_s > 2f_a$ . В частотном спектре на выходе дискретизатора видны гармоники (aliases или images) исходного сигнала, повторяющиеся с частотой  $f_s$ , то есть на частотах, равных  $|\pm Kf_s \pm f_a|$ , где  $K = 1, 2, 3, 4, \dots$

### ЭФФЕКТ НАЛОЖЕНИЯ СПЕКТРОВ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

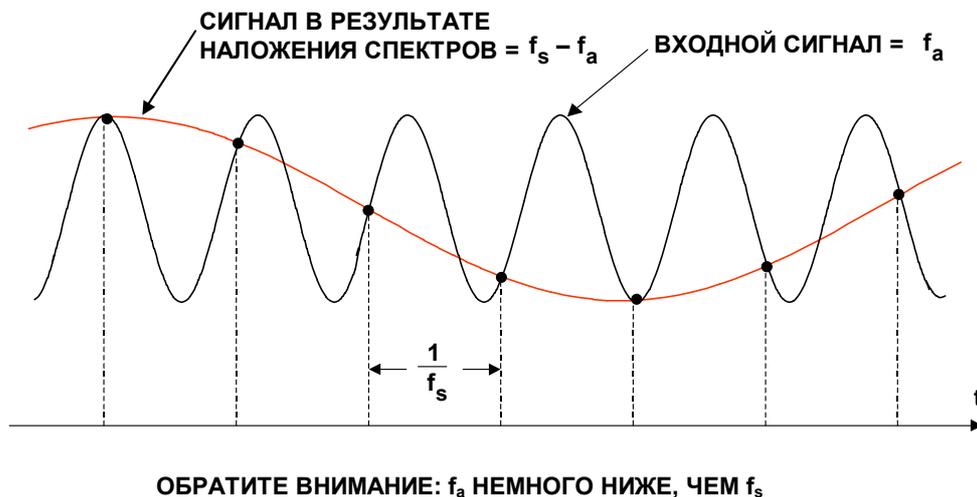


Рис. 2.3

### АНАЛОГОВЫЙ СИГНАЛ С ЧАСТОТОЙ $f_a$ , ДИСКРЕТИЗИРОВАННЫЙ ИДЕАЛЬНЫМ АЦП С ЧАСТОТОЙ $f_s$ , ИМЕЕТ СОСТАВЛЯЮЩИЕ НА ЧАСТОТАХ $|\pm Kf_s \pm f_a|$ , $K = 1, 2, 3, \dots$

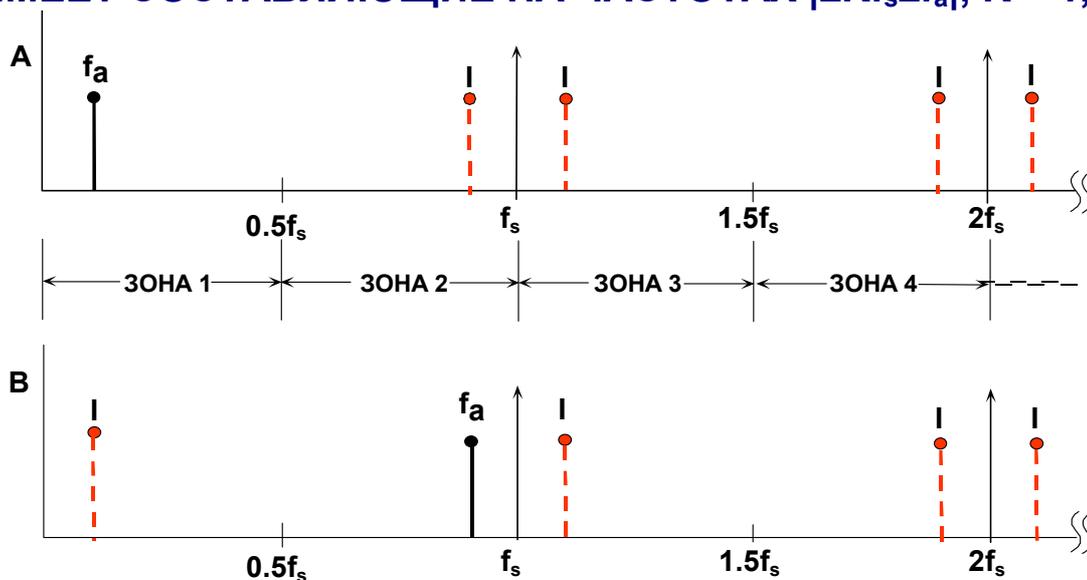


Рис. 2.4

а

Частотная зона Найквиста определяется как полоса спектра от 0 до  $f_s/2$ . Частотный спектр разделен на бесконечное число зон Найквиста, каждая по  $0,5 f_s$ . На практике идеальный дискретизатор заменяется на АЦП, используемый совместно с процессором БПФ. БПФ-процессор обеспечивает присутствие на выходе только компонент сигналов, частоты которых попадают в первую зону Найквиста, то есть, в полосу от 0 до  $f_s/2$ .

Теперь рассмотрим случай, когда частота сигнала выходит за пределы первой зоны Найквиста (рис.2.4 В). Частота сигнала немного меньше частоты дискретизации, что соответствует условию, представленному во временной области на рис.2.3. Обратите внимание, что даже при том, что сигнал находится вне первой зоны Найквиста, его составляющая  $f_s - f_a$  попадает внутрь зоны. Возвращаясь к рис.2.4 А, поясним, что, если нежелательный сигнал появляется в области любой из гармоник частоты  $f_a$ , он также возникает и на частоте  $f_a$ , приводя, таким образом, к появлению побочного частотного компонента в первой зоне Найквиста.

Такой процесс подобен работе смесителя, используемого для детектирования аналоговых сигналов. При этом подразумевается, что перед дискретизатором (или АЦП) осуществляется фильтрация, подавляющая компоненты, частоты которых находятся вне полосы Найквиста и после дискретизации попадают в ее пределы. Рабочая характеристика фильтра будет зависеть от того, как близко частота внеполосного сигнала отстоит от  $f_s/2$ , а также будет определяться величиной требуемого подавления.

## **ФИЛЬТРЫ ДЛЯ УСТРАНЕНИЯ ЭФФЕКТА НАЛОЖЕНИЯ СПЕКТРОВ (АНТИАЛАЙЗИНГОВЫЕ ФИЛЬТРЫ)**

Говоря о дискретизации низкочастотного сигнала (огибающей сигнала или видеосигнала) подразумевают, что подлежащий дискретизации сигнал лежит в первой зоне Найквиста. Важно обратить внимание на то, что без фильтрации на входе идеального дискретизатора любой частотный компонент (сигнал или шум), который находится за пределами "полосы Найквиста", в любой зоне Найквиста будет создавать НЧ-составляющую в первой зоне Найквиста. По этой причине ФНЧ используется почти со всеми АЦП для подавления нежелательных сигналов.

Важно правильно определить характеристики НЧ-фильтра. Первым шагом является получение характеристик сигнала, подлежащего дискретизации. В случае, когда наивысшая из интересующих нас частот равна  $f_a$ , фильтр пропускает сигналы, лежащие в полосе частот от 0 до  $f_a$ , тогда как сигналы с частотой выше  $f_a$  ослабляются.

Предположим, что частота сопряжения фильтра равна  $f_a$ . На рис.2.5а показан эффект, обусловленный переходом сигнала ненулевой амплитуды от минимального до максимального ослабления в динамическом диапазоне системы.

Возможно, что во входном сигнале присутствуют существенные компоненты с частотой, большей максимальной частоты  $f_a$ . Диаграмма показывает, как эти компоненты с частотой выше  $f_s - f_a$  дают НЧ-составляющую внутри полосы от 0 до  $f_a$ . Эти НЧ-составляющие неотличимы от реальных сигналов и поэтому ограничивают динамический диапазон значением, которое на диаграмме показано как DR.

Некоторые авторы рекомендуют устанавливать параметры ФНЧ, принимая во внимание частоту Найквиста  $f_s/2$ , но это предполагает, что ширина полосы сигнала находится от 0 до  $f_s/2$ , что случается редко. В примере на рис.2.5 а НЧ-составляющие, которые попадают в диапазон между  $f_a$  и  $f_s/2$ , не представляют для нас интереса и не ограничивают динамический диапазон.

а

Переходная зона ФНЧ определяется частотой сопряжения  $f_a$ , частотой полосы задержки  $f_s - f_a$  и требуемым затуханием в полосе задержки DR. Динамический диапазон системы выбирается исходя из требований точности воспроизведения сигнала.

## ИЗБЫТОЧНАЯ ДИСКРЕТИЗАЦИЯ УМЕНЬШАЕТ ТРЕБОВАНИЯ К КРУТИЗНЕ СПАДА ФНЧ

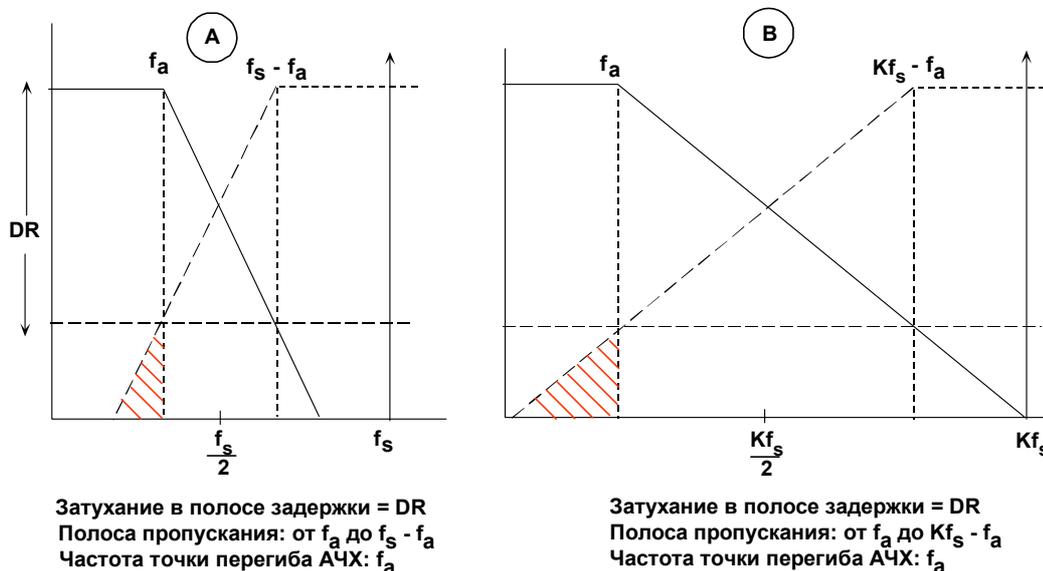


Рис. 2.5

При всех прочих равных условиях фильтры становятся более сложными по мере того, как увеличивается крутизна спада. Например, фильтр Баттерворта дает ослабление 6 дБ на октаву для каждого порядка. Для достижения ослабления 60 дБ в диапазоне от 1 МГц до 2 МГц (1 октава) требуется как минимум фильтр 10-го порядка – это нетривиальный фильтр, весьма трудный в разработке.

Поэтому для высокоскоростных приложений, требующих более высокой крутизны спада и меньшей неравномерности в рабочей полосе при линейной фазовой характеристике, больше подходят фильтры других типов. В частности, этим критериям удовлетворяют часто применяемые эллиптические фильтры. Существуют компании, специализирующиеся на поставках заказных аналоговых фильтров. В качестве примера можно привести компанию TTE (Приложение 1).

Из этого обсуждения видно, как недостаточная крутизна спада ФНЧ может компенсироваться более высокой частотой дискретизации АЦП. Выбрав более высокую частоту дискретизации (избыточную дискретизацию), мы уменьшаем требование к крутизне спада и, следовательно, сложность фильтра за счет использования более быстрого АЦП с более высокой скоростью обработки данных. Это иллюстрирует рис.2.5 б, на котором показан эффект, возникающий при увеличении частоты дискретизации в  $K$  раз, в то время как требования к частоте сопряжения  $f_a$  и к динамическому диапазону DR остаются на прежнем уровне. Более пологий спад делает этот фильтр проще для проектирования, чем в случае рис.2.5 а.

Процесс проектирования ФНЧ начинается с выбора начальной частоты дискретизации от  $2,5 f_a$  до  $4 f_a$ . Определим характеристики фильтра, основанные на требуемом динамическом диапазоне, и посмотрим, является ли такой фильтр реализуемым с учетом ограничения стоимости системы и работы. Если реализация окажется невозможной,

а

полезно рассмотреть вариант с более высокой частотой дискретизации, для которого, возможно, потребуется более быстрый АЦП. Следует отметить, что  $\sigma$ - $\delta$ -АЦП изначально являются преобразователями с избыточной дискретизацией, и данное обстоятельство существенно ослабляет требования к ФНЧ, что является дополнительным плюсом данной архитектуры.

Требования к ФНЧ могут быть несколько ослаблены, когда вы уверены, что сигнал с частотой, которая попадает в полосу задержки  $f_s - f_a$ , никогда не достигнет амплитуды основного сигнала. Во многих приложениях появление таких сигналов на этой частоте действительно маловероятно. Если максимум сигнала в полосе частот  $f_s - f_a$  никогда не превысит  $X$  дБ над амплитудой основного сигнала, то требования к затуханию в полосе задержки фильтра может быть уменьшено на ту же самую величину. Новое требование к затуханию в полосе задержки  $f_s - f_a$  основано на понимании того факта, что в этом случае значение подавляемого сигнала составляет  $DR-X$  дБ. В случае реализации этого варианта будьте внимательны при устранении любых шумов, частоты которых могут быть выше частоты  $f_a$  – это нежелательные сигналы, которые также будут создавать НЧ-составляющую в полосе сигнала.

### Субдискретизация (Undersampling)

(гармоническая дискретизация (Harmonic Sampling), дискретизация модулированных сигналов (Bandpass Sampling), дискретизация на промежуточной частоте (ПЧ), IF Sampling, прямое преобразование ПЧ в цифровую форму)

К настоящему моменту мы рассмотрели случай дискретизации низкочастотных сигналов (видеосигналов или огибающих), когда все интересующие нас сигналы лежат в первой зоне Найквиста. На рис.2.6 А представлен случай, когда полоса подлежащих дискретизации сигналов ограничена первой зоной Найквиста и в остальных зонах Найквиста имеются боковые частотные компоненты.

## ДИСКРЕТИЗАЦИЯ НА ГАРМОНИКАХ

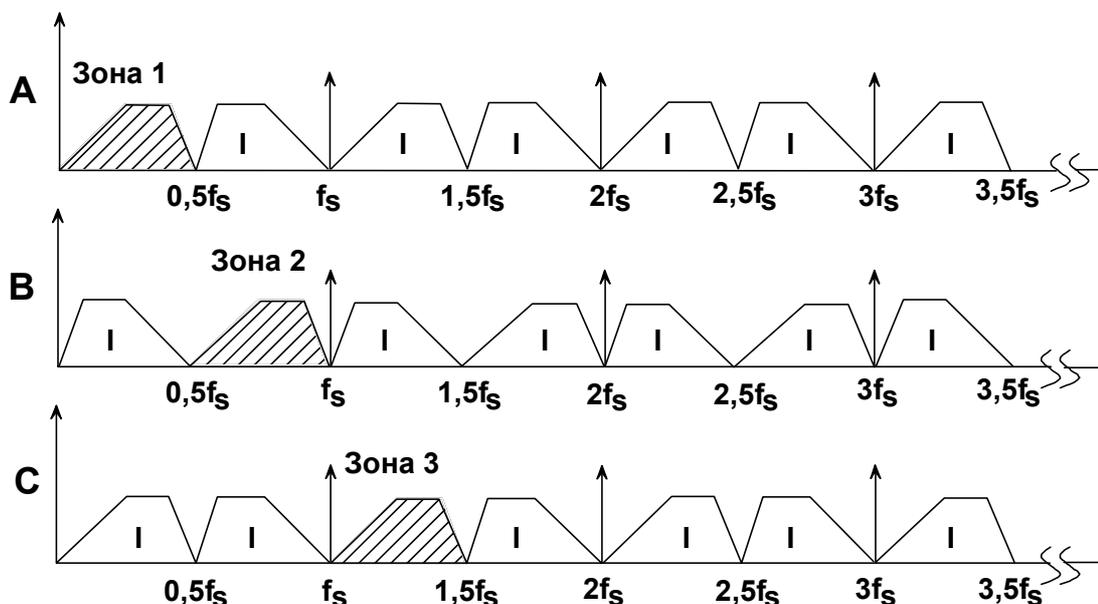


Рис. 2.6

а

На рис.2.6 В представлен случай, когда полоса подлежащего дискретизации сигнала полностью находится во второй зоне Найквиста. Часто процесс дискретизации сигнала, находящегося вне первой зоны Найквиста, называется субдискретизацией или гармонической дискретизацией. Обратите внимание, что боковая полоса в первой зоне Найквиста содержит всю информацию об исходном сигнале, только его местоположение изменено (порядок частотных компонентов в спектре обратный, но это легко корректируется переупорядочиванием спектральных компонентов на выходе БПФ).

