

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра электронно-вычислительных средств

АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ И ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Методическое пособие
по дисциплине «Аналоговые и аналого-цифровые устройства»
для студентов специальности I-40 02 02
«Электронные вычислительные средства»
дневной формы обучения

Минск 2007

УДК 004.383
ББК 32.973.3
А 64

Рецензент

заведующий кафедрой радиоэлектронных средств БГУИР, профессор,
кандидат технических наук Н. С. Образцов

Авторы-составители:

А. Б. Давыдов, М. В. Качинский, В. Б. Ключ

Аналого-цифровые и цифровые устройства : метод. пособие по
А 64 дисц. «Аналоговые и аналого-цифровые устройства» для студ. спец.
I-40 02 02 «Электронные вычислительные средства» днев. формы обуч. /
сост. А. Б. Давыдов, М. В. Качинский, В. Б. Ключ. – Минск : БГУИР,
2007. – 52 с. : ил.

ISBN 978-985-444-039-2

В методическом пособии рассмотрены вопросы, связанные с дискретизацией аналоговых сигналов, возникновением статических и динамических погрешностей аналого-цифровых и цифровых устройств, приведены примеры применения аналого-цифровых устройств.

УДК 004.383
ББК 32.973.3

ISBN 978-985-444-039-2

© Давыдов А. Б., Качинский М. В.,
Ключ В. Б, составление, 2007
© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2007

ВВЕДЕНИЕ

По своей природе все сигналы являются аналоговыми, будь то сигнал постоянного или переменного тока, цифровой или импульсный. Тем не менее принято делать различие между аналоговыми и цифровыми сигналами, которое выражается в том, что в природе все измеряемые физические величины представляются аналоговыми сигналами, а для обработки с помощью вычислительных устройств они должны быть преобразованы в цифровую форму. *Аналоговым сигналом называется сигнал, значения сигнального параметра и временная характеристика которого являются непрерывными величинами.* Аналоговые сигналы характеризуются электрическими переменными, скоростью их изменения и связанной с ними энергией или мощностью. Для преобразования других физических величин (температура, давление и т.п.) в электрические сигналы используются датчики.

Сигналы могут быть обработаны с использованием аналоговых методов, цифровых методов или комбинации аналоговых и цифровых методов. Учитывая, что любой сигнал является носителем информации, обработка аналоговых сигналов заключается в проблеме извлечения информации.

Целью обработки сигналов является:

- извлечение информации о сигнале (амплитуда, фаза, частота, спектральные составляющие, временные соотношения);
- преобразование формата сигнала (телефония с разделением каналов);
- сжатие данных (модемы, сотовые телефоны, телевидение, сжатие MPEG);
- формирование сигналов обратной связи (управление промышленными процессами);
- выделение сигнала из шума (фильтрация, автокорреляция, свертка);
- выделение и сохранение сигнала в цифровом виде для последующей обработки быстрым преобразованием Фурье (БПФ).

Наличие различных методов обработки сигналов связано с тем, что невозможно обработать аналоговые сигналы, используя только цифровые методы, так как все датчики (микрофоны, термодпары, тензорезисторы, пьезоэлектрические преобразователи и т.д.) являются аналоговыми устройствами. Поэтому некоторые виды сигналов требуют наличия цепей нормализации для дальнейшей обработки сигналов аналоговым или цифровым методом. В действительности цепи нормализации сигнала – это аналоговые процессоры, выполняющие такие функции, как усиление (в измерительных и предварительных усилителях), обнаружение сигнала на фоне шума (высокоточными усилителями синфазного сигнала и линейными приемниками), динамическое сжатие диапазона (логарифмическими усилителями и усилителями с программируемым коэффициентом усиления) и фильтрация (пассивная и активная).

В случае цифровой обработки сигнала (ЦОС) аналоговый сигнал преобразуется в двоичную форму устройством, которое называется *аналого-*

цифровым преобразователем (АЦП). На выходе АЦП получается двоичное представление аналогового сигнала, которое затем обрабатывается цифровым процессором обработки сигналов (ЦПОС). После обработки содержащаяся в сигнале информация может быть преобразована обратно в аналоговую форму с использованием цифроаналогового преобразователя (ЦАП).

1. ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ

1.1. Классификация дискретных систем

Дискретной системой называется система, содержащая по крайней мере один элемент, выходным сигналом которого является дискретный сигнал.

Дискретным сигналом называется такой сигнал, значения сигнального параметра или временная характеристика которого не являются непрерывными и математически выражаются последовательностями. В отличие от непрерывного входного сигнального параметра дискретный сигнал определяется импульсной последовательностью значений, пропорциональных по амплитуде значениям $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ соответствующей непрерывной функции $x(t)$. Если $x(t)$ обозначает непрерывный сигнал, то выделение дискретных значений $a_n = f[nT]$ в равноотстоящие моменты времени $t = nT, n = 0, 1, \dots$ называется дискретизацией сигнала $x(t)$ по времени.

Предположим теперь, что значения a_n могут принимать только одно из конечного числа значений a_n^* , например, $a_n^* = kh, h = const, k = 1, 2, \dots, N$. Процесс получения последовательности $[a_n^*]$ из последовательности $\{a_n\}$ называется квантованием дискретного сигнала по уровню.

Итак, сигналы могут быть дискретными по уровню, по времени, а также по уровню и по времени одновременно.

1.2. Структура дискретной системы

Структура типовой дискретной системы ЦОС представлена на рис. 1.1.

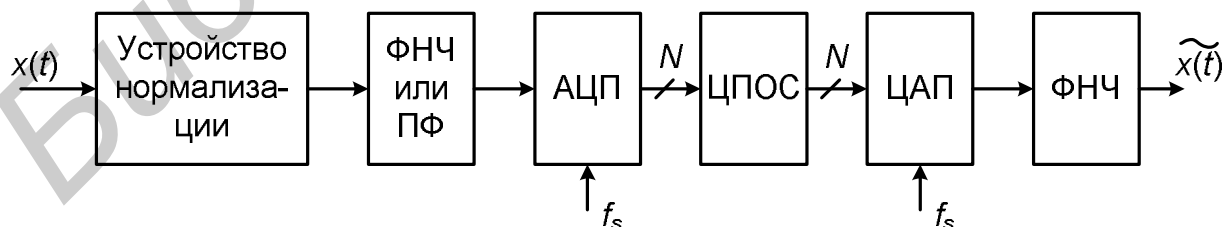


Рис. 1.1. Структура дискретной системы

Обычно, прежде чем подвергнуться преобразованию, входной аналоговый сигнал проходит через устройство нормализации, которое выполняет такие функции, как согласование выходных, входных импедансов источника и приемника сигнала, усиление либо ослабление сигнала в

требуемой полосе пропускания. Для подавления нежелательных сигналов вне полосы пропускания и предотвращения наложения спектров необходим фильтр нижних частот (ФНЧ) или полосовой фильтр (ПФ).

Сигнал с выхода фильтра поступает на АЦП, осуществляющий дискретизацию преобразуемого сигнала как по времени, так и по уровню. АЦП дискретизирует сигнал с частотой, равной f_s , и выдает новый отсчет процессору ЦОС (ЦПОС) с такой же частотой. Для обеспечения работы в реальном масштабе времени ЦПОС 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 ЦПОС может выступать цифровой фильтр. В случае использования алгоритма БПФ блок данных загружается в память ЦПОС. Пока работает алгоритм БПФ, новый блок данных загружается в память для обеспечения работы в реальном масштабе времени. ЦПОС должен вычислить БПФ в течение интервала передачи данных, чтобы быть готовым к процессу обработки следующего блока данных.

Отметим, 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 ЦПОС отвечает исключительно за формирование сигнала на ЦАП. В случае использования ЦАП на его выходе для подавления нежелательных гармоник необходимо применять фильтры нижних частот.

В реальных процессах аналого-цифрового и цифроаналогового преобразования есть два ключевых этапа: дискретизация по времени и квантование по амплитуде, которые определяют разрешающую способность данных операций.

2. ДИСКРЕТИЗАЦИЯ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

2.1. Представление непрерывной функции последовательностью отсчетов

Любая непрерывная по времени и ограниченная по спектру функция может быть представлена суммой ее дискретных отсчетов, взятых через равные промежутки времени.

Наиболее распространенной формой дискретизации является *равномерная*, в основе которой лежит *теорема отсчетов (Шеннона–Котельникова)*. Сущность теоремы заключается в возможности эквивалентного замещения непрерывной временной функции рядом дискретных значений этой функции.

В соответствии с этой теоремой входной аналоговый сигнал $x(t)$, ограниченный по спектру наивысшей частотой f_1 , можно представить следующим рядом:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{n}{2f_1}\right) \frac{\sin 2\pi f_1 [t - (n/2f_1)]}{2\pi f_1 [t - (n/2f_1)]} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \varphi_n(t), \quad (2.1)$$

где $a_n = x(n/2f_1) = x(nT)$ – мгновенные значения (отсчеты) входного сигнала $x(t)$ в дискретные моменты времени $t = nT$; $\varphi_n(t)$ – базисная функция, используемая при восстановлении аналогового сигнала по его отсчетам. $T = 1/2f_1$ представляет собой период или интервал дискретизации (выборки) входного аналогового сигнала.

Представление заданной функции $x(t)$ рядом дискретных значений показано на рис. 2.1.

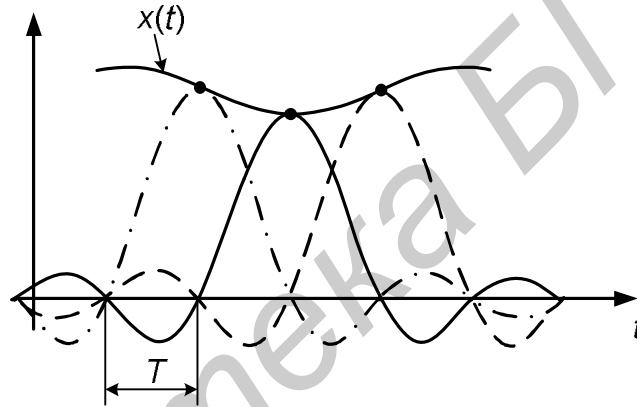


Рис. 2.1. Интерпретация теоремы отсчетов

Базисная функция вида $(\sin x)/x$ в выражении (2.1)

$$\varphi_n(t) = \frac{\sin 2\pi f_1 [t - (n/2f_1)]}{2\pi f_1 [t - (n/2f_1)]}$$

обладает следующими свойствами:

а) в точке $t = nT$ $\varphi_n(nT) = 1$, а в точках $t = kT$, где k – любое целое положительное или отрицательное число, отличное от n , $\varphi_n(kT) = 0$;

б) спектральная плотность функции $\varphi_n(t)$ равномерна в полосе частот $|f| \leq f_1$ и равна $1/2f_1$.

Для сигналов со строго ограниченным спектром выражение (2.1) является тождеством.

Соотношение между спектром $X(2\pi f)$ сигнала $x(t)$ и спектром $\Phi_n(2\pi f)$ базисной функции $\varphi_n(t)$ при $T = 1/2f_1$ показано на рис. 2.2.

Во временной области теорема отсчетов означает, что значение входного аналогового сигнала с ограниченным спектром можно определить по значениям отсчетов $x(nT)$, взятым через интервалы времени, равные периоду дискретизации, путем интерполяции с использованием базисной функции вида $(\sin x)/x$.

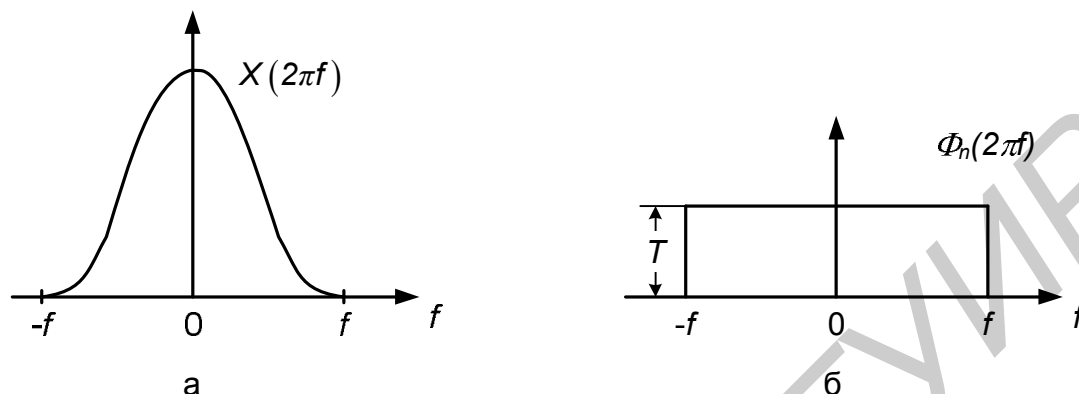


Рис. 2.2. Связь между спектрами сигналов:
 а – спектр сигнала $x(t)$;
 б – спектр базисной функции $\varphi_n(t)$

2.2. Физическая интерпретация теоремы отсчетов

Покажем, что в соответствии с теоремой отсчетов непрерывную функцию времени $x(t)$, спектр которой ограничен частотой f_1 , можно представить в виде суммы функций $(\sin x)/x$, которые соответствуют моментам времени дискретизации, умноженным на значения функции $x(t)$ в эти моменты времени и пропущенным через идеальный ФНЧ с граничной частотой f_1 .

Из теории линейных цепей известно, что отклик $h(t - t_0)$ обобщенной функции Дирака (дельта-функции) $\delta(t - t_0)$ в идеальном ФНЧ ($H(j\omega) = K$ для $|\omega| \leq 2\pi f_1$, $H(j\omega) = 0$ для $|\omega| > 2\pi f_1$) определяется выражением

$$h(t - t_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H(j\omega) \exp j\omega(t - t_0) d\omega = 2f_1 K \frac{\sin 2\pi f_1(t - t_0)}{2\pi f_1(t - t_0)},$$

т.е. за исключением константы $2f_1 K$, приведенной функцией.

Выходной отклик $g_n(t)$ идеального ФНЧ на отсчет $x(nT)$ можно выразить через отклик $h(t)$, тогда

$$g_n(t) = 2f_1 K x\left(\frac{n}{2f_1}\right) \frac{\sin 2\pi f_1 \left[t - \left(\frac{n}{2f_1} \right) \right]}{2\pi f_1 \left[t - \left(\frac{n}{2f_1} \right) \right]}.$$

Результирующий выходной сигнал идеального ФНЧ является суперпозицией множества $g_n(t)$, т.е.

$$g(t) = 2f_1 K \sum_{n=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{n}{2f_1}\right) \frac{\sin 2\pi f_1 [t - (n/2f_1)]}{2\pi f_1 [t - (n/2f_1)]}.$$

Тогда с учетом (2.1) $g(t) = 2f_1 K x(t)$, где $2f_1 K$ – константа, имеющая смысл коэффициента усиления.

Поэтому физическую модель восстановления исходного сигнала $x(t)$ по его дискретному представлению можно представить как процесс прохождения отдельных отсчетов $x(n/2f_1)$ через идеальный ФНЧ с коэффициентом усиления $K = 1/f_1$.

2.3. Спектральное представление теоремы отсчетов

В соответствии с приведенной выше физической интерпретацией отклик $g(t)$ ФНЧ можно связать с импульсным откликом $h(t)$ на дискретизированную функцию $x_s(t)$ с помощью следующего соотношения:

$$g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x_s(X) h(t - X) dX, \text{ где } x_s(t) = x(t) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta[t - (n/2f_1)].$$

Спектральное представление процесса дискретизации основано на интерпретации дискретизации как процесса перемножения сигнала $x(t)$ и функции дискретизации $\delta(t)$. Операции перемножения во временной области соответствует операция свертки спектров в частотной области. Согласно теореме о свертке в частотной области

$$X_s(\omega) = \frac{1}{T} \left[X(\omega) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega - n\omega_0) \right] = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(\omega) * \delta(\omega - n\omega_0).$$

Учитывая соотношение $x(t) * \delta(t - T) = x(t - T)$, получим

$$X_s(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(\omega - n\omega_0), \quad (2.2)$$

где $\omega_0 = 2\pi/T$ и $T = 1/2f_1$.

Следовательно, спектр $X_s(\omega)$ состоит из спектра $X(\omega)$, повторяющегося на частотах $n\omega_0$ (рис. 2.3), т.е. основной спектр (для $n = 0$) можно восстановить только посредством идеальной фильтрации с помощью ФНЧ, если выполняется условие $T \leq 1/2f_1$.

Если $T > 1/2f_1$, то спектр $X_S(\omega)$ состоит из спектра $X(\omega)$, повторяющегося на частотах $n\omega_0 = n[2\pi/T]$, однако со взаимным перекрытием. При этом основной спектр для $n=0$ восстановить нельзя без составляющих из побочных спектров с большими частотами $n\omega_0$. Возникает так называемое *наложение (перекрывание) спектров (aliasing)*.

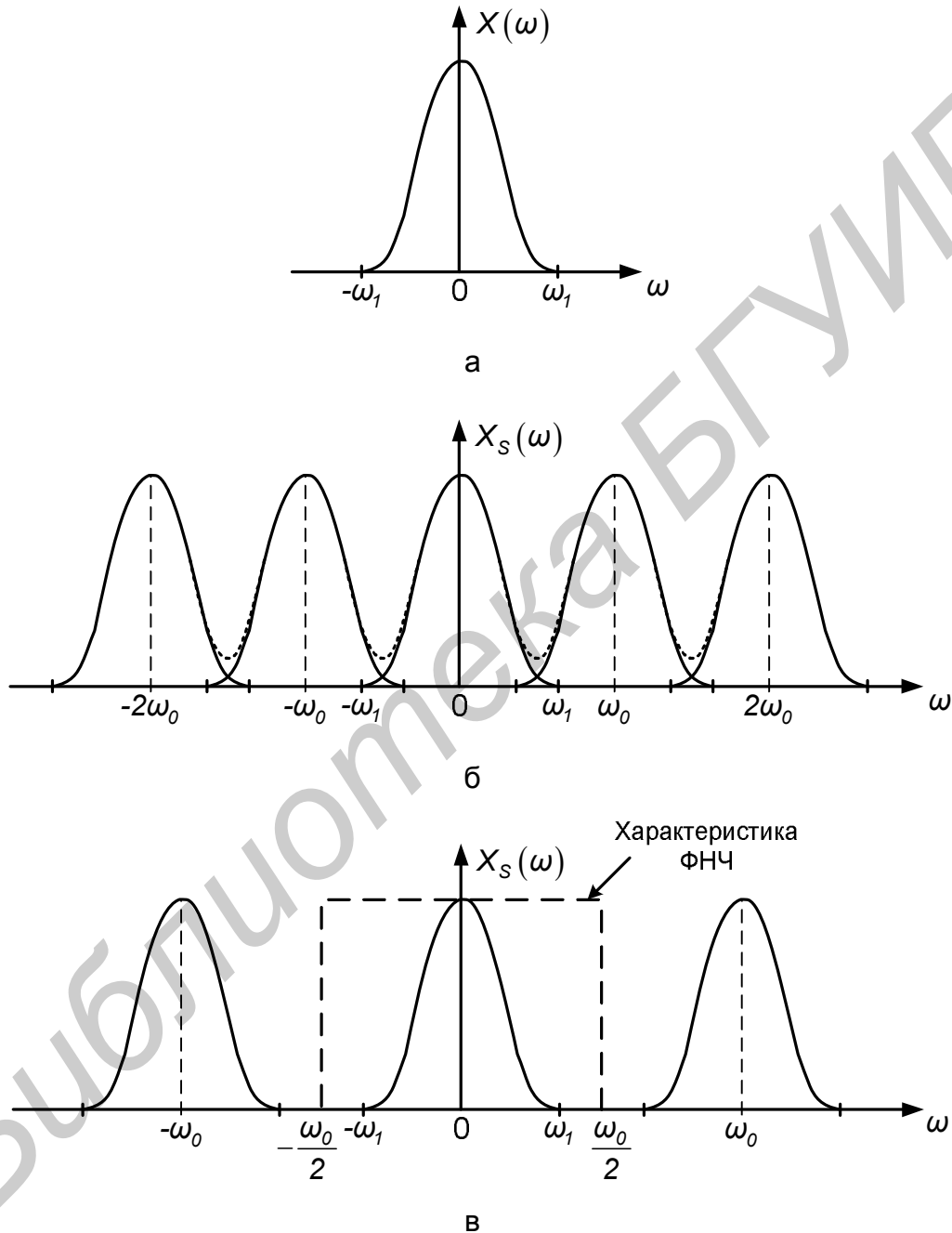


Рис. 2.3. Частотные спектры дискретизированного сигнала:
 а – входной сигнал;
 б – спектр в случае дискретизации с периодом $T < 1/2f_1$;
 в – спектр в случае дискретизации с периодом $T > 1/2f_1$

Таким образом, условиями восстановления сигнала без искажений являются:

- а) ограничение спектра сигнала $x(t)$ по частоте величиной f_1 ;
- б) выбор частоты дискретизации в соответствии с условием $f_s \geq 2 f_1$.

2.4. Мультипликативная дискретизация

Выражение спектра дискретизированного входного сигнала получено исходя из условия идеальной дискретизации δ -импульсами, а также идеализации входного сигнала путем ограничения полосы. Однако рассмотренная дискретизация не может быть реализована, поскольку невозможно осуществить дискретизацию с помощью измерений в бесконечно малый промежуток времени.

Дискретизация, которую во временной области можно математически описать произведением сигнала $x(t)$ и функции дискретизации $s_s(t)$ с периодом T , называется *мультипликативной дискретизацией* (в отечественной литературе – *дискретизация первого рода*). Для мультипликативной дискретизации во временной области выполняется соотношение $x_s(t) = x(t)s_s(t)$, а в частотной $X_s(j\omega) = X(j\omega) * S_s(j\omega)$.

При мультипликативной дискретизации функция дискретизации может быть выбрана так, чтобы $x_s(t)$ в течение периода дискретизации точно повторяла сигнал $x(t)$, или так, чтобы $x_s(t)$ совпадала с сигналом $x(t)$ только в одном дискретном значении. Точная мультипликативная дискретизация возникает при рассмотренной ранее дискретизации с помощью периодической последовательности δ -импульсов или при выделении отсчетных значений сигнала $x(t)$ с помощью прямоугольных импульсов. Неточная мультипликативная дискретизация возникает при использовании других типов функции дискретизации (например, треугольной, трапецеидальной и т.д.). В общем случае при мультипликативной дискретизации спектральное представление функции дискретизации в предположении, что она является четной функцией времени, имеет вид

$$s_s(t) = r + \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n \cos n\omega_0 t.$$

Наиболее часто в качестве функции дискретизации используются прямоугольные импульсы с длительностью τ , периодом T и амплитудой A . В этом случае функция дискретизации имеет вид

$$s_s(t) = A \left\{ \frac{\tau}{T} + 2 \frac{\tau}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\omega_0 \tau / 2)}{n\omega_0 \tau / 2} \cos n\omega_0 t \right\},$$

где

$$r = \frac{\tau}{T}, \quad \beta_n = 2 \frac{\tau}{T} \frac{\sin(n\omega_0\tau/2)}{n\omega_0\tau/2}, \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T}.$$

Здесь r имеет смысл коэффициента усиления для передачи низкочастотной составляющей дискретизированного сигнала $x_S(t)$, β_n – коэффициент усиления для передачи сигнала на частотах, кратных частоте дискретизации $n\omega_0$ (огибающая спектра прямоугольного импульса). Для точной (при прямоугольной форме импульса дискретизации) и неточной (при треугольной, трапецеидальной, косинусоидальной формах импульса дискретизации) мультипликативной дискретизации характерно, что коэффициенты усиления r и β_n не зависят от частоты ω (и поэтому не влияют на форму спектра сигнала), хотя и зависят от формы импульса дискретизации и номера гармоники частоты дискретизации n . Зависимость от n исчезает только при идеальной дискретизации δ -импульсами.

Мультипликативная дискретизация сигнала $x(t)$ обладает следующими характерными свойствами:

– позволяет восстановить исходный сигнал $x(t)$ или, иными словами, при мультипликативной дискретизации восстановленный сигнал $x(t)$ не зависит от типа функции дискретизации $s_S(t)$;

– в соответствии с теоремой отсчетов позволяет восстановить сигнал без искажений только при условии регулярной дискретизации.

Следовательно, полученное выражение для дискретизированного сигнала $x_S(t)$ при мультипликативной дискретизации исходного сигнала $x(t)$ во временной области с учетом $\omega_0 = 2\pi/T$ равно

$$x_S(t) = x(t)s_S(t) = A \frac{\tau}{T} \left\{ x(t) + 2x(t) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi\tau/T)}{n\pi\tau/T} \cos n\omega_0 t \right\}.$$

Первому слагаемому в правой части соответствует спектр $X(\omega)$ исходного сигнала, а каждому произведению $x(t)\cos n\omega_0 t$ – спектральная плотность $0,5 [X(\omega - n\omega_0) + X(\omega + n\omega_0)]$.

Следовательно, спектральная плотность дискретизируемого сигнала будет равна

$$X_S(\omega) = A \frac{\tau}{T} \left\{ X(\omega) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi\tau/T)}{n\pi\tau/T} X(\omega - n\omega_0) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi\tau/T)}{n\pi\tau/T} X(\omega + n\omega_0) \right\}.$$

Поскольку $\sin(n\pi\tau/T)/(n\pi\tau/T)$ при $n=0$ равен 1, последнее выражение можно записать в следующей окончательной форме:

$$X_S(\omega) = A \frac{\tau}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin(n\pi\tau/T)}{n\pi\tau/T} X(\omega - n\omega_0). \quad (2.3)$$

Итак, спектр $X_S(\omega)$ дискретизированного сигнала при мультипликативной дискретизации представляет собой последовательность спектров $X(\omega)$ исходного сигнала $x(t)$, сдвинутых один относительно другого на $\omega_0 = 2\pi/T$ и убывающих по закону $\sin(n\pi\tau/T)/(n\pi\tau/T)$.

При этом полоса пропускания до первого нуля функции дискретизации, имеющей вид $(\sin x)/x$, равна $1/\tau$, где τ – длительность импульса дискретизации.

На рис. 2.4 представлены спектры дискретизированного сигнала.

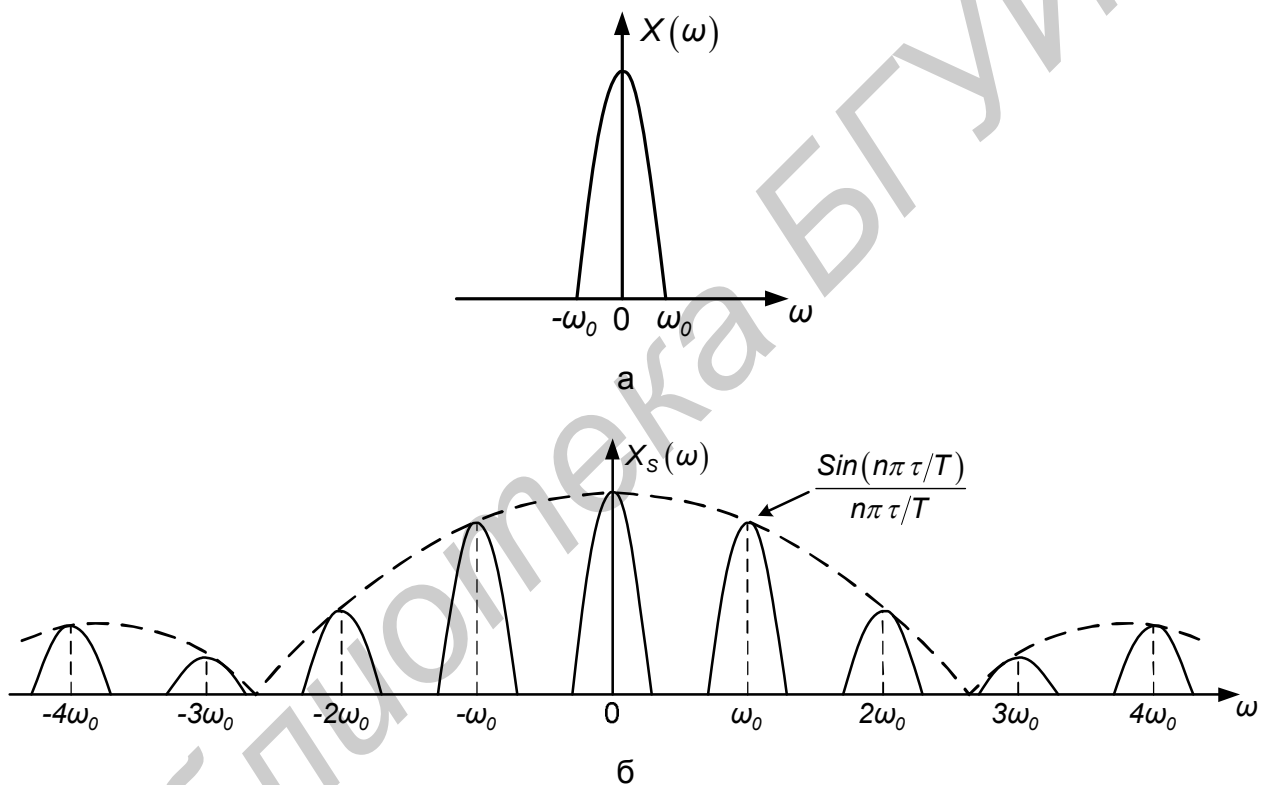


Рис. 2.4. Спектры дискретизированного сигнала:

а – спектр исходного сигнала;

б – спектр дискретизированного сигнала при мультипликативной дискретизации

С уменьшением отношения τ/T огибающая спектра уменьшается и в пределе (при $\tau/T \rightarrow 0$) спектр приобретает строго периодическую структуру. Если одновременно с уменьшением τ увеличивать A так, чтобы площадь импульса $A\tau$ оставалась неизменной, то выражение (2.3) примет вид

$$X_S(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n\omega_0),$$

что соответствует полученному выше выражению (2.2) спектра дискретизированного сигнала при идеальной дискретизации периодической последовательностью δ -импульсов.