На рис.2.6 С показан вариант подлежащего дискретизации сигнала, ограниченного третьей зоной Найквиста. Обратите внимание, что в первой зоне Найквиста нет обращения частоты. Фактически, частоты подлежащих дискретизации сигналов могут лежать в *любой* уникальной зоне Найквиста, и боковая полоса в первой зоне Найквиста является точным представлением сигнала (за исключением обращения частоты, которое происходит, когда сигналы расположены в четных зонах Найквиста). Здесь мы можем вновь ясно сформулировать критерий Найквиста:

*Для сохранения информации о сигнале частота дискретизации должна быть равной или большей, чем удвоенная ширина его полосы.*

Обратите внимание, что в этой формулировке нет никакого упоминания об абсолютном местоположении полосы дискретизируемых сигналов в частотном спектре относительно частоты дискретизации. Единственное ограничение состоит в том, что полоса подлежащих дискретизации сигналов ограничена одной зоной Найквиста, то есть, полосы сигналов не должны перекрывать частоту  $f_s/2$  с любым множителем (фактически, это и является функцией антиалиазингового фильтра).

Дискретизация сигналов, лежащих выше первой зоны Найквиста, стала популярной задачей, связанной с телекоммуникациями, потому что этот процесс эквивалентен аналоговой демодуляции. Обычной практикой становится дискретизация сигналов ПЧ с последующим использованием цифровых методов для обработки сигнала с устранением таким способом потребности в демодуляторе ПЧ. Ясно, что с ростом ПЧ растут и требования к производительности АЦП. Ширина полосы входа АЦП и характеристики, связанные с допустимыми искажениями сигналов, должны быть адекватны скорее ПЧ, чем основной полосе частот. Это является проблемой для большинства АЦП, предназначенных для обработки сигналов в первой зоне Найквиста, поэтому для субдискретизации нужен АЦП, который может обрабатывать сигналы в других (более высокочастотных) зонах Найквиста.

## **СТАТИЧЕСКАЯ ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ АЦП И ЦАП И ПОГРЕШНОСТИ ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ**

Наиболее важным моментом, характеризующим и ЦАП, и АЦП является тот факт, что их входы или выходы являются цифровыми, поэтому сигнал подвергается квантованию. Обычно N-разрядное слово представляется одним из  $2^N$  возможных состояний, поэтому у N-разрядного ЦАП (с фиксированным источником опорного напряжения) может быть только  $2^N$  значений аналогового выхода, и он может выдавать  $2^N$  различных комбинаций, соответствующих значениям аналогового входа. Как правило, входные аналоговые сигналы существуют в виде напряжений или токов.

Разрешающая способность преобразователей данных может быть выражена несколькими различными способами: весом младшего разряда (LSB), долей от полной шкалы размером в один миллион (ppm FS), милливольтами (мВ) и т.д. Различные устройства (даже от одного производителя) специфицируются по-разному, так что для успешного сравнения устройств пользователи АЦП и ЦАП должны уметь преобразовывать характеристики из

а

различных спецификаций. Величина младшего значащего разряда (LSB) для приборов с различной разрешающей способностью приведена на рис.2.7.

## **КВАНТОВАНИЕ: ВЕЛИЧИНА, СООТВЕТСТВУЮЩАЯ МЛАДШЕМУ БИТУ (LSB)**

Разреш. способность N	$2^N$	Напряжение (10В FS)	ppm FS	% FS	dB FS
2-бит	4	2.5 В	250,000	25	-12
4-бит	16	625 мВ	62,500	6.25	-24
6-бит	64	156 мВ	15,625	1.56	-36
8-бит	256	39.1 мВ	3,906	0.39	-48
10-бит	1024	9.77 мВ (10 мВ)	977	0.098	-60
12-бит	4096	2.44 мВ	244	0.024	-72
14-бит	16384	610 мкВ	61	0.0061	-84
16-бит	65536	153 мкВ	15	0.0015	-96
18-бит	262144	38 мкВ	4	0.0004	-108
20-бит	1048576	9.54 мкВ (10 мкВ)	1	0.0001	-120
22-бит	4194304	2.38 мкВ	0.24	0.000024	-132
24-бит	16777216	596 нВ*	0.06	0.000006	-144

\*600 нВ – это шум Джонсона при ширине полосы 10 КГц, R=2.2 кОм и при 25°C

Легко запомнить: 10-разрядное квантование при значении полной шкалы FS = 10 В соответствует LSB = 10 мВ, точность 1000 ppm или 0.1%.  
Все остальные значения можно вычислить умножением на коэффициенты, равные степени числа 2.

**Рис. 2.7**

Прежде чем рассматривать различные архитектуры АЦП и ЦАП, необходимо обсудить ожидаемые характеристики и важные аспекты спецификаций. Ниже будет рассмотрено определение погрешностей и технических требований, предъявляемых к АЦП и ЦАП. Это важно для понимания сильных и слабых сторон различных архитектур АЦП и ЦАП.

Первые преобразователи данных применялись в области измерения и управления, где точный выбор времени преобразования обычно не имел значения, и скорость передачи данных была невелика. В таких приложениях были важны характеристики АЦП и ЦАП по постоянному току, а характеристики, связанные с синхронизацией и характеристики по переменному току не имели существенного значения. Сегодня ко многим, если не к большинству преобразователей, используемых в системах дискретизации и восстановления сигнала, предъявляются жесткие требования по характеристикам на переменном токе (характеристики по постоянному току могут быть не существенны). Данные характеристики будут рассмотрены далее в этом разделе.

На рис.2.8 представлена идеальная функция передачи однополярного 3-разрядного ЦАП, а на рис.2.9 – однополярного 3-разрядного АЦП. В ЦАП входной и выходной сигналы квантованы, и график содержит восемь точек. Независимо от способа аппроксимации этой функции, важно помнить, что реальной характеристикой передачи является не линия, а множество дискретных точек.

а

### ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ ИДЕАЛЬНОГО 3-РАЗРЯДНОГО ЦАП

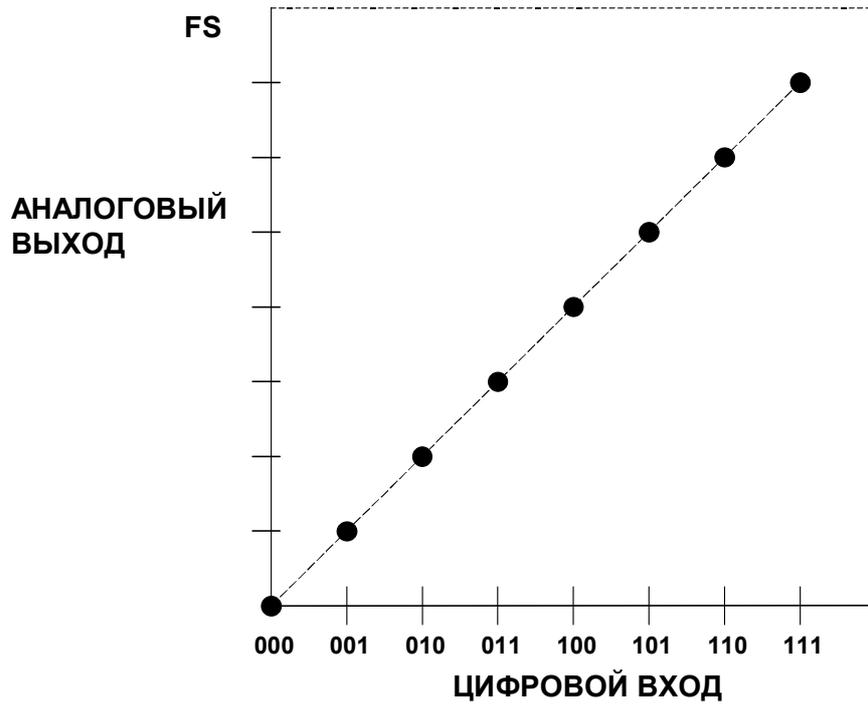


Рис. 2.8

### ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ ИДЕАЛЬНОГО 3-РАЗРЯДНОГО АЦП

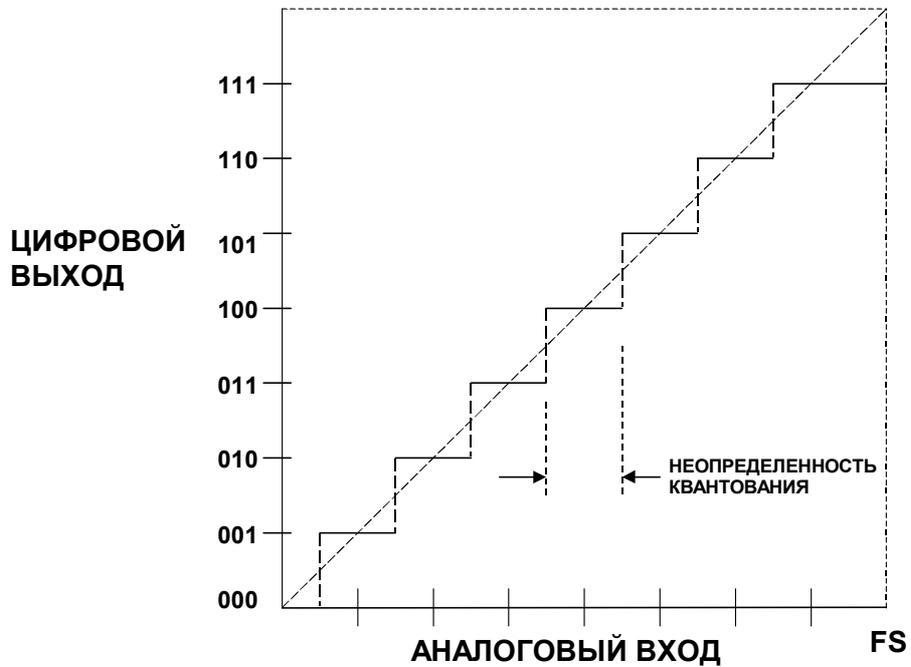


Рис. 2.9

а

Входной аналоговый сигнал АЦП не квантован, но его выходной сигнал является результатом квантования. Поэтому характеристика передачи состоит из восьми горизонтальных прямых (при рассмотрении смещения, усиления и линейности АЦП мы рассматриваем линию, соединяющую средние точки этих отрезков).

В обоих случаях полная цифровая шкала (все "1") соответствует полной аналоговой шкале минус значение младшего разряда LSB (значение, формируемое источником опорного напряжения или кратная ему величина). Это происходит потому, что, как упоминалось выше, цифровой код представляет собой нормализованное отношение аналогового сигнала к опорному сигналу.

Переходы АЦП (идеальные) имеют место, начиная с  $\frac{1}{2}$  LSB выше нуля, и далее через каждый LSB, до  $1\frac{1}{2}$  LSB ниже полной аналоговой шкалы. Так как входной аналоговый сигнал АЦП может иметь любое значение, а выходной цифровой сигнал квантуется, может существовать различие до  $\frac{1}{2}$  LSB между реальным входным аналоговым сигналом и точным значением выходного цифрового сигнала. Этот эффект известен как ошибка (погрешность) или неопределенность квантования и проиллюстрирован на рис.2.9. В приложениях, использующих сигналы переменного тока, эта ошибка квантования вызывает явление, называемое шумом квантования, которое будет обсуждаться в следующей главе.

Для преобразователей данных существует много способов цифрового кодирования: двоичное кодирование, двоичное кодирование со смещением, кодирование дополнительным кодом по основанию 1, дополнительным кодом по основанию 2, кодом Грея, двоично-десятичным кодом и другие. В примерах этой части, посвященной главным образом обсуждению проблем, связанных с аналоговым трактом преобразователей, будут использоваться простой двоичный код и двоичный код со смещением без рассмотрения достоинств и недостатков этих и любых других способов цифрового кодирования.

В примерах на рис.2.8 и 2.9 применяются униполярные преобразователи, работающие с сигналом только одной полярности. Это самый простой тип, но в реальных приложениях более полезны биполярные преобразователи. Имеется два типа биполярных преобразователей. Более простой из них – это в сущности просто униполярный преобразователь с отрицательным смещением на величину, соответствующую единице старшего разряда (MSB), (во многих преобразователях можно переключать это смещение, чтобы использовать их и как униполярные, и как биполярные). Другой, более сложный тип, известен как преобразователь знака (sign-magnitude) и имеет N информационных разрядов, а также дополнительный разряд, который показывает знак аналогового сигнала. ЦАП типа sign-magnitude применяется довольно редко, а на АЦП типа sign-magnitude сконструированы большинство цифровых вольтметров (DVM).

В АЦП и ЦАП различают четыре типа погрешностей по постоянному току: погрешность смещения, погрешность усиления и два типа погрешностей, связанных с линейностью. Погрешности смещения и усиления АЦП и ЦАП аналогичны погрешностям смещения и усиления в усилителях. На рис.2.10 показано преобразование входных сигналов биполярного диапазона (хотя погрешность смещения и погрешность нуля, идентичные в усилителях и униполярных АЦП и ЦАП, различны в биполярных преобразователях, и это следует учитывать). Характеристики передачи и ЦАП, и АЦП могут быть выражены как  $D=K+GA$ , где D - цифровой код, A - аналоговый сигнал, K и G - константы. В униполярном преобразователе K равно 0, в биполярном преобразователе со смещением – 1 MSB. Погрешность смещения – это величина, на которую фактическое значение K отличается от идеального значения. Погрешность усиления – это величина, на которую G отличается от идеального значения. В общем случае, погрешность усиления может быть выражена разностью двух коэффициентов, выраженной в процентах. Эту разность можно рассматривать, как вклад погрешности усиления (в мВ или значениях младшего разряда

а

LSB) в общую погрешность при максимальном значении сигнала. Обычно пользователю предоставляется возможность минимизации этих погрешностей. Обратите внимание, что, в случае операционного усилителя сначала регулируют смещение усилителя при нулевом входном сигнале, а затем настраивают коэффициент усиления при значении входного сигнала, близких к максимальному. Алгоритм настройки биполярных преобразователей более сложен.

## ПОГРЕШНОСТЬ СМЕЩЕНИЯ НУЛЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ И ПОГРЕШНОСТЬ УСИЛЕНИЯ



Рис. 2.10

Интегральная нелинейность ЦАП и АЦП аналогична нелинейности усилителя и определяется как максимальное отклонение фактической характеристики передачи преобразователя от прямой линии. В общем случае, она выражается в процентах от полной шкалы (но может представляться в значениях младших разрядов). Существует два общих метода аппроксимации характеристики передачи: метод конечных точек (end point) и метод наилучшей прямой (best straight line) (см. рис.2.11).

а

## МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ СУММАРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ЛИНЕЙНОСТИ

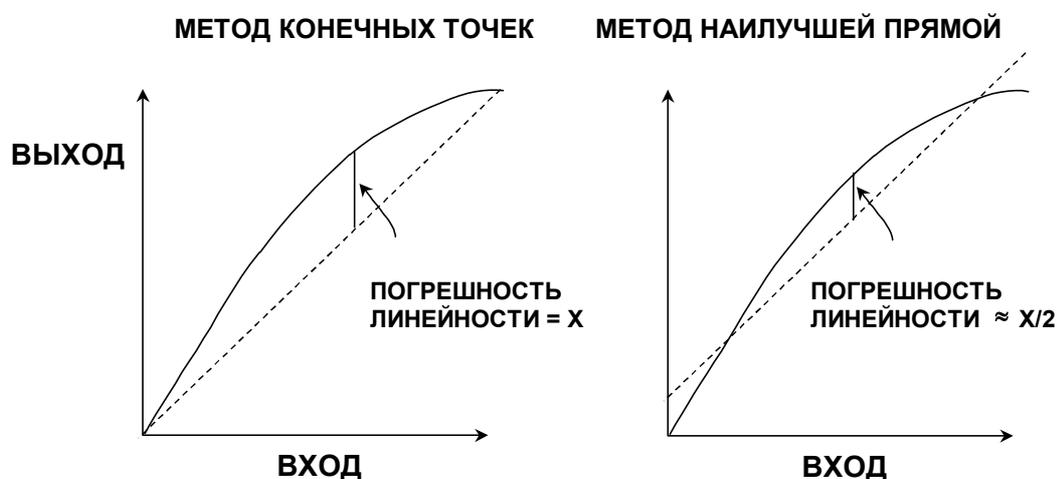


Рис. 2.11

При использовании метода конечных точек измеряется отклонение произвольной точки характеристики (после коррекции усиления) от прямой, проведенной из начала координат. Таким образом в компании Analog Devices, Inc. измеряют значения интегральной нелинейности преобразователей, используемых в задачах измерения и управления (так как величина погрешности зависит от отклонения от идеальной характеристики, а не от произвольного "наилучшего приближения").