2.5. Дискретизация с квантованием

К особому классу методов дискретизации, имеющему большое практическое значение при обработке цифровой информации, относится процесс дискретизации, в котором амплитудное значение импульсной последовательности входного сигнала сохраняет свое значение в течение всего периода дискретизации, т.е. процесс дискретизации связан с квантованием сигнала по уровню. Данный метод дискретизации называется *дискретизацией с квантованием* (в отечественной литературе – *дискретизация второго рода*).

Математически дискретизацию с квантованием можно описать соотношением

$$x_S(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT)s(t) .$$

В качестве функции дискретизации при реализации дискретизации с квантованием используются прямоугольные импульсы с длительностью τ , равной периоду T . Уровень дискретизированной величины $x(nT)$ поддерживается до появления следующего значения $x[(n+1)T]$. В этом случае спектр функции дискретизации имеет вид

$$S(\omega) = T \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} .$$

Спектральная плотность дискретизируемого сигнала равна

$$X_S(\omega) = \frac{S(\omega)}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n\omega_0) = \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n\omega_0) ,$$

где $\omega_0 = 2\pi/T$ – период выборки.

На рис. 2.5 представлен спектр дискретизированного сигнала при дискретизации с квантованием.

Результатирующий спектр восстановленного сигнала при идеальной низкочастотной фильтрации принимает вид

$$X_S(\omega) \Big|_{n=0} = \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} X(\omega) ,$$

где $K_1(\omega) = \left| \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} \right|$ – передаточная функция запоминающего элемента (фиксатора нулевого порядка, например ЦАП).

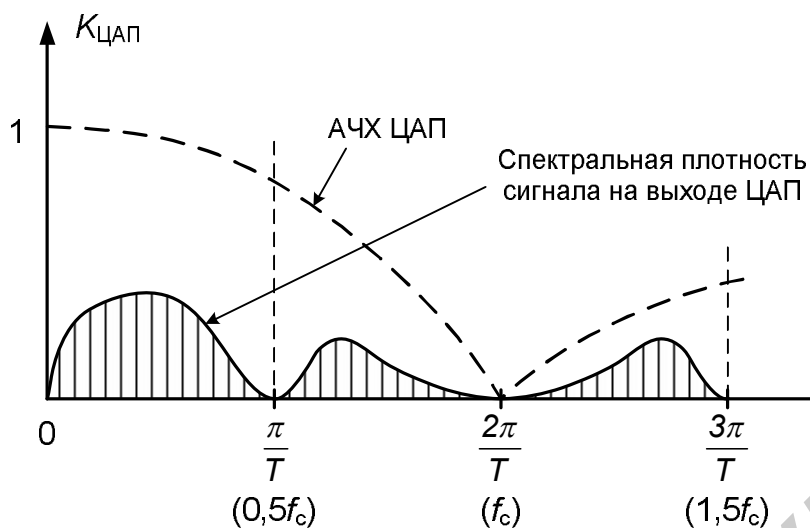


Рис. 2.5. Спектр дискретизированного сигнала при дискретизации с квантованием

Фиксатором нулевого порядка, или экстраполятором нулевого порядка называется устройство, позволяющее фиксировать значение предыдущего отсчета в течение времени данного периода квантования до следующей выборки.

Основные отличия мультипликативной дискретизации сигнала от дискретизации с квантованием показаны на рис. 2.6, а отличия в схемных решениях – на рис. 2.7.

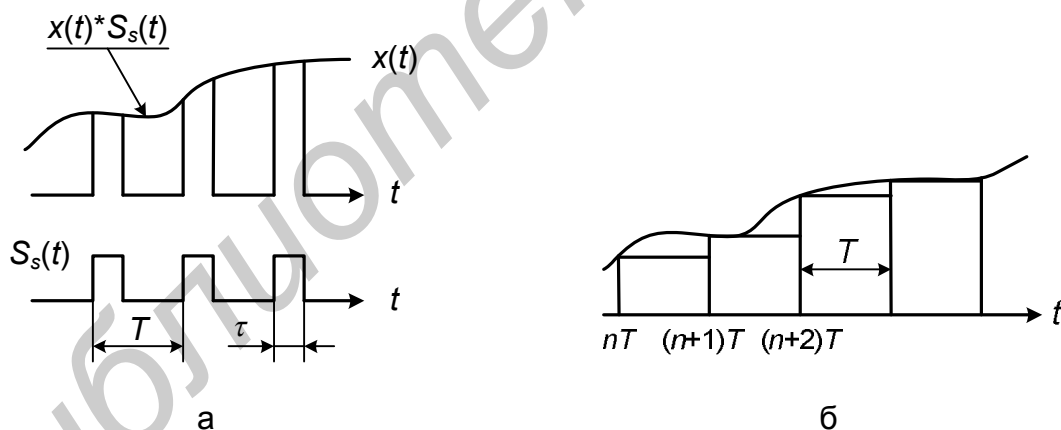


Рис. 2.6. Сравнение мультипликативной дискретизации и дискретизации с квантованием:
 а – мультипликативная дискретизация;
 б – дискретизация с квантованием

2.6. Реальное осуществление выборки

Реальное осуществление выборки при мультипликативной дискретизации во временной области состоит в том, что значения входного сигнала в момент осуществления выборки представляются амплитудно-модулированной последовательностью импульсов.

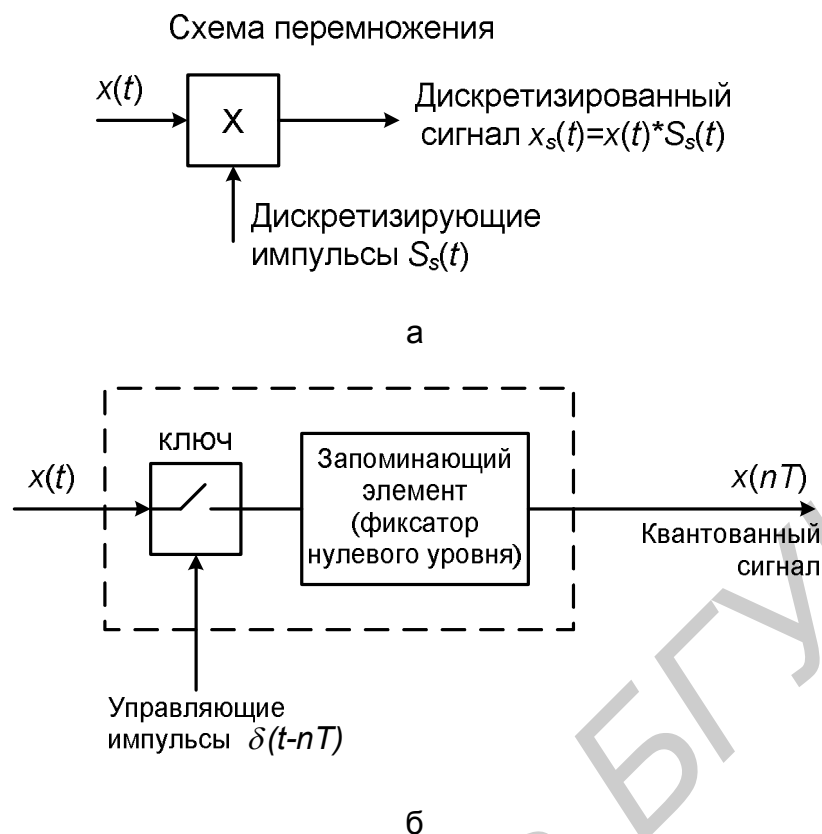


Рис. 2.7. Модели процесса дискретизации:
 а – модель мультипликативной дискретизации;
 б – модель дискретизации с квантованием

При этом в спектре дискретизированного сигнала при мультипликативной дискретизации формируются двойные боковые частотные составляющие, расположенные в частотном спектре выборки симметрично относительно частоты дискретизации f_s на расстоянии f от последней (f – основная частота входного сигнала). Наличие в спектре сигнала высокочастотных гармоник приводит к расширению спектра относительно f_s . В результате некоторые из верхних частот расположены так, что они создают интерференцию на более низких частотах. Эта интерференция вызывает искажение, которое называется наложением (перекрытием).

Для понимания смысла наложения спектров в частотной области рассмотрим случай выборки с частотой f_s гармонического синусоидального сигнала с частотой f_a , осуществленной импульсным дискретизатором (рис. 2.8). Принимаем $f_s > 2f_a$, что удовлетворяет критерию Найквиста. В частотном спектре на выходе дискретизатора видны боковые частотные гармоники (aliases или images) исходного сигнала, повторяющиеся с частотой f_s , то есть на частотах, равных $|\pm k f_s \mp f_a|$, где $k = 1, 2, 3, 4, \dots$.

Полоса спектра от 0 до $f_s/2$ определяется как первая частотная зона Найквиста. Частота, равная $f_s/2$, называется частотой Найквиста. Частотный спектр дискретизированного сигнала разделен на бесконечное число

зон Найквиста, каждая по $0,5f_s$. На практике при дискретизации входного аналогового сигнала импульсный дискретизатор заменяется АЦП.

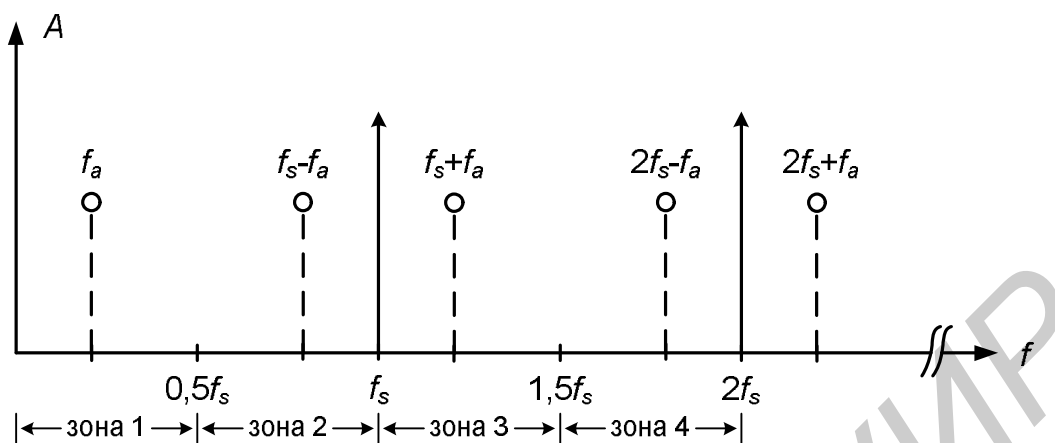


Рис. 2.8. Дискретизация аналогового сигнала с частотой f_a импульсным дискретизатором с частотой дискретизации $f_s > 2f_a$

Теперь рассмотрим случай, когда частота сигнала f_a выходит за пределы первой зоны Найквиста (см. рис. 2.8). Частота сигнала немного меньше частоты дискретизации f_s , что соответствует условию $f_s < 2f_a$, не удовлетворяющему критерию Найквиста.

Представление во временной области выборки одного тонального сигнала синусоидальной формы показано на рис. 2.9.

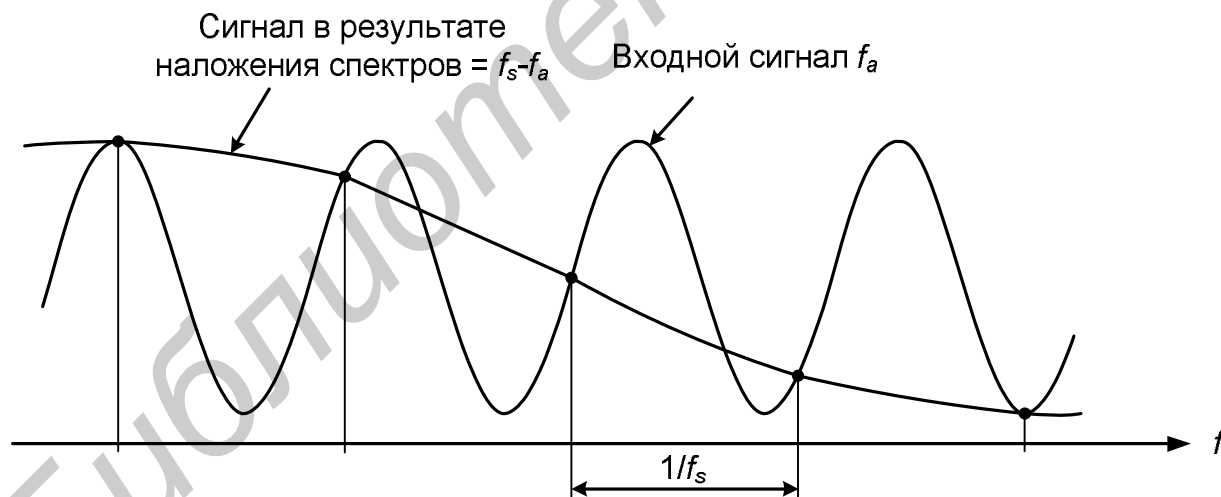


Рис. 2.9. Эффект наложения спектров во временной области

Обратите внимание, что даже при том, что частота сигнала f_a находится вне первой зоны Найквиста, его составляющая $f_s - f_a$ попадает внутрь зоны, т.е. 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. 2.10.