Метод наилучшей прямой дает более адекватный прогноз искажений в приложениях, имеющих дело с сигналами переменного тока. Он менее чувствителен к нелинейностям технических характеристик. По методу наилучшего приближения через характеристику передачи устройства проводят прямую линию, используя стандартные методы интерполяции кривой. После этого максимальное отклонение измеряется от построенной прямой. Как правило, интегральная нелинейность, измеренная таким образом, учитывает только 50% нелинейности, оцененной методом конечных точек. Это делает метод предпочтительным при указании впечатляющих технических характеристик в спецификации, но менее полезным для анализа реальных значений погрешностей. Для приложений, имеющих дело с сигналами переменного тока, лучше определять гармонические искажения, чем нелинейность по постоянному току, так что для определения нелинейности преобразователя необходимость в использовании метода наилучшей прямой возникает довольно редко.

Другой тип нелинейности преобразователей – дифференциальная нелинейность (DNL). Она связана с нелинейностью кодовых переходов преобразователя. В идеальном случае изменение на единицу младшего разряда цифрового кода точно соответствует изменению аналогового сигнала на величину единицы младшего разряда. В ЦАП изменение одного младшего разряда цифрового кода должно вызывать изменение сигнала на аналоговом выходе, в точности соответствующее величине младшего разряда. В то же время в АЦП при переходе с одного цифрового уровня на следующий значение сигнала на аналоговом входе должно измениться точно на величину, соответствующую младшему разряду цифровой шкалы.

а

Там, где изменение аналогового сигнала, соответствующее изменению единицы младшего разряда цифрового кода, больше или меньше этой величины, говорят об дифференциальной нелинейной (DNL) погрешности. DNL-погрешность преобразователя обычно определяется как максимальное значение дифференциальной нелинейности, выявляемое на любом переходе.

Если дифференциальная нелинейность ЦАП меньше, чем  $-1$  LSB на любом переходе (см. рис.2.12), ЦАП называют немонотонным, и его характеристика передачи содержит один или несколько локальных максимумов или минимумов. Дифференциальная нелинейность, большая чем  $+1$  LSB, не вызывает нарушения монотонности, но также нежелательна. Во многих приложениях ЦАП (особенно в системах с обратной связью, где немонотонность может изменить отрицательную обратную связь на положительную) монотонность ЦАП очень важна. Часто монотонность ЦАП явно оговаривается в техническом описании, хотя, если дифференциальная нелинейность гарантированно меньше единицы младшего разряда (то есть,  $|DNL| \leq 1\text{LSB}$ ), устройство будет обладать монотонностью, даже если это явно не указывается.

Бывает, что АЦП немонотонен, но наиболее распространенным проявлением DNL в АЦП являются пропущенные коды. (см. рис.2.13). Пропущенные коды (или немонотонность) в АЦП столь же нежелательны, как немонотонность в ЦАП. Опять таки, это возникает при  $DNL > 1$  LSB.

### ФУНКЦИЯ ПЕРЕДАЧИ НЕИДЕАЛЬНОГО 3-РАЗРЯДНОГО ЦАП

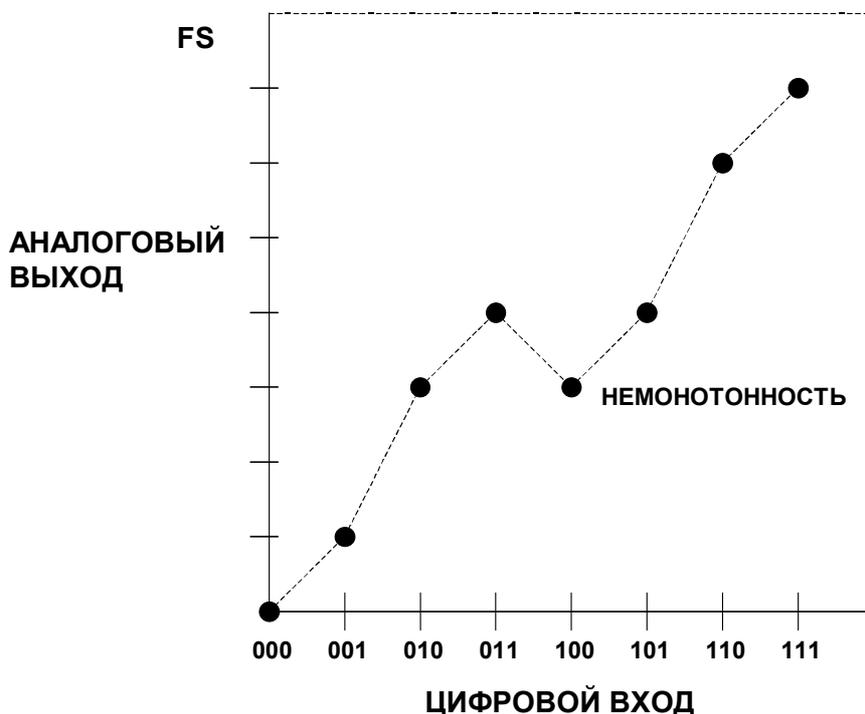


Рис. 2.12

а

## ФУНКЦИЯ ПЕРЕДАЧИ НЕИДЕАЛЬНОГО 3-РАЗРЯДНОГО ЦАП

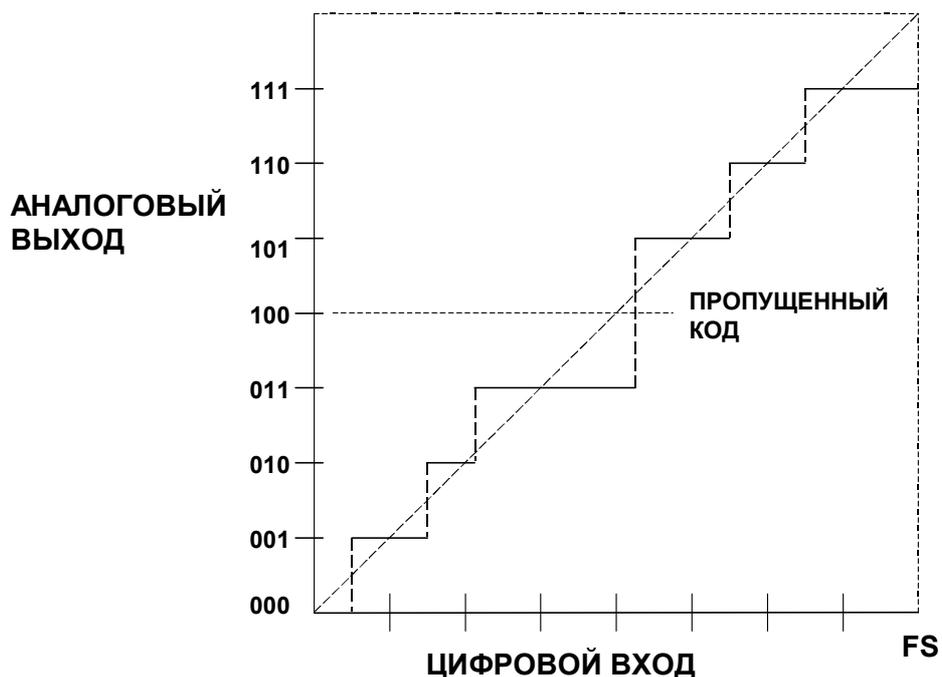


Рис. 2.13

Определение отсутствующих кодов сложнее, чем определение немонотонности. Все АЦП характеризуются некоторым шумом перехода (transition noise), иллюстрируемым на рис.2.14 (представьте себе этот шум как мелькание последней цифры цифрового вольтметра между соседними значениями). По мере роста разрешающей способности диапазон входного сигнала, соответствующий уровню шума перехода, может достичь или даже превысить значение сигнала, соответствующее единице младшего разряда. В таком случае, особенно в сочетании с отрицательной DNL- погрешностью, может случиться так, что появятся некоторые (или даже все) коды, где шум перехода будет присутствовать во всем диапазоне значений входных сигналов. Таким образом, возможно существование некоторых кодов, для которых не существует значения входного сигнала, при котором этот код гарантированно бы появился на выходе, хотя и может существовать некоторый диапазон входного сигнала, при котором иногда будет появляться этот код.

а

## СОВМЕСТНОЕ ДЕЙСТВИЕ ШУМА ПЕРЕХОДА КОДА АЦП И ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ НЕЛИНЕЙНОСТИ (DNL)

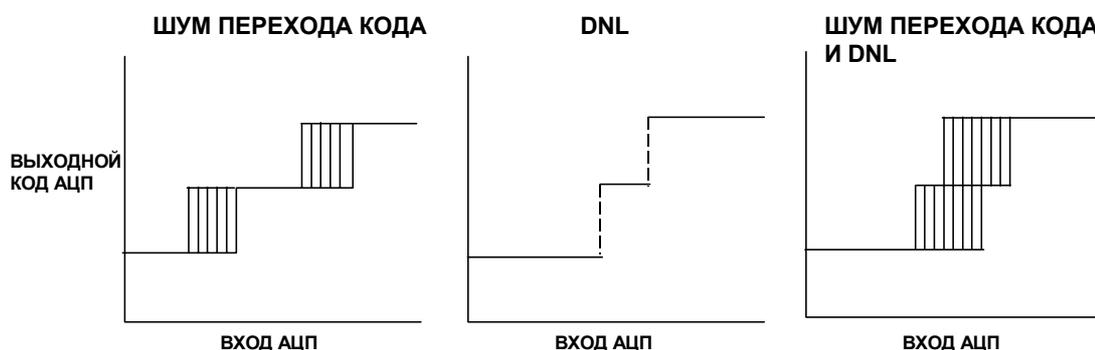


Рис. 2.14

Для АЦП с невысокой разрешающей способностью можно определить условие *отсутствия пропущенных кодов* как сочетание шума перехода и дифференциальной нелинейности, при котором гарантировался бы некоторый уровень (скажем, 0.2 LSB) свободного от шума кода для всех кодов. Однако при этом невозможно достичь столь высокой разрешающей способности, которую обеспечивают современные сигма-дельта АЦП, или даже меньшей разрешающей способности для АЦП с широкой полосой пропускания. В этих случаях производитель должен определять уровни шумов и разрешающую способность каким-нибудь другим способом. Не так важно, какой метод используется, но спецификация должна содержать четкое определение используемого метода и ожидаемые характеристики.

## ПОГРЕШНОСТИ ПО ПЕРЕМЕННОМУ ТОКУ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ДАННЫХ

В течение последнего десятилетия основное применение АЦП и ЦАП находят в дискретизации и восстановлении аналоговых сигналов переменного тока. Очень упрощенно, *дискретная система* – это система, где мгновенное значение сигнала переменного тока оцифровывается с периодическими интервалами. Полученные цифровые коды могут использоваться для сохранения формы сигнала (на компакт-дисках CD или цифровых магнитных лентах DAT), для сложных вычислений с отсчетами (цифровая обработка сигнала DSP), для фильтрации, компрессии и других операций. Обратная операция – восстановление – требуется, когда ряд цифровых кодов подается на ЦАП для восстановления формы аналогового сигнала. Здесь ярким примером является CD- или DAT-плеер, но эта технология очень широко используется также в телекоммуникациях, радио, синтезаторах и во многих других областях.

Преобразователи данных, используемые в этих приложениях, должны иметь высокую производительность при работе с сигналами переменного тока, но могут обходиться без хороших характеристик тракта по постоянному току. Первые высококачественные преобразователи, разработанные для таких приложений, обычно создавались с хорошими характеристиками по переменному току, но плохими или ненормированными характеристиками по постоянному току. Сегодня существуют более приемлемые проектные компромиссы, и большинство преобразователей имеют гарантированные

а

характеристики по постоянному и переменному току. Тем не менее, ЦАП для цифровой звукозаписи, которые должны быть чрезвычайно конкурентоспособны по цене, продаются со сравнительно низкими характеристиками по постоянному току, но не из-за низкой производительности по постоянному току, а из-за отсутствия проверки качества в ходе производства.

Если обсуждение параметров по постоянному току можно производить одновременно и для ЦАП, и для АЦП, то их характеристики по переменному току слишком различаются и потому заслуживают отдельного рассмотрения.

### **Искажения и шум в идеальном N-разрядном АЦП**

К настоящему времени мы анализировали процесс дискретизации без рассмотрения такой операции АЦП, как квантование. Теперь будем трактовать АЦП как идеальный дискретизатор, но учитывать при этом эффекты квантования.

Идеальный N-разрядный АЦП имеет погрешности (по постоянному или переменному току), связанные только с процессами дискретизации и квантования. Максимальная погрешность, которую имеет идеальный АЦП при оцифровывании входного сигнала, равна  $\pm 1/2$  LSB. Любой аналоговый сигнал, поступающий на вход идеального N-разрядного АЦП, производит шум квантования. Среднеквадратичное значение шума (измеренное по ширине полосы Найквиста, от постоянного тока до  $f_s/2$ ) приблизительно равно весу наименьшего значащего разряда (LSB)  $q$ , деленному на  $\sqrt{12}$ . (см. Приложение 2). При этом предполагается, что амплитуда сигнала составляет, по крайней мере, несколько младших разрядов, так что выход АЦП изменяет свое состояние почти при каждом отсчете. Сигнал ошибки квантования от входного линейного пилообразного сигнала аппроксимируется сигналом пилообразной формы с максимальным размахом  $q$ , и его среднеквадратичное значение равно  $q/\sqrt{12}$  (см. рис.2.15).

Можно показать, что отношение среднеквадратичного значения синусоидального сигнала, соответствующего полной шкале, к среднеквадратичному значению шума квантования (выраженное в дБ) равно:

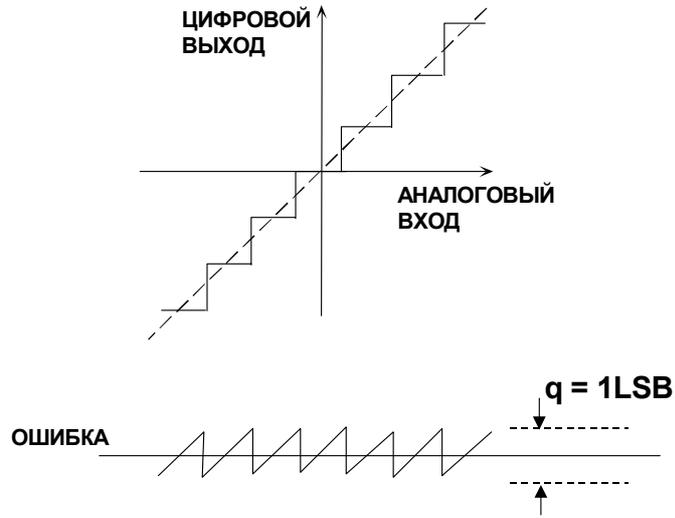
$$SNR = 6,02N + 1,76 \text{ дБ},$$

где  $N$  - число разрядов в идеальном АЦП. Это уравнение имеет силу только в том случае, если шум измерен на полной ширине полосы Найквиста от 0 до  $f_s/2$ , как показано на рис.2.16. Если ширина полосы сигнала  $BW$  меньше  $f_s/2$ , то значение отношения сигнал/шум (SNR) в пределах ширины полосы сигнала  $BW$  возрастет вследствие уменьшения энергии шума квантования в пределах ширины полосы. Для этого условия правильным будет следующее выражение:

$$SNR = 6,02N + 1,76 \text{ дБ} + 10 \log \left( \frac{f_s}{2 \cdot BW} \right).$$

а

## ШУМ КВАНТОВАНИЯ ИДЕАЛЬНОГО N-РАЗРЯДНОГО АЦП

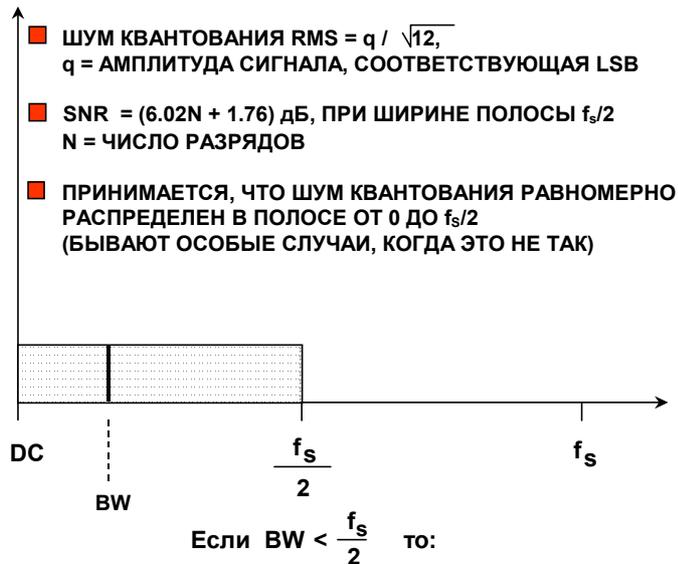


СРЕДНЕКВАДРАТИЧНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ =  $q/\sqrt{12}$

С/Ш (SNR) =  $6.02N + 1.76 \text{ дБ} + 10 \log \left[ \frac{f_s}{2 \cdot BW} \right]$  для синусоидального сигнала, соответствующего полной шкале АЦП

Рис. 2.15

## СПЕКТР ШУМА КВАНТОВАНИЯ



$SNR = 6,02N + 1,76 \text{ дБ} + 10 \log \left[ \frac{f_s}{2 \cdot BW} \right]$  для синусоидального сигнала, соответствующего полной шкале АЦП

Рис. 2.16

а

Приведенное уравнение отражает состояние, именуемое избыточной дискретизацией, при котором частота дискретизации выше, чем удвоенная ширина полосы сигнала. Корректирующую величину часто называют запасом по дискретизации. Обратите внимание, что для данной ширины полосы сигнала удвоенная частота дискретизации увеличивает отношение сигнал/шум на 3 дБ.

Хотя среднеквадратичное значение шума довольно точно приближается к  $q/\sqrt{12}$ , его частотная область может сильно коррелировать с входным аналоговым сигналом. Например, корреляция будет больше для периодического сигнала малой амплитуды, чем для случайного сигнала большой амплитуды. Весьма часто в теории полагают, что шум квантования появляется в виде белого шума, распределенного равномерно по всей ширине полосы Найквиста от 0 до  $f_s/2$ . К сожалению, это не так. В случае сильной корреляции шум квантования будет сконцентрирован около каких угодно гармоник входного сигнала, но только не там, где бы Вы хотели.

В большинстве приложений входной сигнал АЦП представляет собой полосу частот (он обычно смешан с некоторым шумом) со случайным шумом квантования. Тем не менее, в приложениях спектрального анализа (или при выполнении БПФ на АЦП, использующих спектрально чистый синусоидальный сигнал, см. рис.2.17) корреляция между шумом квантования и сигналом зависит от отношения частоты дискретизации к частоте входного сигнала. Это демонстрируется на рис.2.18, где идеальный выход 12-разрядного АЦП представлен с использованием БПФ с 4096 точками. На левом графике отношение частоты дискретизации к входной частоте было выбрано равным точно 32, и худшая гармоника составляет 76 дБ от основной частоты. Правый график показывает эффект некоторого смещенного отношения, приводящего к относительному разбросу спектра случайного шума, благодаря которому динамический диапазон, свободный от гармоник (SFDR), достигает 92 дБ. В обоих случаях среднеквадратичное значение всех шумовых компонентов равно  $q/\sqrt{12}$ , но в первом случае шум сконцентрирован около гармоник основной частоты.

## АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ИДЕАЛЬНОГО N-РАЗРЯДНОГО АЦП



Рис. 2.17

а

## ВЛИЯНИЕ ОТНОШЕНИЯ ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ К ВХОДНОЙ ЧАСТОТЕ НА ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН (SFDR) ДЛЯ ИДЕАЛЬНОГО 12-РАЗРЯДНОГО АЦП

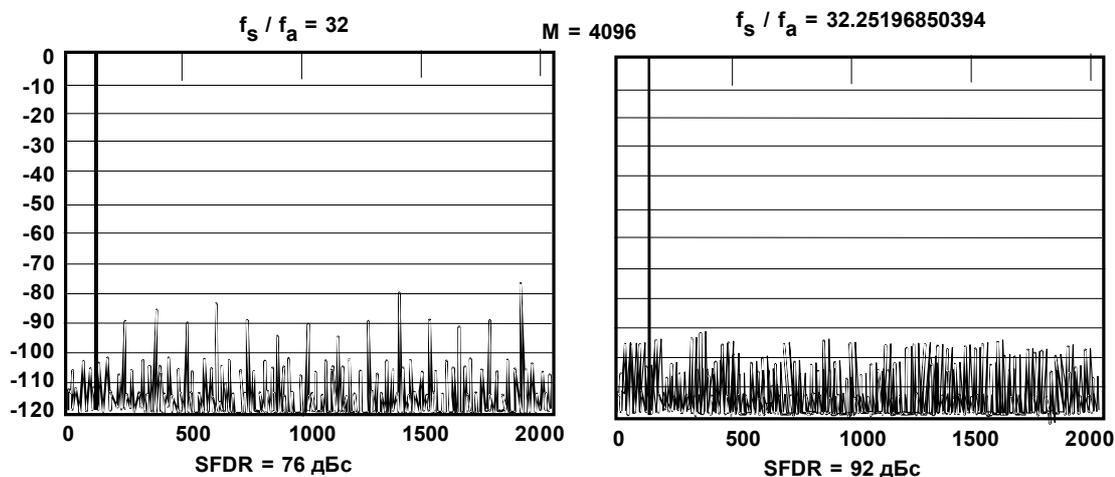


Рис. 2.18

Обратите внимание, что это изменение нелинейных искажений АЦП является следствием процесса дискретизации и корреляции ошибки квантования с входной частотой. В практике аналого-цифрового преобразования ошибка квантования вообще проявляется как случайный шум из-за случайной природы широкополосного входного сигнала и того факта, что обычно имеется небольшой шум системы, который действует, как подмешиваемый псевдослучайный сигнал при дальнейшем распределении спектра ошибки квантования.

Отмеченное очень важно, потому что для определения характеристик АЦП часто используется быстрое преобразование Фурье (БПФ) для монотонного синусоидального сигнала. Для точного измерения нелинейных искажений АЦП должны быть предприняты шаги, гарантирующие, что испытательная установка верно измеряет искажения, идущие от АЦП, с учетом эффекта корреляции шума квантования. Это достигается соответствующим выбором соотношения испытательных частот и частот дискретизации, а иногда – добавлением к входному сигналу некоторого шума (псевдослучайного сигнала).

Вернувшись к рис.2.18, обратите внимание, что минимальный уровень шума, полученного с помощью БПФ, приблизительно равен 100 дБ от полной шкалы АЦП, тогда как теоретическое отношение сигнал/шум 12-разрядного АЦП равно 74 дБ. Минимальный уровень шума от БПФ не равен отношению сигнал/шум АЦП, потому что БПФ действует, подобно аналоговому анализатору спектра с шириной полосы  $f_s/M$ , где  $M$  – число точек БПФ. Теоретически минимальный уровень шума БПФ равен  $10 \log_{10}(M/2)$  дБ, то есть ниже минимального уровня шума квантования из-за так называемого выигрыша БПФ в отношении сигнал/шум (см. рис.2.19). В случае идеального 12-разрядного АЦП с отношением сигнал/шум 74 дБ, использование БПФ с 4096 точками привело бы к выигрышу в отношении сигнал/шум в  $10 \log_{10}(4096/2) = 33$  дБ, приводя, таким образом, к предельному отношению сигнал/шум  $74+33=107$  дБ. В действительности, минимальный уровень шума БПФ может быть еще уменьшен за счет увеличения количества точек БПФ, подобно тому, как минимальный уровень шума аналогового анализатора спектра может

а

быть уменьшен за счет сужения ширины полосы пропускания. При испытаниях АЦП, использующих БПФ, важно быть уверенным, что количество точек БПФ достаточно велико для того, чтобы нелинейные искажения можно было отличить от минимального уровня шума БПФ.

## МИНИМАЛЬНЫЙ УРОВЕНЬ ШУМА ИДЕАЛЬНОГО 12-РАЗРЯДНОГО АЦП ПРИ 4096-ТОЧЕЧНОМ БПФ



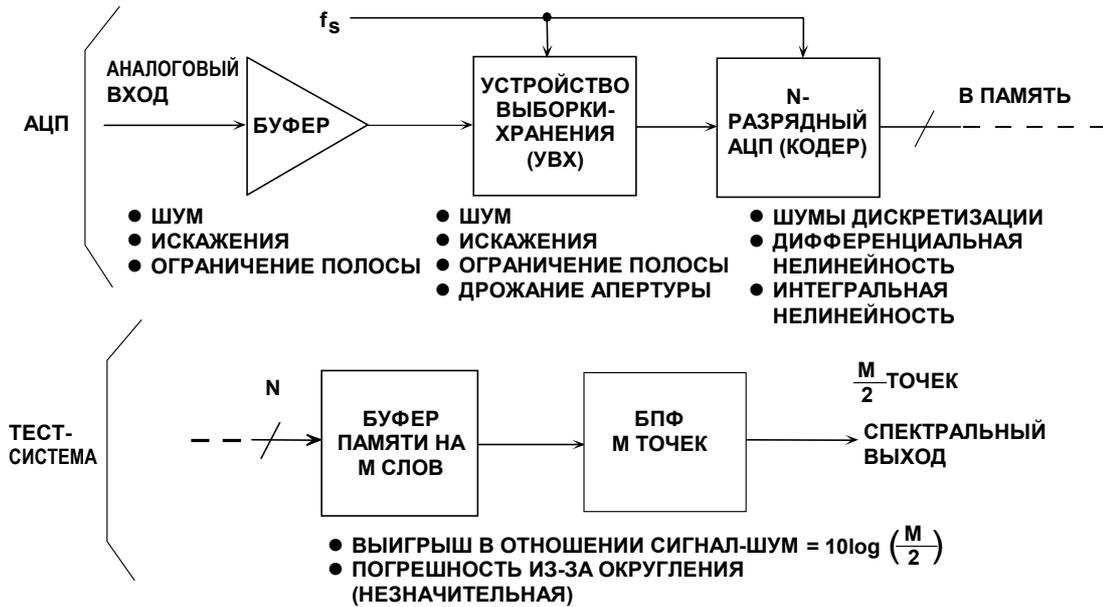
Рис. 2.19

### Искажение и шум в реальных АЦП

На практике дискретизация сигнала в АЦП (с интегрированным устройством выборки-хранения УВХ), независимо от архитектуры, проходит при наличии шумов и искажений сигнала, как это показано на рис.2.20. Широкополосному аналоговому входному буферу присущи широкополосный шум, нелинейность и конечная ширина полосы. УВХ (SHA) вносит дальнейшую нелинейность, ограничение полосы и дрожание апертур. Квантующая часть АЦП вносит шум квантования, интегральную и дифференциальную нелинейности. В этом обсуждении предполагается, что сигналы с последовательных выходов АЦП загружаются в буферную память длиной  $M$  и что БПФ процессор имеет спектральный выход. Также допускается, что арифметические операции БПФ не вносят никаких существенных погрешностей в АЦП. Однако при проверке минимального выходного уровня шума должен быть рассмотрен выигрыш в отношении сигнал/шум БПФ (зависящий от  $M$ ).

а

## МОДЕЛЬ АЦП, ПОКАЗЫВАЮЩАЯ ИСТОЧНИКИ ШУМОВ И ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛА



**Рис. 2.20**

### Приведенный ко входу тепловой шум

Широкополосные внутренние цепи АЦП вносят некоторое среднее квадратичное значение широкополосного шума из-за воздействия тепла и дисперсии шума  $kT/C$ . Этот шум присутствует даже для сигналов постоянного тока и объясняет тот факт, что результатом работы большинства широкополосных (с высокой разрешающей способностью) АЦП является распределение кодов, сконцентрированное вокруг номинального значения входного сигнала (см. рис.2.21). Чтобы измерить его значение, вход АЦП заземляется, накапливается большое количество выходных отсчетов и составляется график в виде гистограммы (иногда упоминаемый как гистограмма с заземленным входом). Так как шум имеет почти Гауссово распределение, стандартное отклонение гистограммы легко рассчитывается (см. Приложение 3) в соответствии с эффективным среднее квадратичным значением входного шума. Обычной практикой для выражения среднее квадратичного значения шума является его выражение в терминах младших разрядов, хотя оно может быть выражено как среднее квадратичное значение напряжения.

Существуют различные способы описания характеристик аналогового тракта АЦП. На ранней стадии технологии АЦП (более 30 лет назад) не существовало серьезной стандартизации характеристик аналогового тракта, измерительного оборудования и методов или они не были хорошо изучены либо были недоступны. Спустя почти 30 лет производители и заказчики узнали больше об измерении динамических характеристик преобразователей. Спецификации наиболее популярных сегодня преобразователей представлены на рис.2.22. Фактически все спецификации представляют характеристики преобразователя в частотной области. БПФ является основой практически всех измерений и подробно обсуждается в разделе 5 этой книги.

а

## ГИСТОГРАММА, ПОКАЗЫВАЮЩАЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕРОЯТНОСТИ ВЫХОДНОГО КОДА ПРИ ДЕЙСТВИИ ШУМА НА ВХОД АЦП

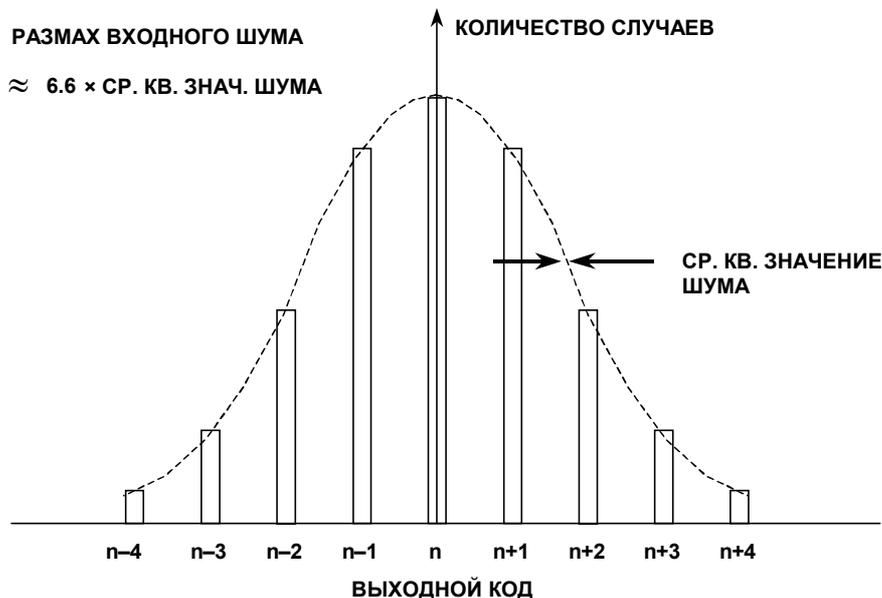


Рис. 2.21

## ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АЦП

- Гармонические искажения
- Наихудшие гармоники
- Общие гармонические искажения (THD)
- Общие гармонические искажения и шум (THD + N)
- Отношение сигнал-шум и искажения (SINAD, or S/N +D)
- Эффективное количество разрядов (ENOB)
- Отношение сигнал-шум (SNR)
- Аналоговая полоса пропускания (для полного сигнала, для малого сигнала)
- Динамический диапазон, свободный от гармоник (SFDR)
- Двухтональные интермодуляционные искажения
- Многотональные интермодуляционные искажения

Рис. 2.22

а

## Явления интегральных и дифференциальных нелинейных искажений

Одним из важнейших для понимания аспектов при определении нелинейности АЦП и ЦАП является то, что передаточная функция преобразователя данных имеет особенности, которые отсутствуют в обычных линейных устройствах типа операционных усилителей (ОУ) или усилительных блоков. Полная интегральная нелинейность АЦП обусловлена интегральной нелинейностью входного буфера, УВХ (SHA) и полной интегральной нелинейностью передаточной функции АЦП. Но дифференциальная нелинейность, которая присутствует исключительно вследствие цифрового кодирования, может значительно изменяться в зависимости от принципов применяемого цифрового кодирования АЦП. Полная интегральная нелинейность дает составляющие искажений, у которых амплитуда изменяется в зависимости от амплитуды входного сигнала. В частности, интермодуляционные составляющие второго порядка увеличиваются на 2 дБ при увеличении сигнала на 1 дБ, а составляющие третьего порядка увеличиваются на 3 дБ при повышении уровня сигнала на 1 дБ.

Дифференциальная нелинейность в передаточной функции АЦП порождает гармоники, которые зависят не только от амплитуды сигнала, но и от положения точки дифференциальной нелинейности на передаточной функции АЦП. На рис.2.23 показаны две передаточные функции АЦП, имеющих различную дифференциальную нелинейность. Левая диаграмма показывает погрешность, которая имеет место при наличии нелинейности в середине шкалы. Поэтому сигнал, проходящий через эту точку, и при "больших", и при "малых" сигналах подвергается искажениям, не зависящим от относительной амплитуды сигнала. Правая диаграмма показывает другую передаточную функцию АЦП, которая имеет погрешности дифференциальной нелинейности в точках, соответствующих 1/4 и 3/4 полной шкалы. Сигналы, превышающие 1/2 шкалы АЦП, подвергнутся действию этих искажений, в то время как сигналы, не превышающие 1/2 шкалы размаха, не имеют искажений.