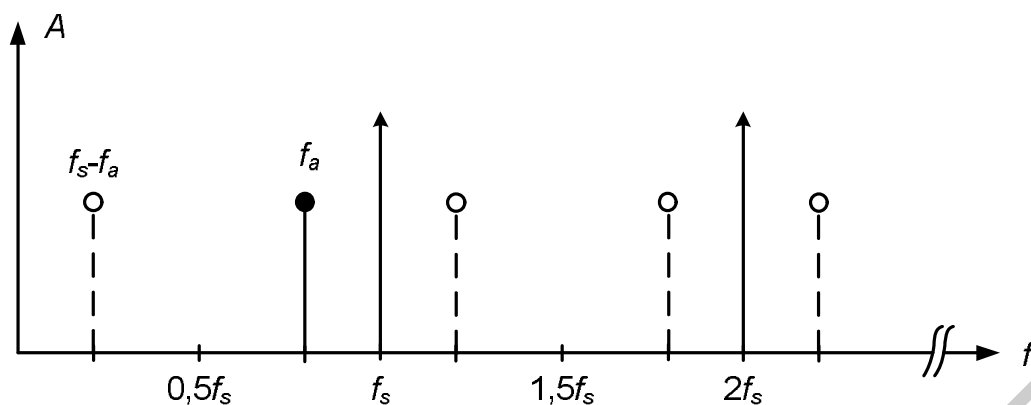


Рис. 2.10. Дискретизация аналогового сигнала с частотой f_a импульсным дискретизатором с частотой дискретизации $f_s < 2f_a$

Из приведенного выше примера (см. рис. 2.10) следует, что без осуществления фильтрации на входе дискретизатора (или АЦП) любой частотный компонент (сигнал или шум), находящийся за пределами первой зоны Найквиста (полосы Найквиста), в любой зоне Найквиста будет создавать низкочастотную составляющую этого компонента в первой зоне Найквиста.

Практически каждый реальный сигнал имеет спектр, который и за пределами соответствующего частотного диапазона не равен тождественно нулю, например, в силу ограниченности времени установления сигнала. Совмещение спектров сигнала и выборки вызывает появление эффекта наложения спектров (рис. 2.11).

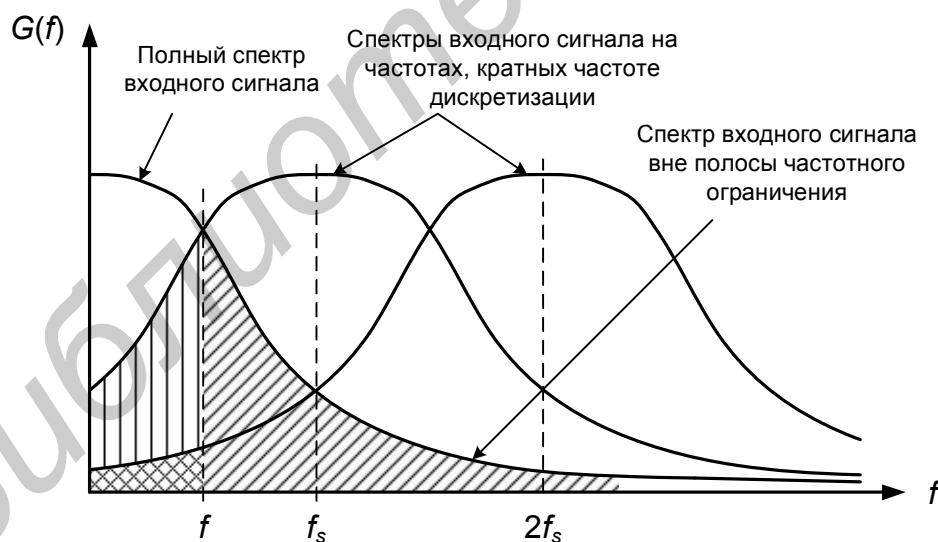


Рис. 2.11. Влияние неполного ограничения по частоте спектра входного сигнала при дискретизации

Для уменьшения эффекта наложения спектров необходимо предварительное ограничение полосы частот сигнала с помощью антиалиазингового фильтра (ФНЧ), при этом подразумевают, что подлежащий дискретизации сигнал лежит в первой зоне Найквиста.

Поэтому для подавления нежелательных частотных компонентов, отсутствующих в дискретизируемом сигнале, почти со всеми АЦП используется антиалайзинговый фильтр.

3. ФИЛЬТРЫ ДЛЯ УСТРАНЕНИЯ ЭФФЕКТА НАЛОЖЕНИЯ СПЕКТРОВ (АНТИАЛАЙЗИНГОВЫЕ ФИЛЬТРЫ)

3.1. Выбор типа фильтра

Выбор типа и порядка фильтра должен быть решен исходя из наилучшего удовлетворения требованиям системы, требованиям к неравномерности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в полосе пропускания и величине затухания в полосе задерживания, а также удовлетворения требования по обеспечению фазово-частотной характеристики (ФЧХ) применяемого фильтра. Область частот, пропускаемых фильтром, называется *полосой пропускания*. Область частот, задерживаемых фильтром, называется *полосой задерживания*. Между полосой пропускания и полосой задерживания лежит переходная область (рис. 3.1).

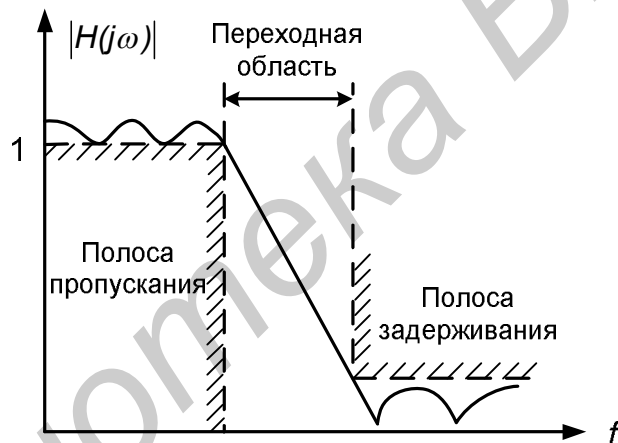


Рис. 3.1. АЧХ фильтра нижних частот (антиалайзингового)

Наиболее широко в качестве антиалайзинговых фильтров используются следующие типы фильтров.

Фильтр Баттерворта, или фильтр с максимально плоской амплитудно-частотной характеристикой. Это наиболее часто используемый универсальный фильтр общего назначения. Он обладает максимально плоской АЧХ в полосе пропускания, но это достигается за счет линейности ФЧХ и плавности нарастания затухания в полосе пропускания, увеличивающейся до 3 дБ на частоте среза фильтра. Эта частота является одной и той же и не зависит от порядка фильтра. Однако при увеличении порядка фильтра наклон затухания в переходной области увеличивается. Поскольку фильтр Баттерворта обладает приемлемой импульсной характеристикой, он обеспечивает хорошую универсальную аппроксимацию идеальной характеристики фильтра.

Фильтр Чебышева, или равноволновой фильтр. Если крутизна нарастания затухания, особенно в районе частоты среза, является более важным параметром, чем прямолинейность характеристики в полосе пропускания, то используется фильтр с характеристикой Чебышева. Фильтр Чебышева характеризуется возрастающей длительностью переходного процесса при воздействии на него ступенчатого сигнала и проектируется с заранее определенным размахом колебаний коэффициента передачи (т.е. равноволновым) в полосе пропускания, например от 0,001 до 3 дБ. Отсутствие гладкой характеристики в полосе пропускания дает определенные преимущества, а именно обеспечивается высокая скорость нарастания затухания вблизи края полосы пропускания. За исключением диапазона частот вблизи полосы пропускания характеристическая кривая вне ее идет параллельно кривой характеристики фильтра Баттерворта эквивалентного порядка.

Как фильтр Баттерворта, так и фильтр Чебышева нижних частот обеспечивают бесконечное затухание только на бесконечной частоте, т.е. все нули передачи расположены в бесконечности. На любой другой частоте некоторые сигналы будут проходить через фильтр, т.е. даже в полосе задерживания. Если же на определенной частоте в полосе задерживания требуется бесконечное подавление, то можно использовать инверсный фильтр Чебышева. В полосе пропускания колебания коэффициента передачи отсутствуют, но они существуют в полосе задерживания, и затухание на определенных частотах (так называемых полюсах затухания) становится бесконечным.

Фильтр Чебышева–Кауэра, или эллиптический фильтр. Эллиптический фильтр обладает колебаниями коэффициента передачи как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания. Здесь быстро достигается заданное затухание за пределами полосы пропускания и сохраняется его минимальное значение на нежелательных частотах. Аналогично инверсным фильтрам Чебышева на определенных конечных частотах в полосе задерживания они имеют бесконечное затухание, т.е. полюсы затухания. Для аппроксимации АЧХ идеального фильтра в смысле числа элементов цепи эллиптические фильтры, по-видимому, наиболее эффективны. При заданном порядке функции имеется возможность создать наиболее экономичный фильтр либо с очень крутой переходной областью, либо с очень высоким затуханием в полосе задерживания. С другой стороны, само затухание не спадает монотонно к бесконечному затуханию за пределами полосы затухания, а сохраняется на заранее обусловленном уровне. Следует отметить, что фильтры Чебышева и инверсные фильтры Чебышева представляют собой частные случаи более общих фильтров Чебышева–Кауэра.

Фильтр Бесселя, или фильтр с линейной фазово-частотной характеристикой. При передаче прямоугольного сигнала через фильтры Баттерворта и Чебышева в соответствующем выходном сигнале будут появляться колебательные выбросы переходного процесса, связанные с ФЧХ

этих фильтров. Если же это нежелательно, то для фильтрации можно применить фильтры Бесселя, иногда называемые фильтрами Томсона.

Если необходимо избежать колебательных выбросов при фильтровании импульсных сигналов, то фазовый сдвиг между входным и выходным сигналами фильтра должен быть линейной функцией, или скорость изменения ФЧХ в зависимости от частоты или группового времени задержки должна быть постоянной.

Основной эффект постоянства группового времени фильтра состоит в том, что все частотные компоненты сигнала, передаваемые через фильтр, запаздывают на одну и ту же величину. Следовательно, поскольку импульс состоит из сигналов различных частот, то форма импульса при фильтрации его цепью с линейной ФЧХ или постоянным групповым временем задержки будет сохраняться. Фильтр Бесселя обладает приемлемой линейностью характеристики фазового угла от частоты в полосе пропускания и вследствие этого дает хорошую аппроксимацию постоянного группового времени задержки. Следует отметить, что при этом наклон затухания в переходной области N -каскадного фильтра меньше, чем у фильтров Баттерворта и Чебышева аналогичного порядка. На рис. 3.2 показаны характеристики основных типов фильтров.

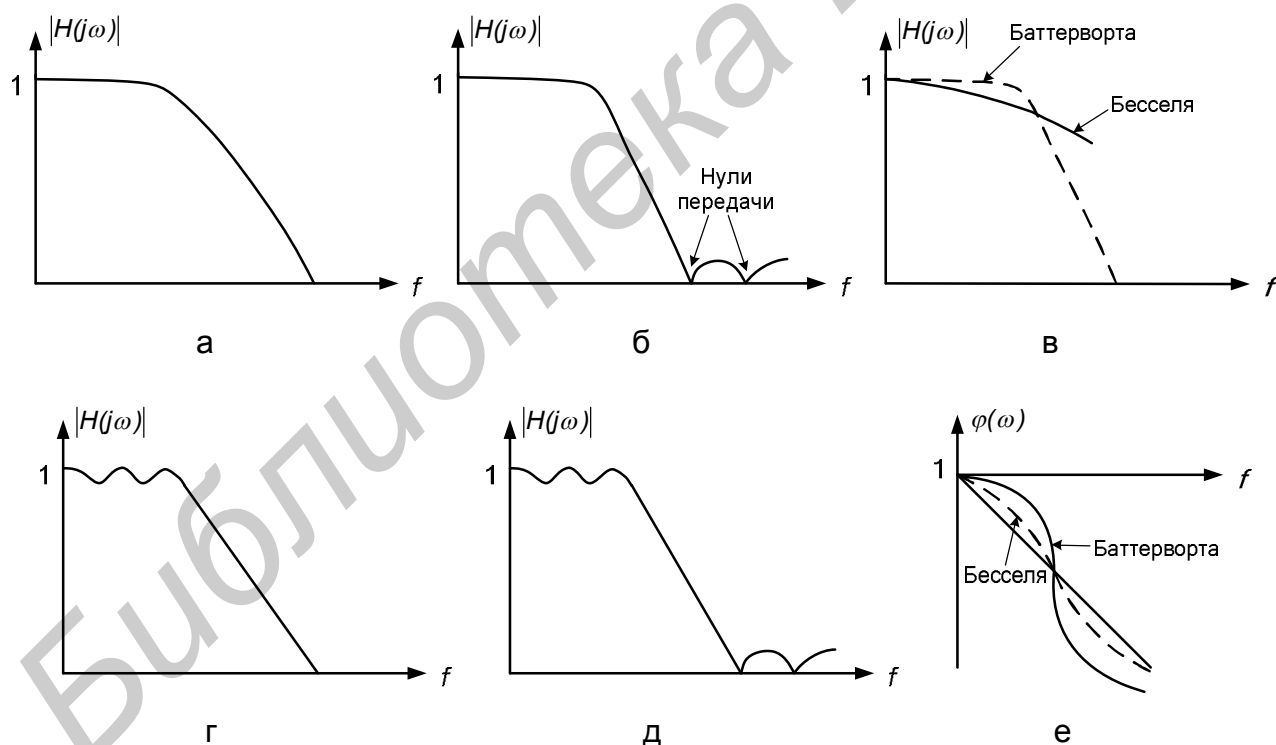


Рис. 3.2. Характеристики основных типов фильтров:

- а – АЧХ фильтра Баттерворта;
- б – АЧХ инверсного фильтра Чебышева;
- в – АЧХ фильтра Бесселя;
- г – АЧХ фильтра Чебышева;
- д – АЧХ фильтра Чебышева–Кауэра;
- е – ФЧХ идеального фильтра и фильтров Баттерворта, Бесселя

3.2. Определение полосы пропускания и величины требуемого затухания в полосе задерживания антиалайзингового фильтра

Как было показано выше, задачей антиалайзингового фильтра является ограничение полосы дискретизируемого сигнала, а также уменьшение интермодуляционных искажений, являющихся следствием взаимодействия отдельных спектральных составляющих. Интермодуляционные искажения можно рассматривать как появление дополнительного шума на входе АЦП.

Для правильного выбора характеристик антиалайзингового фильтра необходимо определить полосу пропускания фильтра, а также величину требуемого затухания в полосе задерживания, определяемую порядком используемого фильтра.

Частота среза, определяющая полосу пропускания антиалайзингового фильтра, находится из условия сохранения частотного спектра сигнала, подлежащего дискретизации. В случае, когда наивысшая из интересующих нас частот равна f_c , фильтр пропускает сигналы, лежащие в полосе частот от 0 до f_c , тогда как сигналы с частотой выше f_c ослабляются.