### ТИПИЧНЫЙ ВИД ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ НЕЛИНЕЙНОСТИ (DNL) АЦП/ЦАП

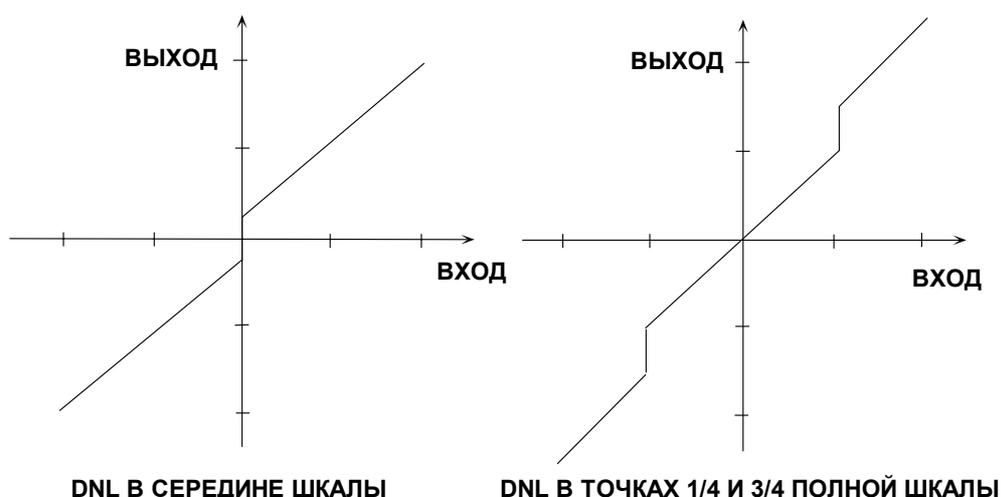


Рис. 2.23

а

Большинство быстродействующих АЦП разработаны так, чтобы дифференциальная нелинейность равномерно распределялась по всей ширине динамического диапазона АЦП. Поэтому для сигналов, которые находятся в пределах нескольких дБ полной шкалы АЦП, полная интегральная нелинейность передаточной функции определяет гармонические искажения. Для сигналов более низких уровней содержание гармоник определяется дифференциальной нелинейностью и в общем случае не уменьшается с уменьшением амплитуды сигнала.

### Нелинейные искажения, наихудшая гармоника, общие нелинейные искажения (THD), общие нелинейные искажения плюс шум (THD + N)

Существует множество способов количественного описания искажений в АЦП. Анализ БПФ может использоваться для измерения амплитуды различных гармоник сигнала. Гармоники входного сигнала могут отличаться от других составляющих искажений их положением в частотном спектре. На рис.2.24 показан 7 МГц входной сигнал, дискретизированный с частотой 20 MSPS, и положение его первых девяти гармоник. Гармоники частоты  $f_a$  попадают на частоты, равные  $|\pm Kf_s \pm n f_a|$ , где  $n$  – порядок гармоники и  $K = 0, 1, 2, 3, \dots$ . В общем, только вторая и третья гармоники точно определены в технической документации, потому что они, как правило, наибольшие, хотя в некоторых случаях могут определять значение наихудшей гармоники (worst harmonic). Нелинейные искажения обычно определяются в дБс (децибелы ниже несущей), хотя на звуковых частотах они могут быть определены в процентах. Нелинейные искажения, как правило, определяются при входным сигнале с размахом, близким к полной шкале преобразователя (от 0,5 до 1 дБ ниже полной шкалы для предотвращения амплитудного ограничения), хотя возможно определение их и на любом другом уровне. Для сигналов с размахом, существенно меньшим полной шкалы, из-за дифференциальной нелинейности преобразователя другие составляющие (не прямые гармоники) могут ухудшать характеристики прибора.

## РАСПОЛОЖЕНИЕ СОСТАВЛЯЮЩИХ ГАРМОНИЧЕСКИХ ИСКАЖЕНИЙ: ВХОДНОЙ СИГНАЛ = 7 МГц, СКОРОСТЬ (ЧАСТОТА) ДИСКРЕТИЗАЦИИ = 20 MSPS

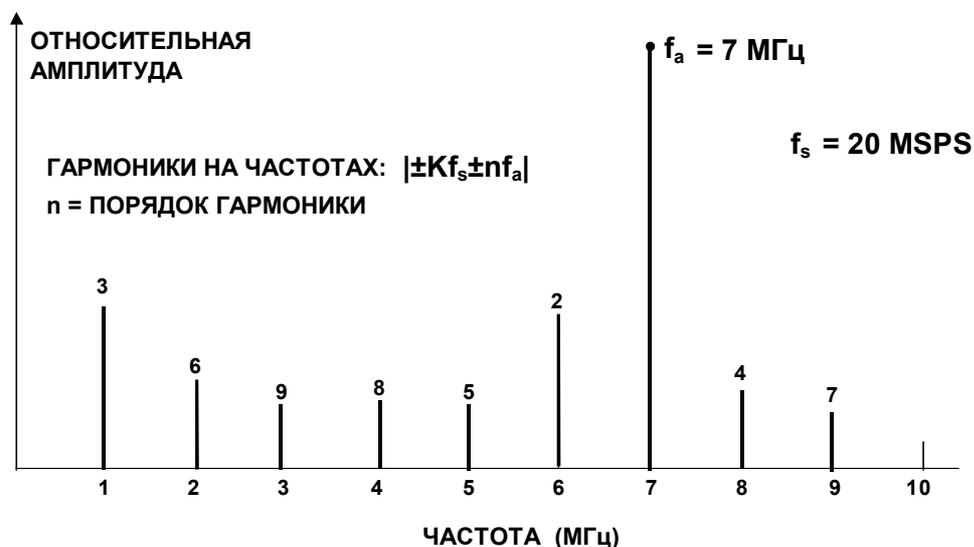


Рис. 2.24

а

Величина полных нелинейных искажений (THD) определяется как отношение среднеквадратичного значения основной частоты сигнала к среднему значению корня из суммы квадратов (root-sum-square) его гармоник (существенны только первые пять). Полные нелинейные искажения АЦП также определяются входным сигналом величиной, близкой к полной шкале АЦП, но могут быть найдены и на любом ином уровне.

Полные нелинейные искажения плюс шум (THD + N) являются отношением среднеквадратичного значения основной частоты сигнала к среднему значению корня из суммы квадратов (root-sum-square) его гармоник и всех шумовых компонент (исключая постоянную составляющую). Ширина полосы, в которой измеряется шум, должна быть задана. В случае БПФ ширина полосы занимает промежуток от 0 до  $f_s/2$  (если ширина полосы измерения от 0 до  $f_s/2$ ,  $THD+N = SINAD$  – см. ниже).

### **Показатель сигнал/шум/искажения (SINAD), показатель сигнал/шум (SNR) и эффективное число разрядов (ENOB)**

Показатель сигнал/шум/искажения (SINAD) и показатель сигнал/шум (SNR) заслуживают особого внимания, потому что все еще имеются некоторые разногласия между производителями АЦП относительно их точного определения. Сигнал/шум/искажения (SINAD, или  $S/N+D$ ) – это отношение среднеквадратичного значения амплитуды сигнала к среднему значению корня из суммы квадратов (RSS) всех других спектральных компонентов, включая гармоники, но исключая постоянную составляющую. SINAD является хорошим индикатором общих динамических характеристик АЦП, таких как функция входной частоты, потому что включает все компоненты, которые создают шум (включая тепловой шум) и искажения. Он часто представляется в виде графика для различных амплитуд входного сигнала. Если ширина полосы сигнала и шума одинаковы, то  $SINAD = THD+N$ . Типичный график для 12-разрядного АЦП AD9220 с частотой дискретизации 10 MSPS представлен на рис.2.26.

## **ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/(ШУМ И ИСКАЖЕНИЯ) (SINAD), ЭФФЕКТИВНАЯ РАЗРЯДНОСТЬ (ENOB), ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ (SNR)**

- **SINAD (Отношение сигнала к шуму и искажениям):**
  - ◆ **Отношение среднеквадратичного значения амплитуды сигнала к среднему значению корня из суммы квадратов (RSS) всех остальных составляющих спектра, включая гармоники, но исключая постоянную составляющую.**

- **ENOB (Эффективная разрядность):**

$$ENOB = \frac{SINAD - 1.76 \text{ дБ}}{6.02 \text{ дБ}}$$

- **SNR (Отношение сигнал/шум или отношение сигнал/шум без гармоник):**
  - ◆ **Отношение среднеквадратичного значения амплитуды сигнала к среднему значению корня из суммы квадратов (RSS) всех остальных составляющих спектра, исключая первые пять гармоник и постоянную составляющую**

**Рис. 2.25**

а

## ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/(ШУМ И ИСКАЖЕНИЯ) (SINAD) И ЭФФЕКТИВНОЕ ЧИСЛО РАЗРЯДОВ (ENOB) ПРИ РАЗЛИЧНЫХ УРОВНЯХ ВХОДНОГО СИГНАЛА 12-РАЗРЯДНОГО, 10 MSPS АЦП AD9220



**Рис. 2.26**

График SINAD показывает, где характеристики АЦП по переменному току ухудшаются из-за искажений на высоких частотах, причем обычно этот график строится для частот, значительно превышающих частоту Найквиста для оценки характеристик в приложениях, использующих субдискретизацию. SINAD часто преобразуется в эффективное число разрядов (ENOB), используя выражение для теоретического отношения сигнал/шум идеального N-разрядного АЦП:  $SNR = 6,02N + 1,76dB$ . Уравнение решается для N, и значение отношения сигнал/шум заменяется на SINAD:

$$ENOB = \frac{SINAD - 1,76dB}{6,02}$$

Отношение сигнал/шум (SNR или SNR без гармоник) рассчитывается так же, как и SINAD, за исключением того, что из выражения исключаются гармоники сигнала и оставлены только шумовые составляющие. Практически, необходимо исключить только первые пять доминирующих гармоник. Показатель сигнал/шум будет ухудшаться на высоких частотах, но не так быстро как SINAD, так как из него исключены компоненты гармоник.

Во многих описаниях АЦП довольно свободно принимается, что SINAD равно SNR, так что инженер должен быть внимательным при интерпретации этих характеристик.

### **Аналоговая ширина полосы**

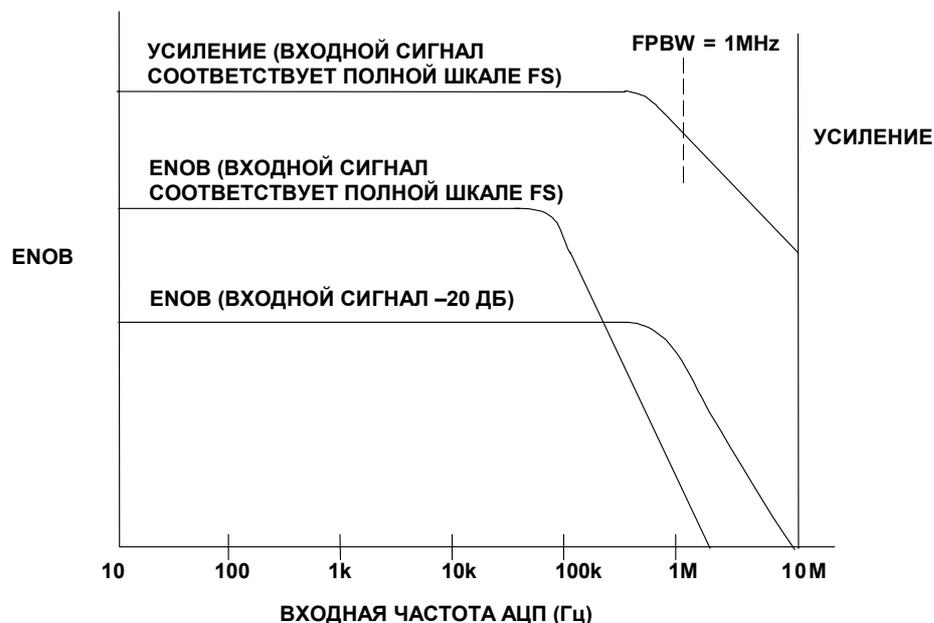
Аналоговая ширина полосы АЦП – это та частота, на которой спектральный выход основной смещенной частоты (как было определено при анализе БПФ) уменьшается на 3

а

дБ. Она может быть определено как для малого сигнала (полоса пропускания малого сигнала SSBW), так и для сигнала на уровне полной шкалы (полоса пропускания максимального сигнала FPBW). Поэтому между производителями могут встречаться большие различия в характеристиках.

Как и для усилителя, спецификация аналоговой полосы пропускания преобразователя не предполагает, что АЦП поддерживает хорошие характеристики гармонических искажений во всей полосе частот. В действительности, SINAD (или ENOB) большинства АЦП начинает ухудшаться значительно раньше, чем частота входного сигнала приблизится к значению, соответствующему ослаблению на 3 дБ. На рис.2.27 представлены эффективное число разрядов (ENOB) и частотная характеристика входного сигнала, соответствующего полной шкале АЦП с FPBW 1 МГц, но ENOB начинает быстро понижаться на частотах, превышающих 100 кГц.

## ЗАВИСИМОСТЬ УСИЛЕНИЯ (ПОЛОСА ПРОПУСКАНИЯ) АЦП И ЭФФЕКТИВНОЙ РАЗРЯДНОСТИ (ENOB) ОТ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА ПОКАЗАНЫ ВАЖНЫЕ ПАРАМЕТРЫ СПЕЦИФИКАЦИИ ENOB



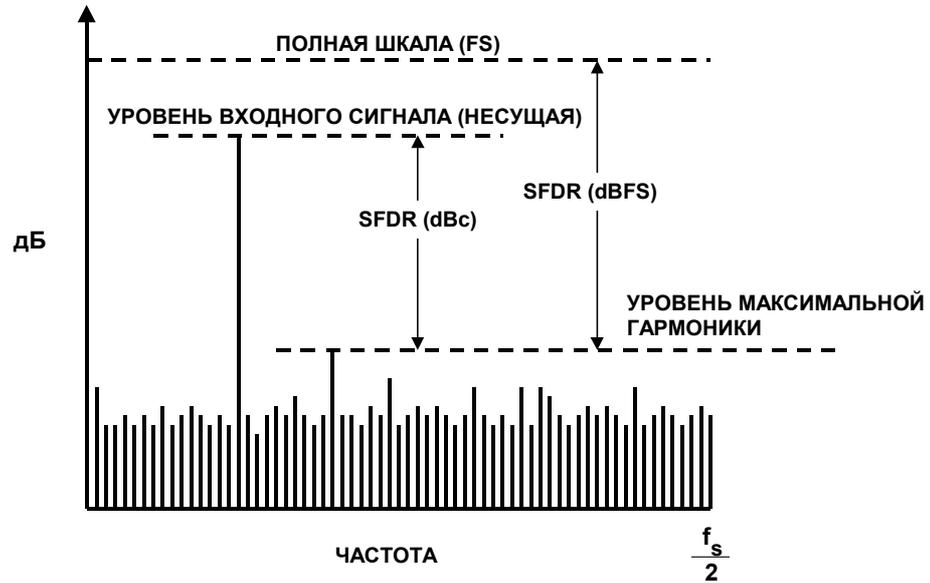
**Рис. 2.27**

### Динамический диапазон, свободный от гармоник(SFDR)

Вероятно, наиболее значительным моментом для АЦП, используемых в коммуникационных приложениях, является их динамический диапазон, свободный от гармоник (SFDR). Спецификация SFDR для АЦП аналогична спецификации точки пересечения уравнений третьего порядка для смесителей и малозумящих усилителей (LNA). SFDR АЦП определяется как отношение среднеквадратичного значения амплитуды сигнала к среднеквадратичному значению пикового побочного спектрального состава, измеренного в первой зоне Найквиста от 0 до  $f_s/2$ . На графике SFDR строится как функция амплитуды сигнала и может быть выражен относительно амплитуды сигнала (дБс) или полной шкалы АЦП (dBFS), как показано на рис.2.28.

а

## СВОБОДНЫЙ ОТ ГАРМОНИК ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН (SFDR)



**Рис. 2.28**

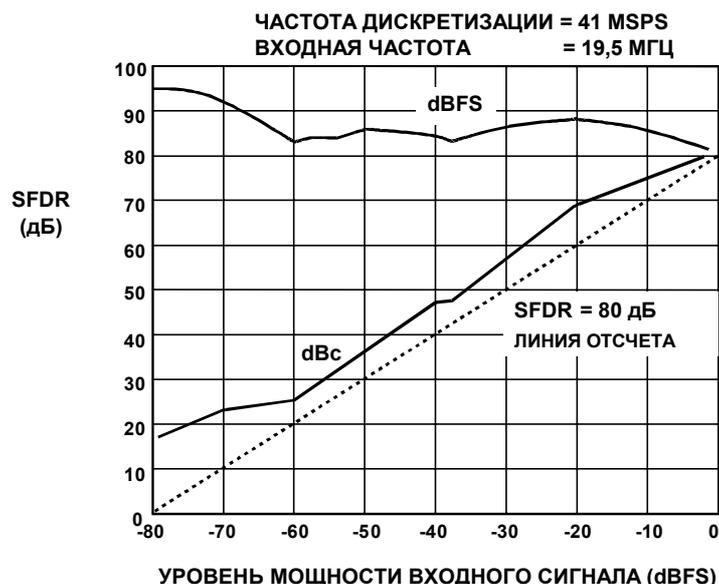
Для сигнала, имеющего амплитуду, близкую к полной шкале АЦП, пиковая спектральная линия определяется несколькими первыми гармониками основной частоты. Но когда сигнал опускается на несколько дБ ниже полной шкалы, появляются другие спектральные линии, которые не являются прямыми гармониками входного сигнала. Это, как обсуждалось ранее, происходит из-за дифференциальной нелинейности передаточной функции АЦП. Поэтому, SFDR учитывает все источники искажения, независимо от их происхождения.

Широкополосный 12-разрядный АЦП AD9042 с частотой дискретизации 41 MSPS, является АЦП, разработанным для коммуникационных приложений, где SFDR очень важен. На рис.2.29 представлены характеристики SFDR для входного сигнала 19,5 МГц, дискретизированного с частотой 41 MSPS. Обратите внимание, что минимум SFDR в 80 дБс получен во всей первой зоне Найквиста (от 0 до 20 МГц). На графике также показано значение SFDR, выраженное как dBFS.

В общем случае SFDR существенно больше, чем теоретическое значение отношения сигнал/шум N-разрядного АЦП ( $6,02N + 1,76$  дБ). Например, 12-разрядный АЦП AD9042 с SFDR 80 дБс имеет типичное отношение сигнал/шум 65 дБс (теоретическое 74 дБ). Это объясняется тем, что есть существенное различие между измерениями искажений и шума. Выигрыш в отношении сигнал/шум БПФ (33 дБ для БПФ с 4096 точками) допускает существование частотных линий значительно ниже наблюдаемого минимального уровня шума. Увеличение разрешающей способности АЦП может увеличивать отношение сигнал/шум АЦП, но не обязательно улучшает его SFDR.

а

## ЗАВИСИМОСТЬ SFDR ОТ ВХОДНОЙ МОЩНОСТИ ДЛЯ 12-РАЗРЯДНОГО 41 MSPS АЦП AD9042



**Рис. 2.29**

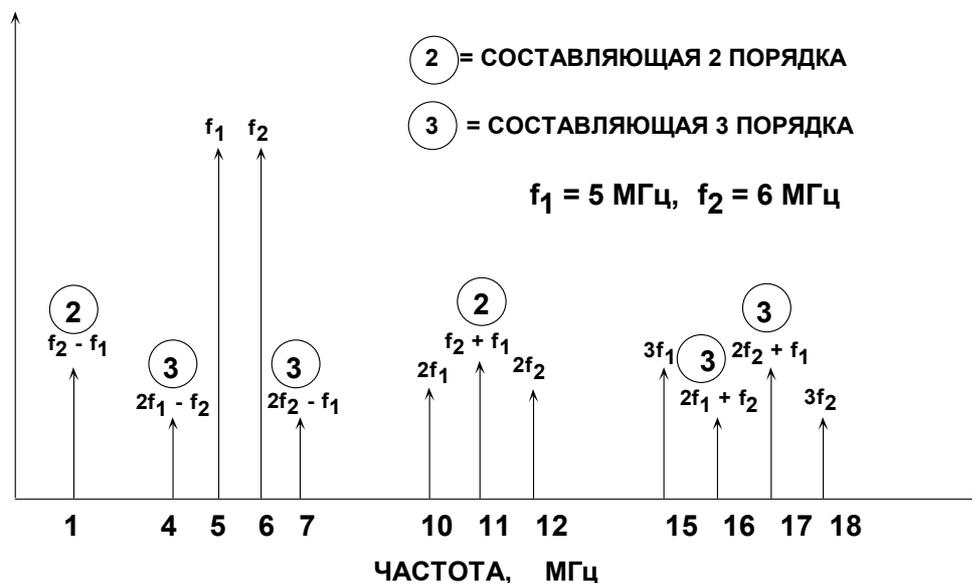
### Двухтональные интермодуляционные искажения (IMD)

Двухтональные интермодуляционные искажения (IMD) измеряют, подавая на АЦП два спектрально чистых синусоидальных сигнала с частотами  $f_1$  и  $f_2$ , обычно довольно близкими друг к другу. Амплитуда каждой компоненты устанавливается на 6 дБ ниже полной шкалы для того, чтобы АЦП не входил в ограничение при совпадении сигналов по фазе. На рис.2.30 показано местоположение составляющих второго и третьего порядка. Обратите внимание, что составляющие второго порядка приходятся на те частоты, которые могут быть удалены цифровыми фильтрами. Но составляющие третьего порядка  $2f_2 - f_1$  и  $2f_1 - f_2$  располагаются близко к исходным сигналам и их более трудно фильтровать. Если не определено иное, двухтональные интермодуляционные искажения (IMD) относятся к этим составляющим третьего порядка. Значение интермодуляционных искажений выражается в дБс относительно уровня любой из двух первоначальных частот, а не их суммы.

Обратите внимание, что, если частоты имеют значения, близкие к  $f_s/4$ , то третьи гармоники основных частот могут затруднить идентификацию компонент  $2f_2 - f_1$  и  $2f_1 - f_2$ . Это происходит потому, что третья гармоника  $f_s/4$  равна  $3f_s/4$  и она, соответственно, порождает компоненту  $f_s - 3f_s/4 = f_s/4$ . Точно также, если две частоты располагаются близко к  $f_s/3$ , то вторая гармоника может мешать измерениям по той же причине: вторая гармоника  $f_s/3$  равна  $2f_s/3$  и она, соответственно, порождает компоненту  $f_s - 2f_s/3 = f_s/3$ .

а

## СОСТАВЛЯЮЩИЕ 2-ГО И 3-ГО ПОРЯДКА В РЕЗУЛЬТАТЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ДВУХТОНАЛЬНОГО СИГНАЛА $f_1 = 5$ МГц, $f_2 = 6$ МГц



**Рис. 2.30**

Концепция точек пересечения кривых второго и третьего порядка неправильна для АЦП, потому что уровень составляющих искажений изменяется непредсказуемым образом (он не является функцией амплитуды сигнала). АЦП начинает ограничивать сигналы, приближающиеся к полной шкале, не постепенно (точка ограничения на 1 дБ отсутствует). Как только сигнал превышает диапазон изменения входных сигналов АЦП, АЦП действует в качестве жесткого ограничителя, внезапно создавая критические искажения из-за амплитудного ограничения. С другой стороны, для сигналов, значительно меньших полной шкалы, уровень искажений остается относительно постоянным и не зависимым от уровня сигнала.

В коммуникационных приложениях часто измеряется многотональный SFDR. Большим числом тонов более точно моделируется широкополосный частотный спектр систем сотовой телефонии типа AMPS и GSM. На рис.2.31 представлены характеристики 4-тональной интермодуляции 12-разрядного АЦП AD6640 с быстродействием 65 MSPS. Большое значение SFDR увеличивает способность приемника фиксировать слабые сигналы в присутствии сильных и предотвращать маскировку слабых сигналов интермодуляционными помехами сильных.

а

## ТЕСТИРОВАНИЕ МНОГОТОНАЛЬНЫМ СИГНАЛОМ: 12-РАЗРЯДНЫЙ 65 MSPS АЦП AD6640

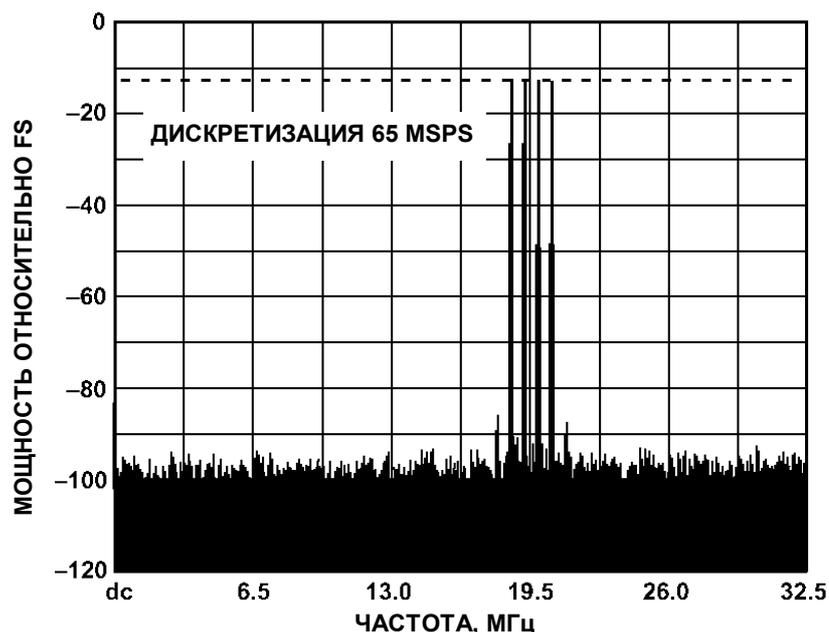


Рис. 2.31

### Уровень собственных шумов (NPR)

Проверка уровня собственных шумов широко применяется для измерения характеристики передачи линии связи, использующей систему с многоканальным доступом с частотным разделением каналов (FDMA) (см. Приложение 4). В типичной FDMA-системе звуковые каналы шириной 4 кГц загружаются в "частотный стек" для передачи через коаксиальный кабель, радиорелейную станцию микроволнового диапазона или спутниковое оборудование. На приемном конце системы FDMA данные демультиплексируются и возвращаются к 4 кГц индивидуальным каналам основной полосы частот. В FDMA системе, имеющей более 100 каналов, сигнал FDMA может быть аппроксимирован Гауссовым шумом с соответствующей шириной полосы. Индивидуальный 4 кГц канал может быть проверен на предмет собственных шумов, используя узкополосный режекторный фильтр и специально настроенный приемник, который измеряет мощность шума внутри 4 кГц полосы подавления (см. рис.2.32).

Измерения уровня собственных шумов (NPR) производятся весьма просто. Среднеквадратичное значение мощности шума сигнала внутри полосы подавления измеряется узкополосным приемником при отключенном режекторном фильтре. Затем подключается режекторный фильтр и измеряется остаточный шум внутри канала. Отношение этих двух значений, выраженное в дБ, является уровнем собственных шумов (NPR). Для соответствующей характеристики системы проверяется несколько интервалов частот в пределах шумовой полосы (в области низких, средних и высоких частот). Измерение уровня собственных шумов в АЦП осуществляется подобным же образом, за исключением использования аналогового приемника, который заменен буферной памятью и процессором БПФ.

а

## ИЗМЕРЕНИЕ УРОВНЯ СОБСТВЕННЫХ ШУМОВ (NPR)

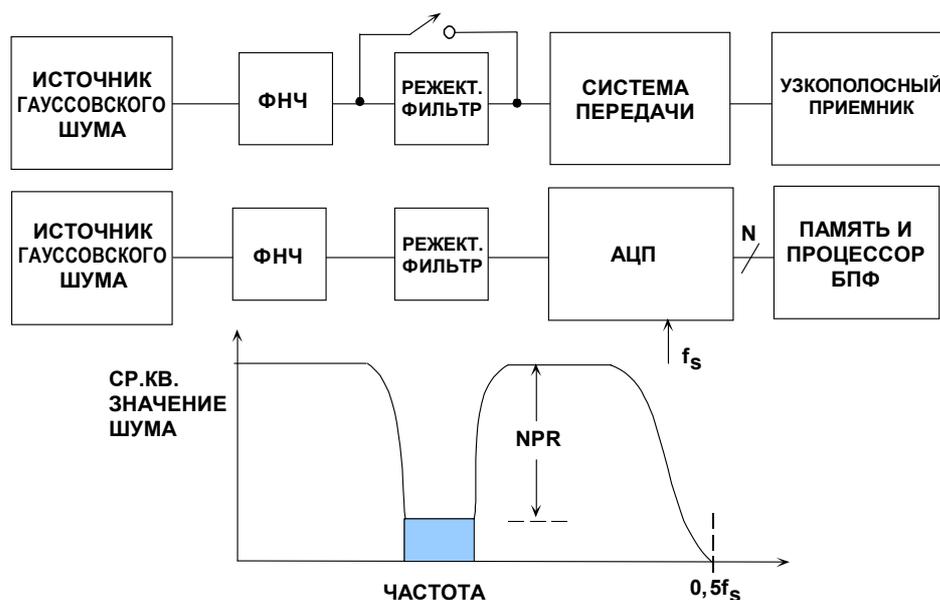


Рис. 2.32

Обычно уровень собственных шумов (NPR) представляется на графике. График NPR отображает функцию среднеквадратичного значения уровня шума в пиковом диапазоне системы. Для очень низкого уровня широкополосного сигнала нежелательным (в нецифровых системах) является, прежде всего, тепловой шум, который независим от уровня входного широкополосного сигнала. В этой части кривой увеличение на 1 дБ подаваемого широкополосного входного сигнала вызывает увеличение уровня собственных шумов на 1 дБ. По мере увеличения уровня широкополосного входного сигнала, усилители в системе начинают работать с перегрузкой, создавая интермодуляционные помехи, которые увеличивают уровень шума системы. По мере того, как входной сигнал продолжает увеличиваться, усиливаются эффекты "шумовой перегрузки" и NPR существенно уменьшается. FDMA-системы обычно работают в режиме, когда уровень подаваемого широкополосного сигнала на несколько дБ ниже точки максимума уровня собственных шумов.

В цифровой системе с АЦП шум в пределах интервала является, прежде всего, шумом квантования, если используются низкие уровни входного широкополосного сигнала. В этой части кривая NPR имеет линейную зависимость. По мере того, как уровень широкополосного входного сигнала увеличивается, некоторое время сохраняется линейное соответствие между уровнем входного шума и NPR. Но на некотором уровне шум амплитудного ограничения, вызванный жестким ограничивающим действием АЦП, начинает преобладать. Теоретическая кривая для 10-, 11- и 12-разрядных АЦП представлена на рис.2.33 (см. Приложение 5).

В многоканальных высокочастотных коммуникационных системах NPR может, также, использоваться для моделирования искажений, вызванных большим количеством индивидуальных каналов, подобно тому, как это имеет место в FDMA-системе. При этом режекторный фильтр помещается между источником шума и АЦП, и результат расчета БПФ используется вместо аналогового приемника. Для AD9042 ширина полосы режекторного фильтра устанавливается в несколько мегагерц, как показано на рис.2.34. Здесь уровень собственных шумов (NPR) – это глубина режекции. Идеальный АЦП

а

генерирует только шум квантования внутри полосы режекции, но на практике существуют дополнительные шумовые компоненты из-за интермодуляционных искажений, вызванных нелинейностью АЦП. Обратите внимание, что уровень собственных шумов достигает 60 дБ, тогда как расчетное значение равно 62,7 дБ.

## ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ УРОВЕНЬ ШУМА (NPR) ДЛЯ 10, 11 И 12-РАЗРЯДНЫХ АЦП

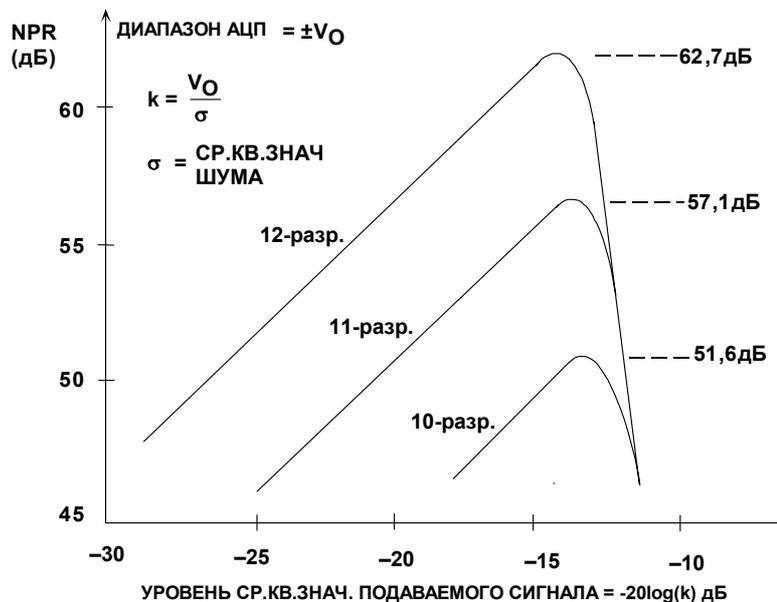


Рис. 2.33

## 12-РАЗРЯДНЫЙ 41 MSPS АЦП AD9042: ИЗМЕРЕННЫЙ NPR 60 ДБ (РАСЧЕТНОЕ ЗНАЧЕНИЕ 62,7ДБ)

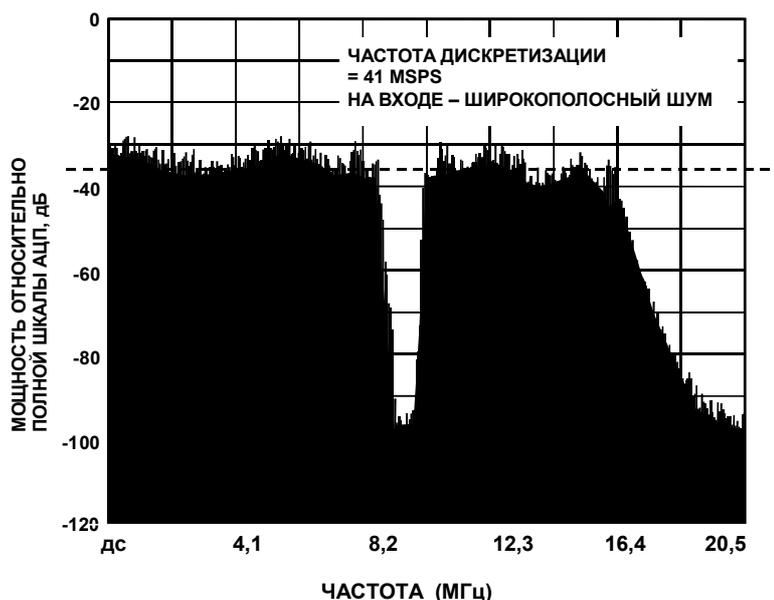


Рис. 2.34

а

### Дрожание аперттуры и аперттурная задержка

Другая причина того, что отношение сигнал/шум (SNR) АЦП уменьшается с увеличением входной частоты, может быть выведена из рис.2.35, который показывает эффекты дрожания фазы в дискретизаторе АЦП (или внутреннем в УВХ). Дрожание фазы вызывает ошибку напряжения, которая является функцией скорости нарастания сигнала и приводит к существенному ухудшению отношения сигнал/шум, как показано на рис.2.36. Это довольно серьезный эффект, особенно на высоких частотах входного сигнала. Поэтому, должна соблюдаться особая осторожность при минимизации фазового шума в дискретизаторах любой системы. Эта осторожность должна распространяться на все компоненты, в которых присутствуют тактовые сигналы: непосредственно генератор (например, таймер серии 555 не отвечает требованиям, но даже кварцевый генератор может создавать проблемы, если он используется в активном устройстве совместно с шумной логикой); тракт передачи (эти тактовые сигналы очень уязвимы к помехам всех видов) и фазовый шум, вводимый в АЦП или ЦАП. Общим источником фазового шума в преобразователе является дрожание аперттуры в общей цепи УВХ (SHA).