В табл. 3.1 приведены частоты среза f_c антиалайзингового фильтра в зависимости от формы сигнала.

Таблица 3.1

Сигнал	Частота среза
Синусоидальный	1/период
Сложный периодический	20/основной период
Одиночный импульсный	1/длительность импульса

При выборе характеристик антиалайзингового фильтра в системах обработки входных аналоговых сигналов необходимо обратить внимание на перекрытие спектра исходного сигнала и спектра дискретизируемого сигнала. Фактор, который определяет допустимую величину перекрытия спектров, может рассматриваться как разрешение системы, определяемое разрядностью АЦП. Если система имеет низкое разрешение, то уровень шума будет относительно высок и наложение спектров не будет иметь значительного эффекта. Однако у систем с высоким разрешением совмещение спектров может значительно увеличивать уровень шума, что приведет к уменьшению динамического диапазона системы в целом.

На рис. 3.3 показан спектр входного сигнала, ограниченного фильтром с частотой среза, равной f_c , и спектр дискретизированного сигнала с частотой дискретизации, равной f_s .

Вследствие неполного ограничения спектра входного сигнала фильтром, частотные компоненты входного сигнала с частотой выше $f_s - f_c$ приводят к появлению низкочастотных составляющих внутри полосы частот от 0 до f_c , приводящих к возникновению интермодуляционных искажений. Данные

искажения приводят к ограничению динамического диапазона значением, которое на рис. 3.3 показано как A_{min} .

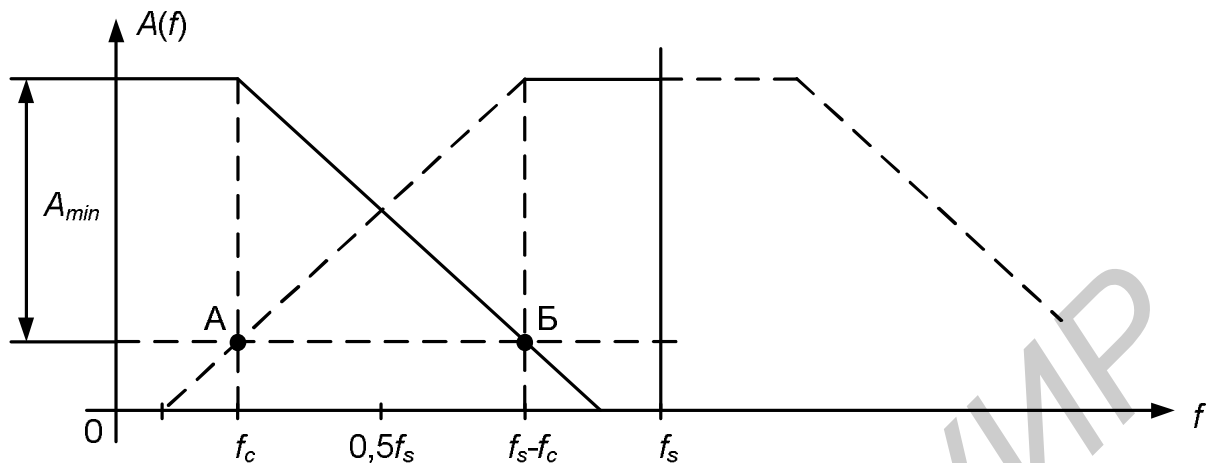


Рис. 3.3. Спектр входного сигнала, ограниченного фильтром с частотой среза, равной f_c , и спектр дискретизированного сигнала с частотой дискретизации, равной f_s

Считается, что амплитуда перекрытия имеет умеренное значение, если она на частоте Найквиста составляет около 1 % от амплитуды сигнала в полосе пропускания фильтра. При этом предполагается, что ширина полосы сигнала находится внутри полосы от 0 до $f_s/2$, что случается редко. Зная, что низкочастотные составляющие, которые попадают в диапазон между f_c и $f_s/2$, не ограничивают динамический диапазон системы, мы их не учитываем.

Переходная область антиалиазингового фильтра определяется частотой среза f_c , граничной частотой полосы задерживания $f_s - f_c$ и требуемым затуханием в полосе задерживания A_{min} .

Для уменьшения ошибки в определении спектральной плотности входного сигнала, возникающей из-за интермодуляционных искажений, необходимо, чтобы в полосе пропускания фильтра флюктуации, вызванные взаимодействием входного сигнала низкой частоты и высокочастотными составляющими дискретизированного сигнала, не превышали значения единицы младшего разряда АЦП (точка А на рис. 3.3).

В табл. 3.2 приведены относительные значения затухания в полосе задерживания A_{min} (точка Б на рис. 3.3), необходимые для обеспечения требуемой разрядности АЦП.

Уменьшить требования к наклону затухания в переходной области, а следовательно, уменьшить порядок и сложность фильтра, возможно за счет увеличения ширины переходной области, что достигается увеличением частоты дискретизации АЦП. Однако увеличение частоты дискретизации может быть ограничено типом используемого преобразователя и максимальной тактовой частотой приема и передачи цифровых устройств.

Таблица 3.2

Разрядность АЦП (бит)	A_{min} (дБ)
8	57
9	63
10	69
11	75
12	81
13	87
14	93
15	99
16	105

4. СТАТИЧЕСКАЯ ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ АЦП И ЦАП И ПОГРЕШНОСТИ ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ

4.1. Идеальные передаточные функции АЦП и ЦАП

Теоретическая идеальная передаточная функция АЦП представляет собой прямую линию. Однако практическая идеальная передаточная функция представляет собой однородную ступенчатую функцию, показанную на рис. 4.1.

Идеальный АЦП однозначно преобразует все аналоговые входные сигналы в выходные цифровые коды в пределах некоторого ограниченного диапазона выходных цифровых кодов. График на рис. 4.1 показывает, что каждый цифровой код представляет часть общего диапазона аналогового входного сигнала. Так как аналоговый масштаб непрерывен, а цифровые коды дискретны, то возникает процесс квантования, который вносит погрешность. По мере возрастания числа дискретных шагов кода величина шага становится меньшей и передаточная функция приближается к идеальной прямой линии. Шаги выбираются таким образом, чтобы средняя точка каждого шага соответствовала точке на этой идеальной прямой. Ширина одного шага равна единице младшего значащего разряда ($MЗР$ или LSB), которая является мерой разрешающей способности преобразователя.

Разрешающая способность АЦП есть наименьший уровень входного сигнала, для которого вырабатывается выходной цифровой код.

Разрешающая способность АЦП обычно выражается числом разрядов цифрового выходного кода. Например, АЦП с разрешением N разрядов имеет 2^N возможных цифровых кодов, которые определяют значения полного аналогового диапазона (полной шкалы – ПШ или FS). При этом значение аналоговых сигналов может быть представлено в виде напряжений или токов.

Для сравнения характеристик различных АЦП значения полной шкалы приводятся к безразмерному нормализованному значению, равному единице.

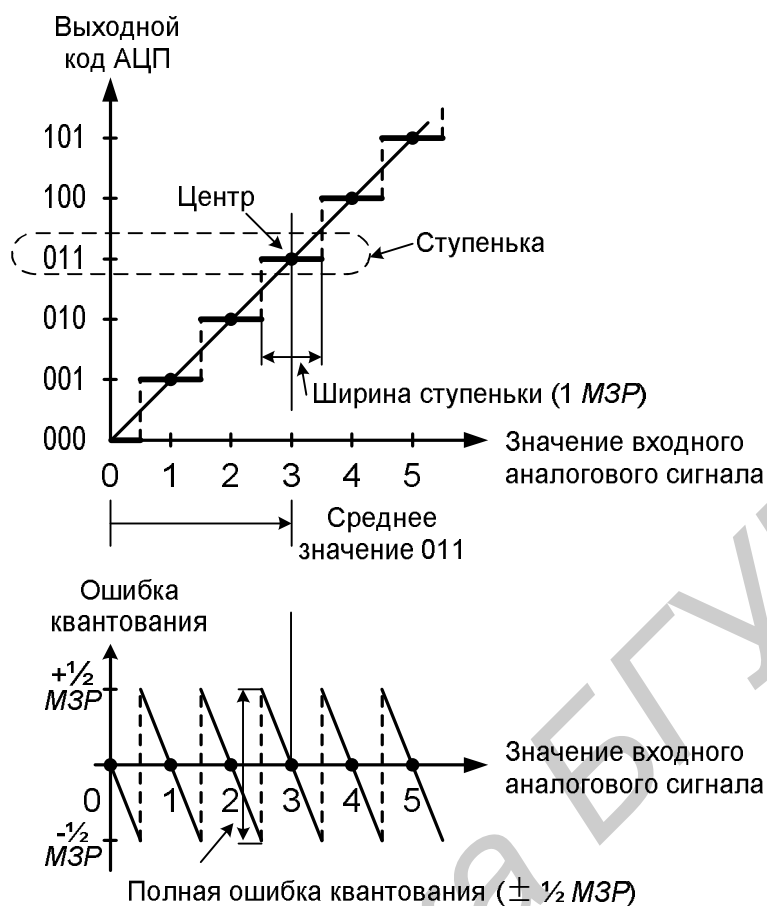


Рис. 4.1. Идеальная передаточная функция АЦП

Следовательно, для N -разрядного преобразователя разрешающая способность, выраженная единицей младшего значащего разряда, при нормализованном значении полной шкалы $FS = 1$ равна $\text{МЗР} = \text{LSB} = 1/2^N = 2^{-N}$. Например, для 10-разрядного АЦП при нормализованном значении полной шкалы разрешающая способность равна $\text{LSB} = 1/2^N = 1/2^{10} = 0,0009766$.

Кроме того, разрешающая способность АЦП (ЦАП) может быть выражена и другими различными способами: долей от полной шкалы размером в один миллион ($\text{ppm } FS$), милливольтами (мВ) и т.д. Например, для 10-разрядного АЦП при нормализованном значении полной шкалы разрешающая способность, выраженная размером в один миллион ($\text{ppm } FS$) от полной шкалы, равна $\text{ppm } FS = (\text{LSB})/10^{-6} = (\text{LSB}) \cdot 10^6 = (1/2^N) \cdot 10^6 = (1/2^{10}) \cdot 10^6 = 977$.

Аналогично для данного преобразователя при нормализованном значении полной шкалы разрешающая способность, выраженная в процентах ($\% FS$) и децибелах ($\text{dB } FS$) от полной шкалы, соответственно равна $\text{dB } FS = 20 \lg(\text{LSB}) = 20 \lg(1/2^N) = 20 \lg(1/2^{10}) = -60,205$.

Для 10-разрядного АЦП при значении полной шкалы $FS = 10\text{ В}$ разрешающая способность, выраженная в милливольтках, равна $LSB = FS/2^N = 10 \cdot 10^3 / 2^{10} \approx 9,77\text{ мВ}$.

Необходимо отметить, что при равенстве всех разрядов цифрового кода единице нормализованное значение полной шкалы аналогового диапазона будет равно $FS(1 - LSB)$, так как первый и последний шаги определяют только половину полного шага (см. рис. 4.1).

Следовательно, если полный диапазон входного сигнала равен $FS = 10\text{ В}$, то действительная разрешающая способность 10-разрядного АЦП, выраженная в милливольтках, будет равна $LSB = FS / (1 - 2^{-N}) = 10 \cdot 10^3 / (1 - 2^{-10}) \approx 9,99\text{ мВ}$.

В АЦП выходной цифровой код зависит от отношения преобразуемого входного сигнала к опорному сигналу, соответствующему полной шкале. Если опорный сигнал изменяется, то цифровой сигнал на выходе будет пропорционален отношению аналогового и опорного сигналов. Таким образом, «измеритель отношений» АЦП может быть представлен как делитель аналоговых сигналов с цифровым выходом.

Идеальная теоретическая передаточная характеристика ЦАП должна быть также прямой линией с бесконечным числом ступенек. Фактически же она представляет последовательность точек, которые попадают на идеальную прямую линию, как это показано на рис. 4.2.

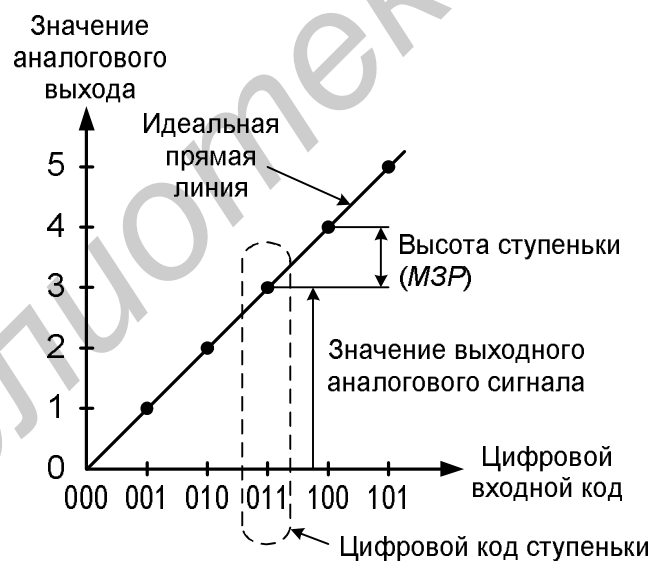


Рис. 4.2. Идеальная передаточная функция ЦАП

ЦАП представляет ограниченное число дискретных входных цифровых кодов, соответствующих числу дискретных аналоговых выходных значений сигнала. Следовательно, передаточная функция ЦАП представляет собой последовательность дискретных точек (см. рис. 4.2). Для ЦАП единица младшего значащего разряда соответствует высоте шага (ступеньки) между последовательными аналоговыми значениями выходных сигналов, значение которого определяется таким же образом, как и у АЦП.

ЦАП можно представить как цифровой управляемый потенциометр, выход которого является частью полного аналогового напряжения, определяемого значением цифрового входного кода. Выходное напряжение или ток зависят от опорного напряжения, выбираемого для задания полной шкалы выходного сигнала. Если опорное напряжение изменяется в соответствии с аналоговым сигналом, то выходной сигнал пропорционален произведению цифрового кода и аналогового входного сигнала. Полярность произведения зависит от полярности аналогового сигнала, цифровой системы кодирования и характера преобразования. Если ЦАП воспринимает опорные сигналы как положительной, так и отрицательной полярности, и цифровой сигнал биполярный, то происходит четырехквadrантное умножение.

4.2. Источники статической погрешности АЦП и ЦАП

Статические погрешности представляют собой те погрешности, которые влияют на точность преобразования постоянных сигналов. Различают четыре вида статических погрешностей: погрешность смещения, погрешность коэффициента усиления, погрешности интегральной и дифференциальной нелинейностей. Каждая из них может быть выражена количеством бит или иногда как процент от общего диапазона шкалы измерений. Например, абсолютная погрешность, равная $1/2$ МЗР, для 8-разрядного преобразователя соответствует 0,2 % полной шкалы или диапазона преобразования.