## ВЛИЯНИЕ ДРОЖАНИЯ АПЕРТУРЫ И ФАЗОВОГО ШУМА ТАКОВОГО ГЕНЕРАТОРА

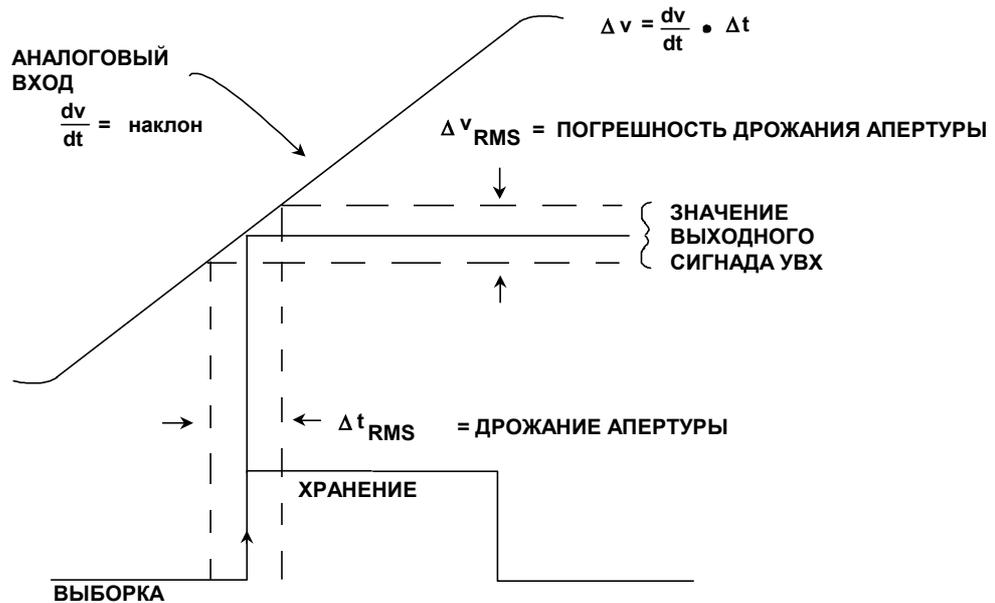


Рис. 2.35

Два десятилетия назад схемы дискретизации АЦП создавались отдельно из УВХ (SHA) и АЦП. Проектирование интерфейса было трудным делом, и главная причина этого заключалась в дрожании аперттуры в УВХ. Сегодня большинство систем дискретизации использует схемы дискретизации АЦП с интегрированной схемой УВХ. Дрожание аперттуры УВХ может быть не определено явным образом в спецификации, но это не служит поводом для беспокойства, если SNR или ENOB ясно определены. Иными словами, гарантия определенного отношения сигнал/шум (SNR) является неявной гарантией определенного адекватного значения дрожания аперттуры. А использование дополнительной высококачественной схемы УВХ иногда приводит к улучшению

а

значений эффективного числа разрядов (ENOB) на высоких частотах даже в лучших дискретизирующих АЦП и может оказаться более выгодным, чем замена АЦП на более дорогую модель.

Необходимо отметить, что существует также фиксированный компонент, который присутствует при определении апертury дискретизации АЦП. Этот компонент, обычно называемый временем эффективной апертурной задержки, не дает ошибки. Его наличие приводит к появлению интервала между временем команды АЦП на дискретизацию и временем, когда получен реальный отсчет (см. рис.2.37). Интервал может быть положительным или отрицательным. Изменение или допуск этого параметра важны в приложениях с одновременной дискретизации с помощью двух АЦП или в других приложениях типа I- и Q-демодуляции, где два АЦП требуют совместной синхронизации.

### УХУДШЕНИЕ SNR ИЗ-ЗА ДРОЖАНИЯ ФАЗЫ СИГНАЛА СИНХРОНИЗАЦИИ АЦП

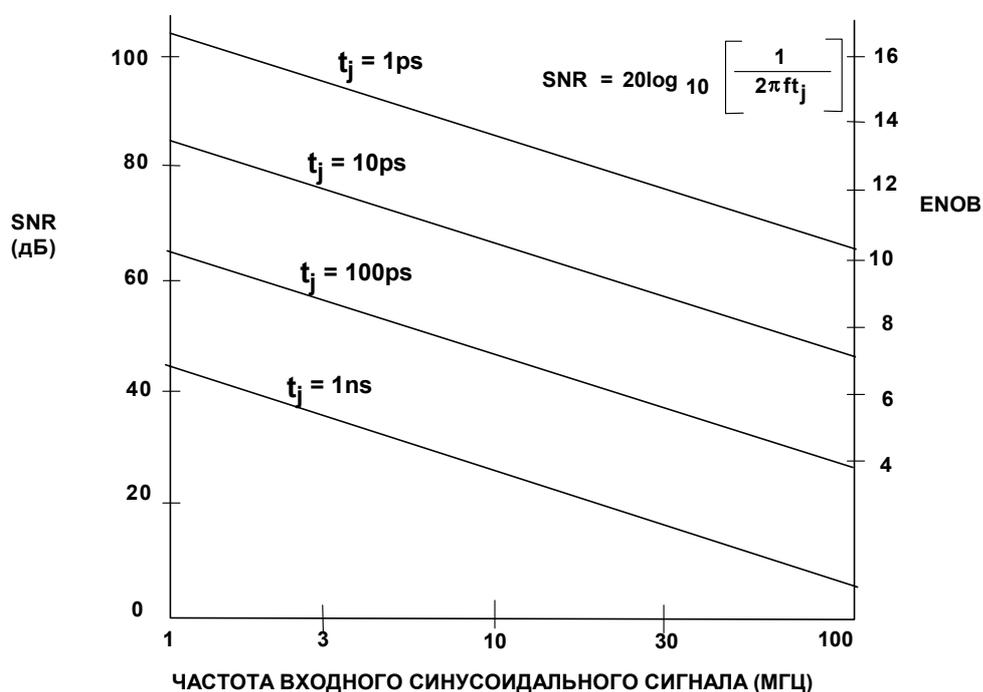


Рис. 2.36

а

## ВРЕМЯ ЭФФЕКТИВНОЙ АПЕРТУРНОЙ ЗАДЕРЖКИ

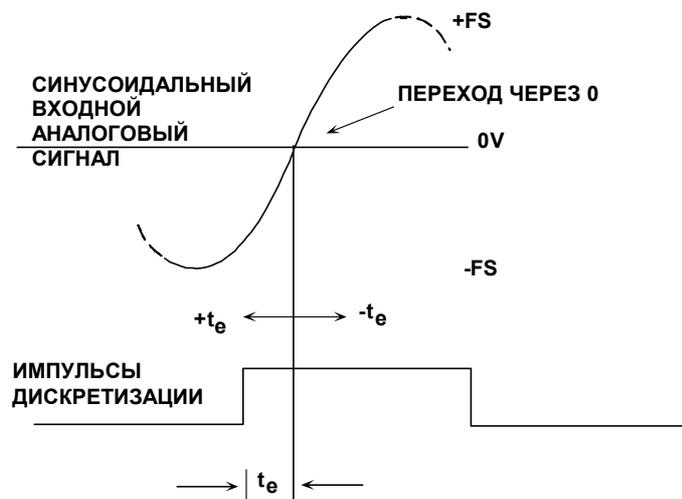


Рис. 2.37

### ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦАП

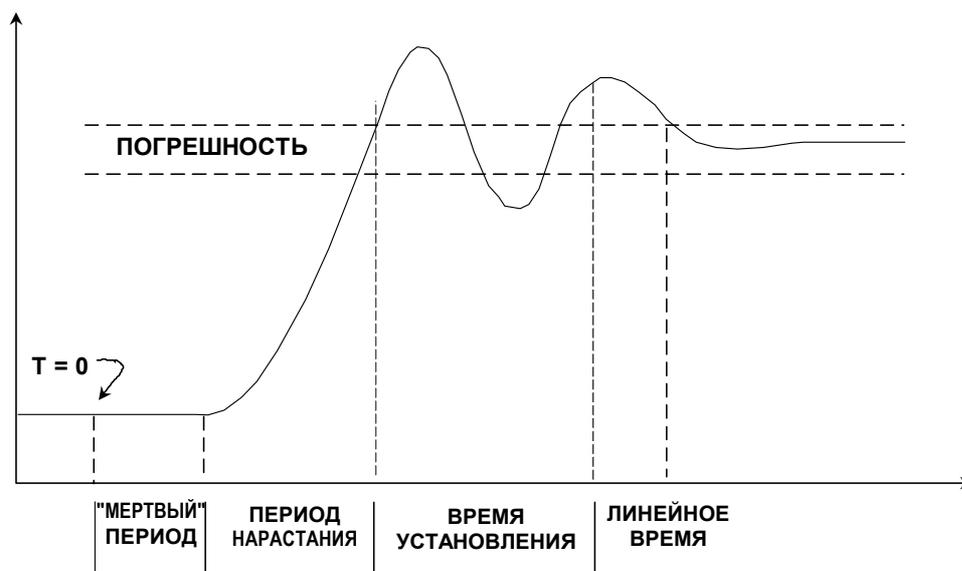
Очевидно, что для цифро-аналогового преобразователя наиболее важными являются такие характеристики сигнала, как время установки (settling time), всплеск сигнала вследствие перерегулирования при изменении сигнала на выходе ЦАП, называемый далее ложным сигналом (выбросом, glitch), искажения и свободный от помех динамический диапазон сигнала (SFDR).

Время установки ЦАП – это время от начала изменения цифрового кода до момента, когда сигнал стабилизируется в пределах некоторого диапазона ошибки, как это показано на рис.2.38. Сравнить времена установки усилителей трудно, так как их диапазоны ошибки могут отличаться от усилителя к усилителю, но диапазон ошибки ЦАП практически не меняется и равен  $\pm 1$  или  $\pm 1/2$  LSB.

Время установки ЦАП состоит из четырех различных периодов: время переключения (в течение которого цифровое переключение осуществлено, но на выходе нет изменений), переходное время (slewing time) (в течение которого скорость изменения выходного сигнала ограничена скоростью нарастания на выходе ЦАП), время восстановления (recovery time) (когда ЦАП восстанавливает значение после быстрого перехода и может быть выброс на фронте) и линейное время установки (linear settling time) (когда значение на выходе ЦАП приближается к его конечной величине экспоненциально или почти экспоненциально). Если переходное время мало по сравнению с тремя другими (как это обычно бывает в случае с токовыми выходами ЦАП), то время установки не будет существенно зависеть от перепада уровня выходного сигнала. С другой стороны, если переходное время занимает существенную часть общего времени, то время установки будет тем больше, чем больше величина перепада.

а

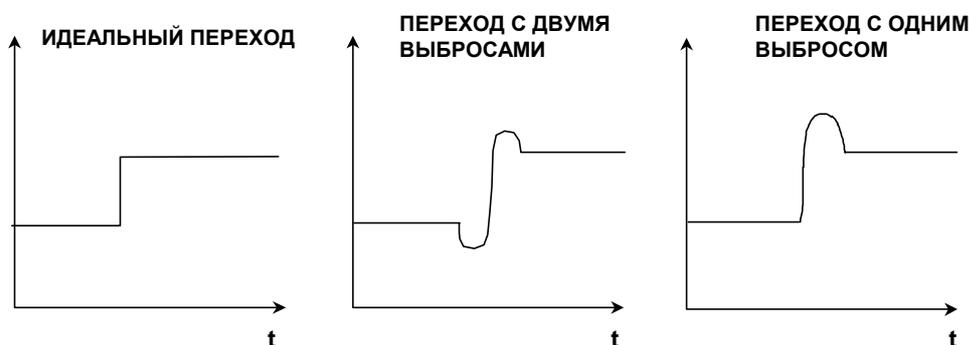
## ВРЕМЯ УСТАНОВЛЕНИЯ ЦАП



**Рис. 2.38**

В идеале изменения на выходе ЦАП от одной величины до другой должны проходить монотонно. На практике возможно появление выброса фронта (overshoot), отрицательного выброса перед фронтом (undershoot) или то и другое одновременно (см. рис.2.39). Это неконтролируемое состояние выхода ЦАП в течение перехода известно как ложный сигнал. Он может являться результатом двух явлений: емкостной связи цифровых переходов с аналоговым выходом и свойствами некоторых ключей в ЦАП, работающих более быстро, чем другие, и создающих временные выбросы по уровню.

## ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ЦАП (С ПАРАЗИТНЫМИ ВЫБРОСАМИ)



**Рис. 2.38**

Емкостная связь часто дает примерно равные положительные и отрицательные выбросы (иногда называемые дуплетом ложного сигнала), которые далее в большей или меньшей

а

степени удастся компенсировать. Ложный сигнал, появляющийся вследствие несинхронности переключения, в общем случае униполярен, имеет большую амплитуду и представляет собой гораздо большую проблему.

Для оценки ложных сигналов измеряют площадь, огибаемую фронтом такого сигнала, и иногда неточно называемую энергией ложного сигнала. Употребление термина "энергия ложного сигнала" неправильно, так как площадь под кривой ложного сигнала измеряется вольт-секундами (Volt-seconds) (или более вероятно  $\mu\text{V}$ - секунды или  $\text{pV}$ - секунды). Пиковая площадь под кривой ложного сигнала – это площадь под максимальным положительным или отрицательным импульсом ложного сигнала. Площадь импульса ложного сигнала – это область под вольт-секундной кривой, которая может быть рассчитана после аппроксимации формы сигнала треугольниками и вычисления их площади посредством вычитания отрицательной площади из положительной. Величина ложного сигнала, порождаемого переходом между кодами 0111...111 и 1000...000, обычно является самой большой. Ложные сигналы в других точках перехода кода (таких как 1/4 и 3/4 полной шкалы) обычно имеют меньшую величину. На рис.2.40 отмечен ложный сигнал быстрого ЦАП с малым значением такого сигнала в середине его динамического диапазона. Пиковые и импульсные площади ложного сигнала рассчитываются с использованием треугольников, как это было описано выше. Время установки измеряется с момента, когда сигнал покидает начальный диапазон ошибки в 1 LSB, и до момента, когда он входит и остается в пределах конечного диапазона ошибки в 1 LSB. Размер шага между областями перехода также равен 1 LSB.

### ВЫБРОСЫ СИГНАЛА ЦАП: СУММАРНАЯ ПЛОЩАДЬ ИМПУЛЬСА – 1.34 пВ·с ВРЕМЯ УСТАНОВЛЕНИЯ – 4.5 нс

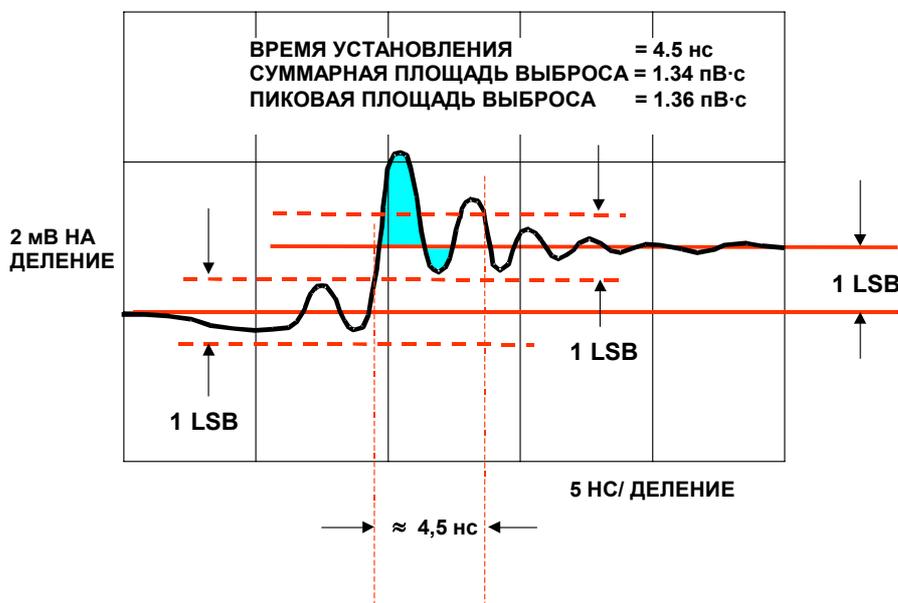


Рис. 2.40

Время установки ЦАП важно в таких приложениях, как блок развертки RGB-сигнала в мониторах, а характеристики в частотной области типа SFDR в общем случае более важны в телекоммуникациях.

а

Если мы рассмотрим спектр сигнала, преобразованного в ЦАП из цифровой формы, то обнаружим, что, в дополнение к ожидаемому спектру (который будет содержать одну или больше частот, в зависимости от природы восстановленного сигнала), в нем также будет присутствовать шум и составляющие искажений. Искажения могут быть определены в терминах нелинейных искажений, динамического диапазона, свободного от помех (SFDR), интермодуляционных искажений или всех вышеперечисленных вместе. Под нелинейными искажениями понимается отношение высших гармоник к гармонике основной частоты, на которой восстановлен чистый (теоретически) синусоидальный сигнал. Эти искажения являются наиболее общей характеристикой искажений. Динамический диапазон, свободный от помех (SFDR) – это отношение энергии наибольшей из гармоник (обычно – это гармоника основной частоты, но не обязательно) к энергии основной частоты.

При восстановлении с помощью ЦАП синусоидального сигнала, сгенерированного в системе прямого цифрового синтеза (DDS), зависимые от кода ложные сигналы формируют гармоники как внутри полосы, так и за ее пределами. Сигнал проходит через уровень, соответствующий середине шкалы, дважды за один цикл. Поэтому ложный сигнал имеет вторую синусоидальную гармонику, как показано на рис.2.41. Обратите внимание, что гармоники более высокого порядка, составляющие которых попадают в основную полосу Найквиста (от 0 до  $f_s/2$ ), не фильтруются.

## ПРОЯВЛЕНИЕ КОД-ЗАВИСИМЫХ ВЫБРОСОВ СИГНАЛА В СПЕКТРЕ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА

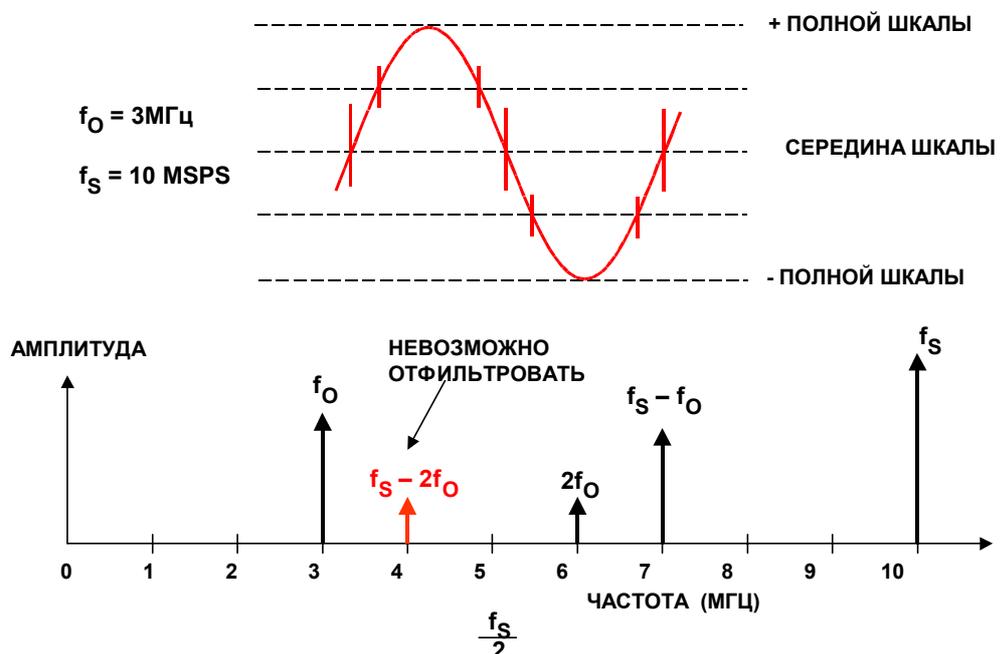


Рис. 2.41

Руководствуясь одной лишь характеристикой площади под кривой ложного сигнала, трудно предсказать нелинейное искажение или SFDR. Другие факторы, такие как полная линейность ЦАП, также способствуют возникновению искажений. Поэтому, общепринята проверка восстановительной способности ЦАП в частотной области (с использованием анализатора спектра) на различных тактовых и сигнальных частотах, как показано на

а

рис.2.43. Типичное значение SFDR для 14-разрядного ЦАП AD9772 представлено на рис.2.44. Тактовая частота равна 65 MSPS и сигнальная частота анализируется до 25 МГц. Как и в случае с АЦП, шум квантования будет проявляться в виде увеличенного нелинейного искажения, если отношение между частотой синхронизации и выходной частотой ЦАП представляется целым числом. Таких отношений нужно избегать при измерении SFDR.

## ИСТОЧНИКИ ИСКАЖЕНИЙ В ЦАП СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТЫ (DDS)

- Разрешающая способность ЦАП
- Общая нелинейность
- Дифференциальная нелинейность
- Код-зависимые выбросы
- Отношение тактовой частоты к выходной (даже для идеального ЦАП)
- Аналитический подход затруднен!

Рис. 2.42

## СХЕМА ИЗМЕРЕНИЯ SFDR ЦИФРО-АНАЛОГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

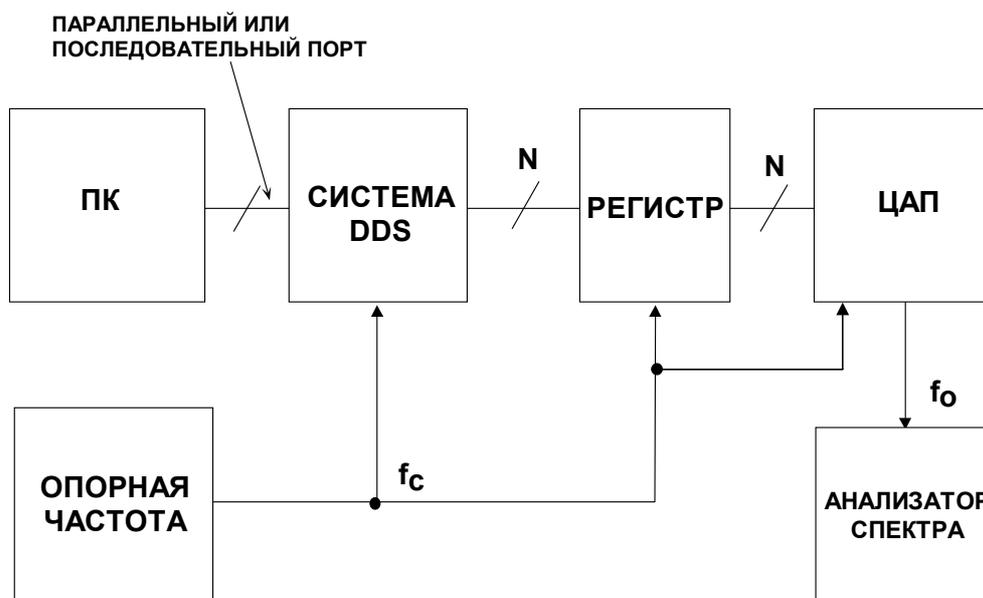


Рис. 2.43

а

### Спад частотной характеристики (Rolloff) ЦАП $\sin(x)/x$

Выходной сигнал ЦАП может быть представлен в виде ряда прямоугольных импульсов шириной, равной обратной величине тактовой частоты, как показано на рис.2.45. Обратите внимание, что восстановленная амплитуда сигнала составляет -3,92 дБ на частоте Найквиста  $f_c/2$ . Для компенсации этого эффекта в большинстве случаев достаточно использовать инверсный фильтр  $\sin(x)/x$ . Значения составляющих основной частоты также ослабляются функцией  $\sin(x)/x$ .

### СПЕКТР ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ЦАП С ОГИБАЮЩЕЙ ВИДА $\sin x/x$ (АМПЛИТУДА НОРМАЛИЗОВАННАЯ)

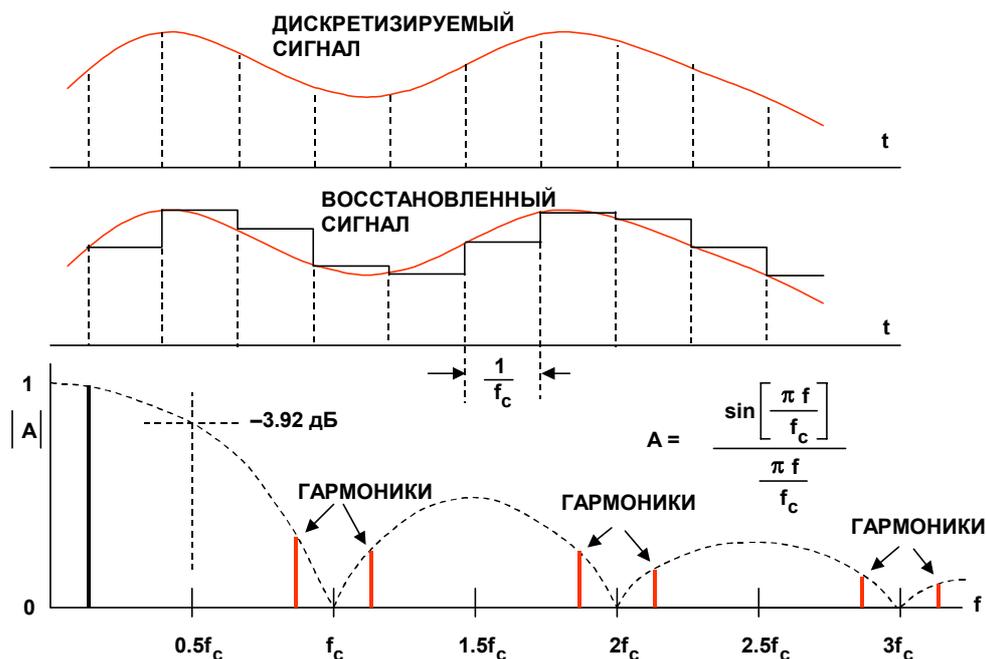


Рис. 2.45

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Active and Passive Electrical Wave Filter Catalog**, Vol. 34, TTE, Incorporated, 2251 Barry Avenue, Los Angeles, CA 90064.
2. W. R. Bennett, "Spectra of Quantized Signals", **Bell System Technical Journal**, No. 27, July 1948, pp. 446-472.
3. Steve Ruscak and Larry Singer, *Using Histogram Techniques to Measure A/D Converter Noise*, **Analog Dialogue**, Vol. 29-2, 1995.
4. M.J. Tant, **The White Noise Book**, Marconi Instruments, July 1974.
5. G.A. Gray and G.W. Zeoli, *Quantization and Saturation Noise due to A/D Conversion*, **IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems**, Jan. 1971, pp. 222-223.
6. Chuck Lane, *A 10-bit 60MSPS Flash ADC*, **Proceedings of the 1989 Bipolar Circuits and Technology Meeting**, IEEE Catalog No. 89CH2771-4, September 1989, pp. 44-47.
7. F.D. Waldhauer, *Analog to Digital Converter*, **U.S. Patent 3-187-325**, 1965.
8. J.O. Edson and H.H. Henning, *Broadband Codecs for an Experimental 224Mb/s PCM Terminal*, **Bell System Technical Journal**, 44, November 1965, pp. 1887-1940.
9. J.S. Mayo, *Experimental 224Mb/s PCM Terminals*, **Bell System Technical Journal**, 44, November 1965, pp. 1813-1941.
10. Hermann Schmid, **Electronic Analog/Digital Conversions**, Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1970.
11. Carl Moreland, *An 8-bit 150MSPS Serial ADC*, **1995 ISSCC Digest of Technical Papers**, Vol. 38, p. 272.
12. Roy Gosser and Frank Murden, *A 12-bit 50MSPS Two-Stage A/D Converter*, **1995 ISSCC Digest of Technical Papers**, p. 278.
13. Carl Moreland, **An Analog-to-Digital Converter Using Serial-Ripple Architecture**, Masters' Thesis, Florida State University College of Engineering, Department of Electrical Engineering, 1995.
14. **Practical Analog Design Techniques**, Analog Devices, 1995, Chapter 4, 5, and 8.
15. **Linear Design Seminar**, Analog Devices, 1995, Chapter 4, 5.
16. **System Applications Guide**, Analog Devices, 1993, Chapter 12, 13, 15,16.

a

17. **Amplifier Applications Guide**, Analog Devices, 1992, Chapter 7.
18. Walt Kester, *Drive Circuitry is Critical to High-Speed Sampling ADCs*, **Electronic Design Special Analog Issue**, Nov. 7, 1994, pp. 43-50.
19. Walt Kester, *Basic Characteristics Distinguish Sampling A/D Converters*, **EDN**, Sept. 3, 1992, pp. 135-144.
20. Walt Kester, *Peripheral Circuits Can Make or Break Sampling ADC Systems*, **EDN**, Oct. 1, 1992, pp. 97-105.
21. Walt Kester, *Layout, Grounding, and Filtering Complete Sampling ADC System*, **EDN**, Oct. 15, 1992, pp. 127-134.
22. Robert A. Witte, *Distortion Measurements Using a Spectrum Analyzer*, **RF Design**, September, 1992, pp. 75-84.
23. Walt Kester, *Confused About Amplifier Distortion Specs?*, **Analog Dialogue**, 27-1, 1993, pp. 27-29.
24. **System Applications Guide**, Analog Devices, 1993, Chapter 16.
25. Frederick J. Harris, *On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform*, **IEEE Proceedings**, Vol. 66, No. 1, Jan. 1978, pp. 51-83.
26. Joey Doernberg, Hae-Seung Lee, David A. Hodges, *Full Speed Testing of A/D Converters*, **IEEE Journal of Solid State Circuits**, Vol. SC-19, No. 6, Dec. 1984, pp. 820-827.
27. Brendan Coleman, Pat Meehan, John Reidy and Pat Weeks, *Coherent Sampling Helps When Specifying DSP A/D Converters*, **EDN**, October 15, 1987, pp. 145-152.
28. Robert W. Ramirez, **The FFT: Fundamentals and Concepts**, Prentice-Hall, 1985.
29. R. B. Blackman and J. W. Tukey, **The Measurement of Power Spectra**, Dover Publications, New York, 1958.
30. James J. Colotti, *Digital Dynamic Analysis of A/D Conversion Systems Through Evaluation Software Based on FFT/DFT Analysis*, **RF Expo East 1987 Proceedings**, Cardiff Publishing Co., pp. 245-272.
31. **HP Journal**, Nov. 1982, Vol. 33, No. 11.
32. **HP Product Note 5180A-2**.
33. **HP Journal**, April 1988, Vol. 39, No. 2.
34. **HP Journal**, June 1988, Vol. 39, No. 3.

35. Dan Sheingold, Editor, **Analog-to-Digital Conversion Handbook, Third Edition**, Prentice-Hall, 1986.
36. Lawrence Rabiner and Bernard Gold, **Theory and Application of Digital Signal Processing**, Prentice-Hall, 1975.
37. Matthew Mahoney, **DSP-Based Testing of Analog and Mixed-Signal Circuits**, IEEE Computer Society Press, Washington, D.C., 1987.
38. **IEEE Trial-Use Standard for Digitizing Waveform Recorders**, No. 1057-1988.
39. Richard J. Higgins, **Digital Signal Processing in VLSI**, Prentice-Hall, 1990.
40. M. S. Ghausi and K. R. Laker, **Modern Filter Design: Active RC and Switched Capacitors**, Prentice Hall, 1981.
41. Mathcad™ 4.0 software package available from MathSoft, Inc., 201 Broadway, Cambridge MA, 02139.
42. Howard E. Hilton, *A 10MHz Analog-to-Digital Converter with 110dB Linearity*, **H.P. Journal**, October 1993, pp. 105-112.