4.2.1. Погрешность смещения нуля преобразователя и погрешность коэффициента усиления (Offset Error и Gain Error)

Погрешность смещения нуля преобразователя, как показано на рис. 4.3, определяется как разность между номинальными и действительными точками смещения. Для АЦП точка смещения – это значение средней точки ступеньки входного сигнала, когда цифровое значение выходного сигнала равно нулю. Для ЦАП – это значение выходного сигнала, когда значение цифрового сигнала на входе равно нулю. Эта погрешность воздействует на все коды в одинаковой степени и может быть компенсирована в процессе подстройки. Если подстройка невозможна, эта погрешность рассматривается как погрешность смещения нуля.

Погрешность коэффициента усиления, показанная на рис. 4.4, определена как разность между номинальными и фактическими точками коэффициента усиления на передаточной функции после того, как погрешность смещения была откорректирована до нуля. Для АЦП точка коэффициента усиления – это значение средней точки ступеньки, когда цифровой выход равен полному масштабу. Для ЦАП – это значение шага, когда цифровой вход равен полному масштабу. Эта погрешность представляет разность в наклоне фактических и идеальных передаточных функций. Она также измеряется в относительных величинах (%) или абсолютных величинах на каждом шаге. Эта погрешность может быть также отрегулирована и сведена подстройкой к нулю.

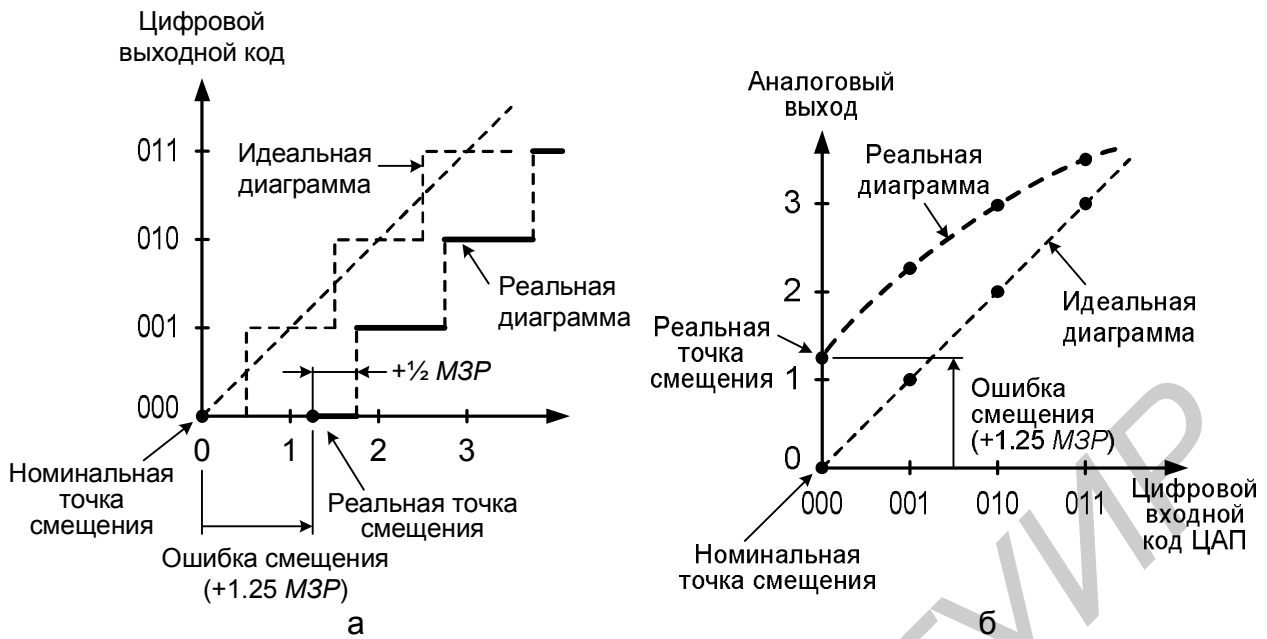


Рис. 4.3. Погрешность смещения нуля 3-разрядного преобразователя для нулевой точки:
 а – АЦП;
 б – ЦАП

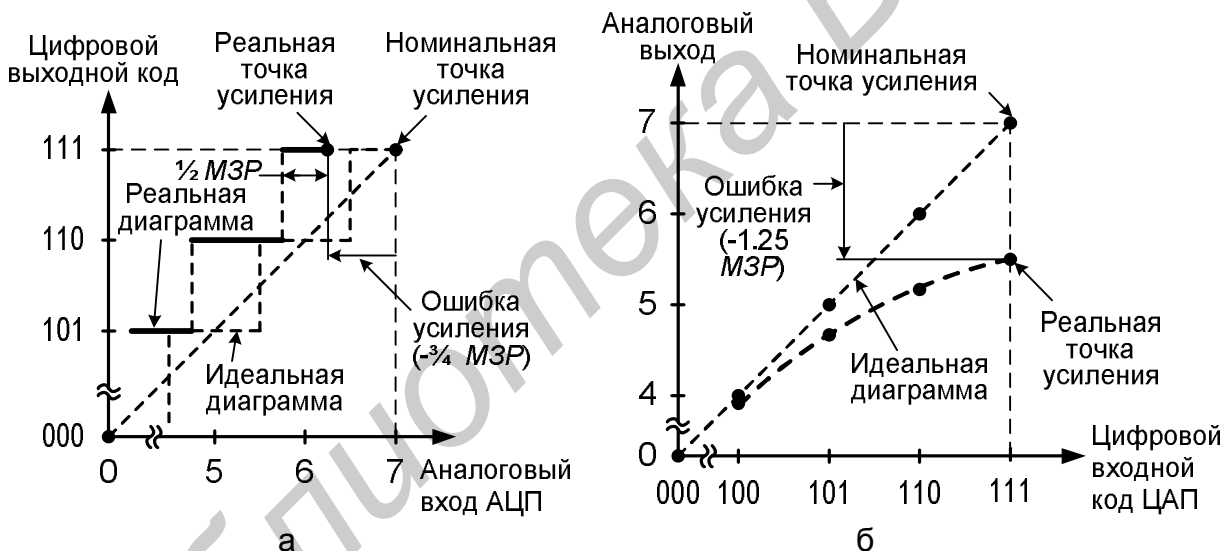


Рис. 4.4. Погрешность усиления 3-разрядного преобразователя для точки 111 после коррекции ошибки смещения нуля:
 а – АЦП;
 б – ЦАП

4.2.2. Дифференциальная нелинейная погрешность (ДНЛ или DNL – Differential Nonlinearity)

Дифференциальная нелинейная погрешность, показанная на рис. 4.5 (иногда рассматривается как просто дифференциальная линейность), есть разность между фактической шириной шага (для АЦП) или высотой шага (для ЦАП) и идеальным значением, соответствующим $MЗР$. Следовательно, если ширина или высота шага точно равна $MЗР$, то дифференциальная нелинейная погрешность равна нулю. Если ДНЛ превышает величину $MЗР$, то существует

вероятность, что преобразователь может работать немонотонно. Это означает, что величина выходного сигнала становится меньшей при увеличении сигнала на входе. В АЦП существует вероятность пропуска кодов, то есть один или большее количество возможных 2^N двоичных кодов не проходят на выход.

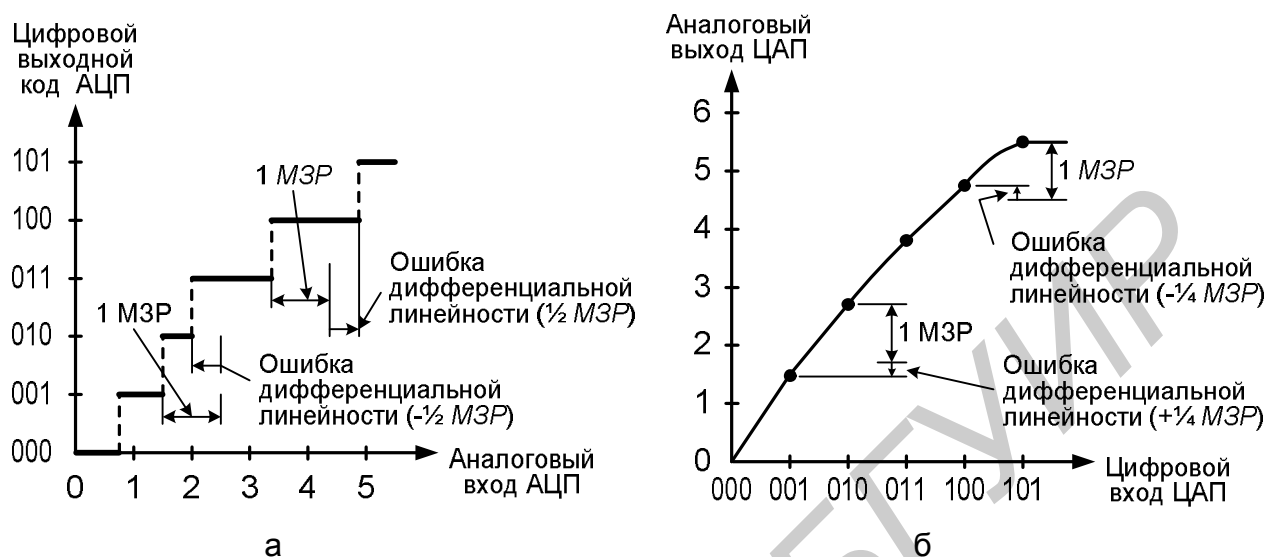


Рис. 4.5. Дифференциальная нелинейная погрешность линейного преобразователя:
а – АЦП;
б – ЦАП

4.2.3. Интегральная нелинейная погрешность (ИНП или INL – Integral Nonlinearity)

Интегральная нелинейная погрешность, показанная на рис. 4.6 (иногда называемая просто погрешностью линейности), есть отклонение значений фактической передаточной функции от прямой линии. Эта прямая линия является оптимальной, которая должна быть вычерчена так, чтобы минимизировать эти отклонения, или она может быть вычерчена между конечными точками передаточной функции, в то время как погрешности коэффициента усиления и смещения равны нулю. Второй метод назван линейностью конечной точки или момента завершения операции, так как он может быть проверен непосредственно.

Для АЦП отклонения измеряются на перемещениях от одного шага до следующего. Для ЦАП они измеряются на каждом шаге. Название «интегральная нелинейность» происходит от того факта, что суммирование дифференциальных нелинейностей от начала до определенного частного шага определяет значение интегральной нелинейности до этого конкретного шага.

4.2.4. Абсолютная или общая погрешность (Full-Scale Error или Absolute Accuracy Error)

Абсолютная или общая погрешность АЦП, как показано на рис. 4.7, есть максимальное значение разности между аналоговым значением и идеальным значением средней точки ступеньки. Она включает погрешности смещения,

коэффициента усиления, интегральную погрешность линейности, а также погрешность квантования в случае АЦП.

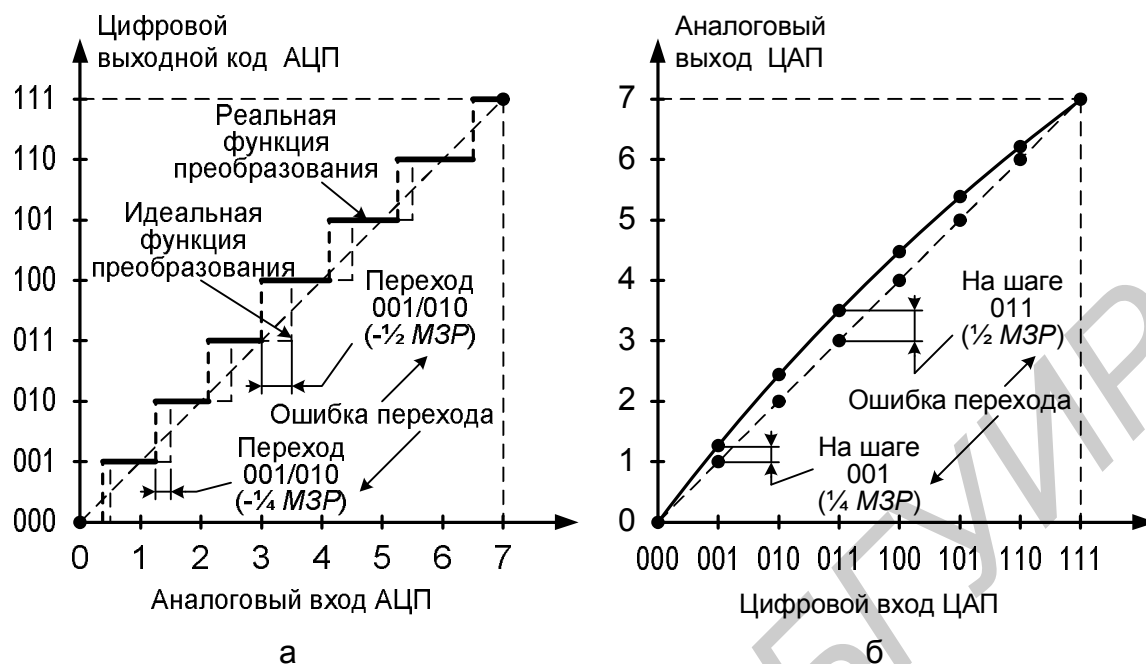


Рис. 4.6. Погрешность интегральной нелинейности 3-разрядного преобразователя (ошибка смещения нуля и ошибка усиления равны нулю):
а – АЦП;
б – ЦАП

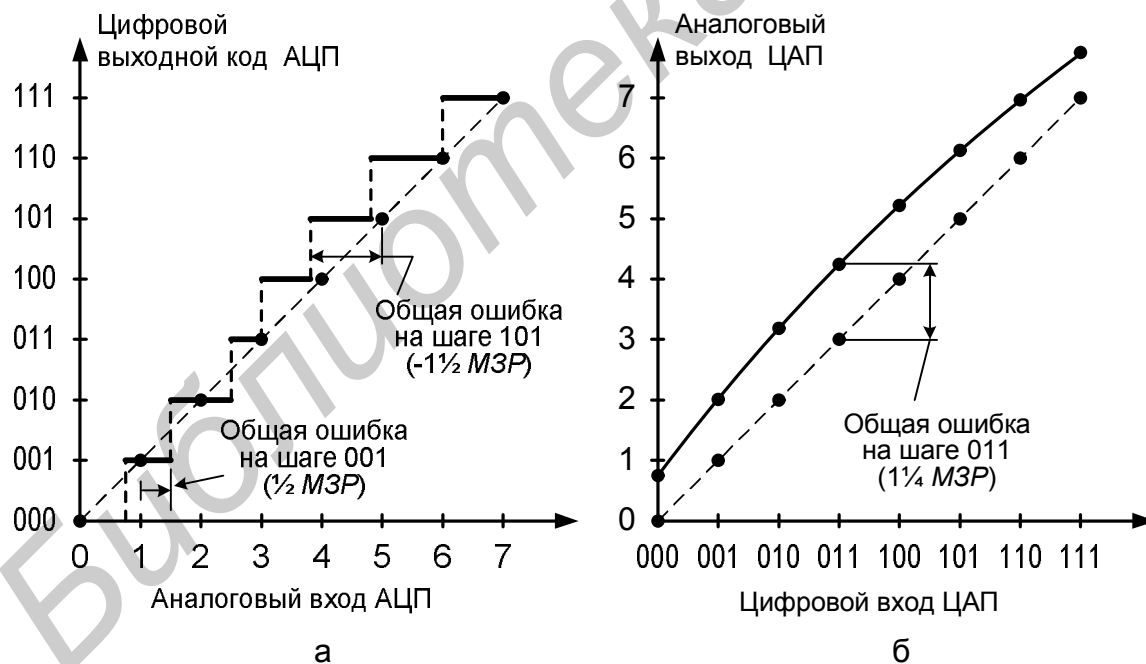


Рис. 4.7. Абсолютная погрешность линейного преобразователя:
а – АЦП;
б – ЦАП

4.3. Оценка статической погрешности АЦП

Статическая погрешность описывает точностные свойства АЦП при постоянном (квазипостоянном) входном сигнале. Статическая погрешность

преобразования входной величины при линейном (равномерном) квантовании идеальным АЦП определяется разрядностью последнего. Полная статическая погрешность преобразования реального АЦП может быть сведена к погрешности одного отсчета, которая включает погрешность квантования по уровню и инструментальную погрешность. Теоретически показано, что при квантовании по уровню идеальный линейный АЦП имеет методическую погрешность, максимальное значение которой равно

$$\Delta_{max} = \pm 0,5q ,$$

где q – шаг квантования.

Значение погрешности квантования по уровню в конечной точке характеристики преобразования линейного N -разрядного униполярного нормализованного к единичному значению АЦП определяется как

$$\Delta_{FS} = 3(0,5q) = 3 \cdot 2^{-(N+1)} ,$$

где $q = 2^{-N}$.

Возникновение методической погрешности (шума квантования) связано с тем, что при квантовании по уровню текущее значение преобразуемого входного сигнала в пределах шага квантования заменяется ближайшим дискретным значением соответствующего уровня квантования. Следовательно, действительное значение входного сигнала, определенное на выборочном пространстве, задаваемом шагом квантования, является случайной величиной. Так как закон распределения случайной величины при квантовании по уровню является равномерным, дисперсия погрешности квантования по уровню равна

$$\sigma_{кв}^2 = q^2 / 12 = (0,5q)^2 / 3 .$$

Другой составляющей статической погрешности реального АЦП является инструментальная погрешность, включающая как систематическую, так и случайную погрешности. Систематическая погрешность приводит к изменению характеристики преобразования, выражающемуся в следующем:

- 1) общем сдвиге уровней квантования относительно начала координат;
- 2) изменении коэффициента преобразования, характеризующего погрешность преобразования в конечной точке характеристики преобразования;
- 3) нелинейности характеристики преобразования, приводящей к появлению в спектре преобразуемого входного сигнала многочисленных спектральных компонент, хаотично расположенных по всему спектру.

Характеристикой нелинейности может служить отношение сигнал/шум реального АЦП, которое рассчитывается по результатам дискретного преобразования Фурье.

Общую систематическую погрешность с учетом методической погрешности можно выразить в виде

$$\delta_c [N] = (N - 0,5)q - x_0 ,$$

где N – число, соответствующее выходному коду АЦП, x_0 – истинное значение входной величины, соответствующее данному выходному коду АЦП.

Кроме указанных составляющих погрешностей одного отсчета в реальных АЦП всегда имеются шумы и помехи, которые являются источником случайной составляющей инструментальной погрешности. При этом возникновение случайной погрешности связано со следующими процессами:

1) стационарными случайными процессами, вызванными как шумами входной цепи АЦП, так и помехами, проходящими по цепям питания;

2) нестационарными процессами типа «дрейф», «старение» и другими, которые порождаются флуктуациями параметров элементов АЦП, являющимися функцией времени;

3) случайными процессами, возникающими под действием изменений внешней среды, например, изменения температуры либо напряжения питания.

Для определения влияния случайной погрешности на закон распределения полной погрешности квантования по уровню ($\delta_n = \delta_c + \delta_{кв} + \delta_{сл}$) предположим, что:

а) систематическая погрешность δ_c не превышает значения, равного половине шага квантования, т.е. последняя не влияет на полную погрешность;

б) погрешность квантования $\delta_{кв}$ распределена по равномерному закону и имеет плотность вероятности, равную $\varphi(\delta_{кв}) = 1/q$ при $-0,5q \leq \delta_{кв} \leq +0,5q$;

в) случайная погрешность $\delta_{сл}$ имеет нормальный закон распределения

$$\varphi(\delta_{сл}) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\delta_{сл}^2}{2\sigma^2}\right),$$

где σ – среднее квадратическое отклонение случайной погрешности.

Тогда плотность вероятности суммы равномерного и нормального законов распределения двух случайных величин равна

$$\varphi(\delta_{кв} + \delta_{сл}) = \frac{1}{q\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left[-\frac{(\delta_{сл} - \delta_{кв})^2}{2\sigma^2}\right] d\delta_{кв} = \frac{1}{q} \left\{ \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left[\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{(\delta_{сл} - \delta_{кв})}{\sigma}\right] \right\}, \quad (4.1)$$

где erf – функция ошибок.

Учитывая, что ошибка квантования равна $\delta_{кв} = \pm 0,5q = \pm 3\sigma$, выражение для плотности вероятности полной погрешности имеет вид

$$\varphi(\delta_n) = \frac{1}{q} \left\{ \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left[\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{(\delta_{сл} - 3\sigma)}{\sigma}\right] \right\} = \frac{1}{q} \Phi(U), \quad U = \frac{(\delta_{сл} - 3\sigma)}{\sigma}, \quad (4.2)$$

где $\Phi(U)$ – табулированная функция интеграла вероятностей.

Выражение (4.2) показывает, что наличие случайной погрешности при выполнении преобразования приводит к фактическому увеличению размера зоны квантования и изменению закона распределения полной погрешности, а

также к необходимости дополнительной статистической обработки входного сигнала.

Таким образом, полная статическая погрешность АЦП является суммой методической, систематической и случайной погрешностей. При этом при оценке общей систематической погрешности ошибки подлежат алгебраическому суммированию, а при оценке общей случайной погрешности ошибки всегда суммируются геометрически. Погрешность квантования по уровню идеального АЦП проявляется как шум квантования с равномерной спектральной плотностью. Наличие инструментальной погрешности приводит к возникновению дополнительных гармонических составляющих в спектре преобразуемого входного сигнала, т.е. к увеличению шума АЦП, а также к изменению закона распределения преобразуемой входной величины.

Рассмотрим определение разрядности АЦП, необходимой для обеспечения требуемого диапазона изменения входного сигнала при заданной ошибке оценивания амплитуды минимального синусоидального сигнала по уровню.

При линейном квантовании количество уровней квантования, определяемое N -разрядным АЦП, связано с диапазоном изменения входного сигнала в пределах от X_{min} до X_{max} и шагом квантования q соотношением

$$2^N = \frac{X_{max} - X_{min}}{q} + 1 = \left\{ \left[\left(\frac{X_{max}}{X_{min}} - 1 \right) \frac{X_{min}}{q} \right] + 1 \right\}. \quad (4.3)$$

При этом максимальное значение входного сигнала X_{max} ограничивается уровнем, равным полной шкале выбранного АЦП, а минимальное значение входного сигнала X_{min} ограничивается уровнем шума преобразователя.

Из (4.3) следует, что требуемая разрядность преобразователя, необходимая для обеспечения заданного диапазона изменения входного сигнала при постоянном шаге квантования, определяется следующим образом:

$$N \approx 3,322 \left[\lg \left(\frac{X_{max}}{X_{min}} \right) + \lg \left(\frac{X_{min}}{q} \right) \right]. \quad (4.4)$$

Учитывая, что динамический диапазон изменения входного сигнала определяется отношением (X_{max}/X_{min}) , выражение (4.4) в децибелах имеет вид

$$N \approx 0,166D[\text{дБ}] + 3,322 \lg(X_{min}/q). \quad (4.5)$$

Как было показано выше, разрядность выходного кода АЦП определяет, с одной стороны, динамический диапазон измерения входного сигнала, а с другой стороны, уровень шума квантования преобразователя.

Оценим минимальное значение входного сигнала X_{min} , ограниченного уровнем шума квантования. Предположим, что в качестве входного сигнала используется синусоидальный сигнал

$$a(t) = A_m \sin(\omega t + \varphi_0),$$

где A_m – амплитудное значение входного сигнала, ω – круговая частота, φ_0 – начальная фаза сигнала.

Амплитудное значение входного сигнала, выраженное через дисперсию, равно

$$A_m = \sqrt{2\sigma_x^2}, \quad (4.6)$$

где σ_x^2 – дисперсия входного сигнала при равномерном квантовании.

Обозначим величину допустимой относительной ошибки ε^2 оценивания односторонних спектральных плотностей шума квантования $G_{кв}$ и входного сигнала G_x как

$$\varepsilon^2 = \int_0^{\infty} G_{кв}(f) df / \int_0^{\infty} G_x(f) df. \quad (4.7)$$

В соответствие с равенством Парсеваля дисперсия случайного процесса связана со спектральной плотностью соотношением

$$\sigma^2 = \int_0^{\infty} G(f) df, \quad (4.8)$$

тогда с учетом (4.7) и (4.8) величина допустимой относительной ошибки определяется как

$$\varepsilon^2 = \sigma_{кв}^2 / \sigma_x^2,$$

где $\sigma_{кв}^2, \sigma_x^2$ – соответственно дисперсии шума квантования и входного сигнала.

Дисперсия входного сигнала, определяемая через дисперсию шума квантования и величину допустимой относительной ошибки, равна

$$\sigma_x^2 = \frac{\sigma_{кв}^2}{\varepsilon^2} = \frac{q^2}{12} \cdot \frac{1}{\varepsilon^2}. \quad (4.9)$$

Минимальное значение X_{min} , соответствующее амплитудному значению входного сигнала A_m , с учетом (4.6) и (4.9) определяется выражением

$$X_{min} = \sqrt{2\sigma_x^2} = \sqrt{2q^2/12\varepsilon^2} \approx 0,408q/\varepsilon. \quad (4.10)$$

Подставляя полученное выражение в (4.5), определим требуемую разрядность выходного кода идеального АЦП:

$$N_{\sim} \approx 0,166D[\text{дБ}] - 3,322 \lg \varepsilon_1 - 1,293, \quad (4.11)$$

где N_{\sim} – разрядность выходного кода АЦП, $D[\text{дБ}]$ – динамический диапазон изменения входного сигнала в децибелах, ε_1 – ошибка оценивания амплитуды минимального синусоидального сигнала по уровню.

Из (4.11) следует, что ошибка оценивания минимального синусоидального сигнала по уровню для идеального АЦП, выраженная в процентах, равна

$$\varepsilon_{\sim}[\%] \approx 10^{\{2 + \langle 0,3[0,166D[\text{дБ}] - (N+1,293)] \rangle\}}$$

Опуская промежуточные преобразования, можно показать, что ошибка оценки минимального уровня постоянного сигнала, выраженная в процентах, равна

$$\varepsilon_{-}[\%] \approx 10^{\{2 + \langle 0,3[0,166D[\text{дБ}] - (N+1,792)] \rangle\}}$$

5. ПОГРЕШНОСТИ ПО ПЕРЕМЕННОМУ ТОКУ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ДАННЫХ

5.1. Искажения и шум в реальных АЦП

Любой 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 $\pm 1/2$ МЗР. Аналоговый сигнал, поступающий на вход идеального N -разрядного АЦП, производит шум квантования. *Среднеквадратичное значение шума квантования* (измеренное по ширине полосы Найквиста от постоянного тока до $f_s/2$) *приблизительно равно единице младшего значащего разряда (МЗР или LSB) q , деленному на $\sqrt{12}$* . 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. 4.1).

Показано, что отношение среднеквадратичного значения синусоидального сигнала, соответствующего полной шкале, к среднеквадратичному значению шума квантования (выраженному в децибелах) равно

$$SNR = 6,02 N + 1,76 \text{ дБ}, \quad (5.1)$$

где N – число разрядов идеального АЦП. Это выражение справедливо только в том случае, если шум измерен на полной ширине полосы Найквиста от 0 до $f_s/2$ (рис. 5.1).

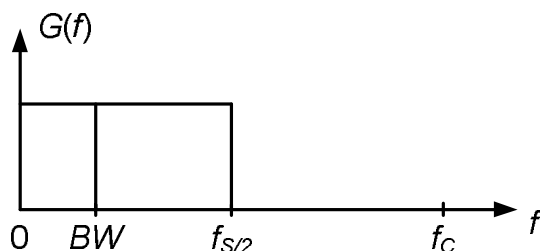


Рис. 5.1. Спектр шума квантования

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. При этом (5.1) будет преобразовано в следующее выражение:

$$SNR = 6,02 N + 1,76 \text{ дБ} + 10 \log [f_s/2 BW]. \quad (5.2)$$

Выражение (5.2) отражает состояние, именуемое избыточной дискретизацией, при котором частота дискретизации выше удвоенной ширины полосы сигнала. Корректирующую величину часто называют запасом по дискретизации. Обратите внимание, что для заданной ширины полосы сигнала удвоение частоты дискретизации увеличивает отношение сигнал/шум на 3 дБ.

Хотя среднеквадратичное значение шума точно описывается формулой $q/\sqrt{12}$, его частотное распределение может сильно зависеть от входного аналогового сигнала. Например, корреляция будет больше для периодического входного аналогового сигнала малой амплитуды, чем для случайного сигнала большой амплитуды. Часто в теории полагают, что шум квантования проявляется в виде белого шума, распределенного равномерно по всей ширине полосы Найквиста от 0 до $f_s/2$. Но данное предположение действительно только в случае отсутствия входного сигнала и нешумящего АЦП. В случае сильной корреляции шум квантования будет сконцентрирован около любых гармоник входного сигнала.

Дискретизация сигнала в реальном АЦП (с интегрированным устройством выборки-хранения УВХ), независимо от архитектуры, проходит при наличии шумов и искажений сигнала. Широкополосному аналоговому входному буферу присущи широкополосный шум, нелинейность и конечная ширина полосы. УВХ вносит дальнейшую нелинейность, ограничение полосы и дрожание апертуры. Квантующая часть АЦП вносит шум квантования, интегральную и дифференциальную нелинейности.

Полная интегральная нелинейность АЦП обусловлена интегральной нелинейностью входного буфера, УВХ и полной интегральной нелинейностью передаточной функции 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, которая присутствует исключительно вследствие цифрового кодирования, может значительно изменяться в зависимости от принципов применяемого цифрового кодирования АЦП. 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. 5.2 показаны две передаточные функции АЦП, имеющие различную дифференциальную нелинейность.

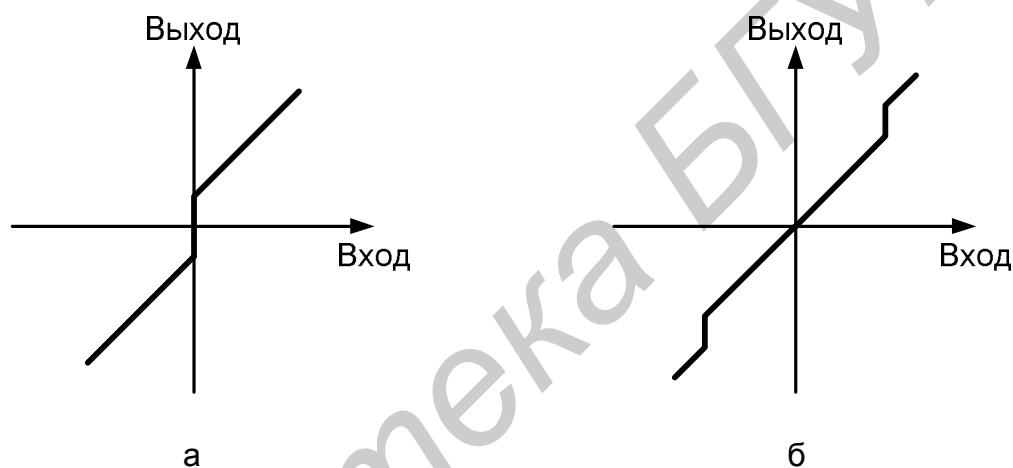


Рис. 5.2. Типичный вид дифференциальной нелинейности АЦП:

а – дифференциальная нелинейность в середине шкалы;

б – дифференциальная нелинейность в точках 1/4 и 3/4 полной шкалы

На рис. 5.2, а показана 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. На рис. 5.2, б показана другая передаточная функция 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.

Большинство быстродействующих АЦП разработано так, чтобы дифференциальная нелинейность равномерно распределялась по всей ширине динамического диапазона АЦП. Поэтому для сигналов, которые находятся в пределах нескольких децибел 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.

Одним из способов количественного описания искажений в АЦП является анализ БПФ, который может использоваться для измерения амплитуды различных гармоник сигнала. Гармоники входного сигнала могут отличаться от других составляющих искажений их положением в частотном спектре. На рис. 5.3 показан входной сигнал частоты $f_a = 7$ МГц, дискретизированный с частотой 20 МГц, и положение его первых девяти гармоник. Гармоники частоты f_a попадают на частоты, равные $|\pm k f_s \mp n f_a|$, где n – порядок гармоники и $k = 1, 2, 3, 4, \dots$

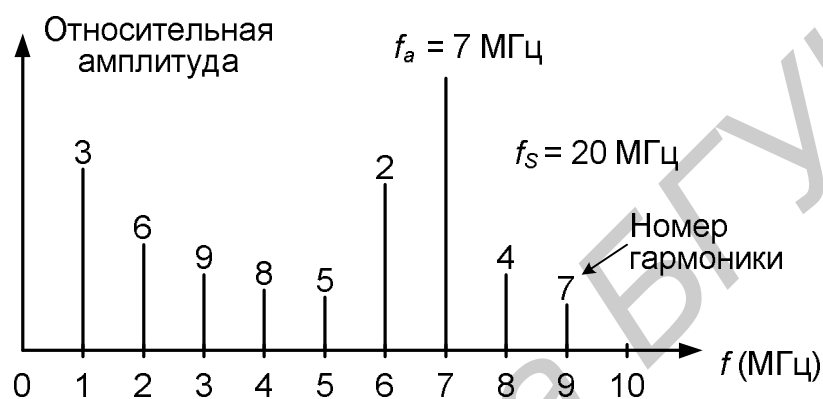


Рис. 5.3. Расположение составляющих гармонических искажений

В технической документации точно определены только вторая и третья гармоники, потому что они, как правило, наибольшие, хотя в некоторых случаях могут определять значение наихудшей гармоники. 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 входном 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.

Величина полных нелинейных искажений (THD) определяется как отношение среднеквадратичного значения основной частоты сигнала к среднему значению корня из суммы квадратов 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 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 $f_s/2$, $\text{THD}+N = \text{SINAD}$).

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 $\text{S/N}+\text{D}$) – 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 $\text{SINAD} = \text{THD}+N$. Типичный график для 12-разрядного АЦП AD9220 с частотой дискретизации 10 МГц представлен на рис. 5.4.



Рис. 5.4. Отношение сигнал/шум/искажения (SINAD) и эффективное число (ENOB) разрядов при различных уровнях входного сигнала

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: $\text{SNR} = 6,02N + 1,76$ дБ. Уравнение решается для N , и значение отношения сигнал/шум заменяется на SINAD :

$$\text{ENOR} = \frac{\text{SINAD} - 1,76 \text{ дБ}}{6,02}.$$

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.

5.2. Оценка динамической погрешности АЦП второго рода

Динамические погрешности отражают инерционные свойства АЦП при изменяющемся во времени входном сигнале.

При рассмотрении идеального АЦП предполагалось, что процесс квантования входного сигнала по уровню происходит мгновенно. В действительности на квантование входного сигнала по уровню затрачивается время, зависящее как от метода преобразования, так и от инерционности элементов преобразователя. Общим для любого метода преобразования является сравнение текущего значения входного сигнала с эталонным с помощью схемы сравнения (компаратора). Между частотой входного синусоидального сигнала $f_{вх}$, относительной погрешностью передачи амплитудного значения этого сигнала δ_k и временем срабатывания компаратора t_k существует зависимость

$$\delta_k = 1 - \cos 2\pi f_{вх} t_k,$$

которая при разложении в ряд Тейлора имеет вид

$$\delta_k \approx (2\pi f_{вх} t_k)^2 / 2.$$

При этом полоса пропускания компаратора по уровню -3 дБ равна

$$\Delta f_{-3дБ} = 1 / (4t_k).$$

Динамическая погрешность компаратора, связанная с преобразованием непрерывной функции по времени в дискретную форму, появляется в результате ограниченной полосы пропускания компараторов и случайной задержки отсчета, вызванной как временем срабатывания компаратора, так и скоростью изменения входного сигнала в пределах заданного уровня. Динамическая погрешность компаратора во многом определяет динамическую погрешность АЦП.

Под динамической погрешностью АЦП при изменяющихся во времени параметрах сигнала понимают разность $\Delta_{дин}(t_u)$ между зафиксированным на выходе АЦП значением выходной величины $X_n(t_u) \approx N$ и ее истинным значением $X_x(t_u)$ в рассматриваемый момент времени t_u без учета погрешности одного отсчета:

$$\Delta_{\text{дин}}(t_u) = X_n(t_u) - X_x(t_u).$$

Различают два вида динамической погрешности АЦП:

1) динамическая погрешность первого рода, обусловленная инерционностью отдельных узлов АЦП, участвующих в передаче сигнала от входа к выходу АЦП, и определяемая величиной и длительностью переходных процессов, происходящих в этих узлах;

2) динамическая погрешность второго рода, обусловленная изменением входного сигнала за время преобразования и определяемая скоростью изменения или частотным спектром преобразуемого сигнала.

Оценка значения динамической погрешности первого рода для определенного момента времени, связанная с наличием переходных процессов в узлах АЦП, является сложной задачей из-за необходимости учета множественных параметров, характеризующих переходный процесс. Поэтому единственно реальным путем определения динамической погрешности первого рода является моделирование процессов в АЦП.

При работе с изменяющимися во времени сигналами возникают специфические погрешности, динамические погрешности второго рода, для оценки которых вводят понятие апертурной неопределенности. Эффект апертурной неопределенности проявляется либо как погрешность мгновенного значения сигнала при заданных моментах измерений, либо как погрешность момента времени, связанная с отнесением данного отсчета к заданному моменту измерения. При равномерной дискретизации следствием апертурной неопределенности является возникновение амплитудных погрешностей, которые называются апертурными и численно равны приращению сигнала в течение апертурного времени.

Оценивание динамических погрешностей, возникающих в результате преобразования изменяющегося входного сигнала, зависит от способа представления апертурной погрешности.

Рассмотрим взаимосвязь между заданным значением динамической погрешности второго рода (апертурной погрешности), характеризующей изменение входного сигнала для заданного момента времени, и требуемой разрядностью АЦП.

Если принять, что для N -разрядного АЦП апертурная погрешность не должна превышать шага квантования, то между максимальной частотой входного сигнала f_{max} , апертурным временем t_a и относительной апертурной погрешностью δ_{au} имеет место соотношение

$$\delta_{\text{au}} = 2^{-n} = 2\pi f_{\text{max}} t_a. \quad (5.3)$$

Отметим, что апертурное время для рассматриваемого случая является в первом приближении временем преобразования параллельного АЦП, т.к. не учитывает времени, необходимого для дешифрации дискретного значения

входного сигнала в цифровой код. Значение разрядности АЦП, обеспечивающее выполнение (5.3), равно

$$N \approx \left[-3,32 \lg(2\pi f_{max} t_a) \right]. \quad (5.4)$$

При решении практических задач, связанных с измерением входной величины, обычно известны максимальное и минимальное значения сигнала, а также верхняя частота в спектре сигнала. Для определения динамической погрешности по этим данным необходимо иметь сведения о законе распределения спектра входного сигнала. Предположим, что преобразованию подвергается стационарный случайный сигнал с равномерным законом распределения мгновенного значения в пределах от X_{min} до X_{max} и равномерным спектром $S_x(\omega)$, имеющим верхнюю граничную частоту f_{max} .

Дисперсию скорости изменения входного сигнала σ^2 можно связать с дисперсией входного сигнала σ_x^2 выражением

$$\sigma^2 = \left[(2\pi f_{max})^2 / 3 \right] \sigma_x^2, \quad \text{где } \sigma_x^2 = \int_0^{f_{max}} S_x(f) df.$$

При известной скорости изменения входного сигнала дисперсия динамической погрешности $\sigma_{дин}^2$, обусловленная сигналом за время преобразования T_c , равна

$$\sigma_{дин}^2 = \sigma^2 \cdot T_c^2 = \frac{(2\pi f_{max} T_c)^2 (X_{max} - X_{min})^2}{36}. \quad (5.5)$$

Учитывая, что динамическая погрешность не должна превышать шаг квантования, то между частотой сигнала, временем преобразования и разрядностью АЦП, с учетом (4.3), (5.5), имеет место соотношение

$$1 = 1,05 f_{max} T_c 2^N. \quad (5.6)$$

Требуемая разрядность АЦП, обеспечивающая выполнение соотношения (5.6), равна

$$N \approx \left[-\langle 0,1 + 3,32 \lg(f_{max} T_c) \rangle \right]. \quad (5.7)$$

Сравнение (5.4) и (5.7) показывает, что полученное значение разрядности АЦП при равномерном законе распределения входной величины обеспечивает заданную динамическую погрешность, одинаковую как для случая применения апертурного времени, так и времени преобразования.

При оценивании погрешности преобразования, связанной с динамической погрешностью датирования отсчета, необходимо учитывать, что данная погрешность является результатом совместного влияния ограниченной полосы пропускания компараторов и случайной задержки отсчета, связанной как со

скоростью изменения входного сигнала, так и с наличием внутренних шумов или внешних помех. Например, для входного сигнала с равномерным спектром, имеющим верхнюю граничную частоту f_{max} , с граничными значениями погрешности датирования отсчета $\tau_{d max}$, $\tau_{d min}$ дисперсия динамической погрешности определяется как

$$\sigma_{\Delta\tau_d}^2 = \frac{\sigma_x^2}{3} 2\pi f_{max} \Delta\tau_d,$$

где $\Delta\tau_d = \tau_{d max} - \tau_{d min}$ – разброс погрешностей датирования отсчетов, определяемый разностью максимального и минимального значения времени срабатывания компараторов, σ_x^2 – дисперсия входного сигнала.

Учитывая определенную сложность оценивания погрешности датирования отсчетов при решении практических задач, связанную с отсутствием в приводимых параметрах АЦП времен срабатывания компараторов, наиболее часто определение динамической погрешности второго рода выполняется исходя либо из апертурного времени, либо времени преобразования, являющихся заданными характеристиками АЦП.

Апертурная погрешность, связанная с фазовой модуляцией сигнала дискретизации АЦП (фазовый джиттер), из-за наличия внешних помех приводит к паразитной частотно-фазовой модуляции преобразованного сигнала и появлению паразитных спектральных компонент. Следовательно, фазовый джиттер уменьшает динамический диапазон АЦП за счет увеличения шума. Примерно отношение сигнал/шум SNR_{jitter} в децибелах, вызванное флуктуацией (дрожанием) фазы, можно оценить как

$$SNR_{jitter} \approx 20 \lg \left(1 / (2\pi f_{max} t_{aj}) \right),$$

где f_{max} – максимальная частота входного сигнала, t_{aj} – значение флуктуации фазы.

Из вышеизложенного следует, что динамическая погрешность второго рода при заданном апертурном времени или времени преобразования является функцией входного сигнала и не зависит от частоты дискретизации. Более точную оценку динамической погрешности второго рода можно дать с помощью величины среднего квадрата, которая в общем случае является функцией параметров АЦП и характеристик преобразуемого сигнала.

Таким образом, для определения полной погрешности необходимо знать статистические характеристики преобразуемого сигнала и прежде всего закон распределения величины входного сигнала по шкале АЦП.

5.3. Динамические характеристики ЦАП

Очевидно, что для цифроаналогового преобразователя наиболее важными являются такие характеристики сигнала, как время установления выходного

сигнала (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 установления выходного сигнала ЦАП – это время от начала изменения цифрового кода до момента, когда выходной сигнал стабилизируется в пределах некоторого диапазона ошибки, как это показано на рис. 5.5, равной $\pm 1/2$ МЗР.

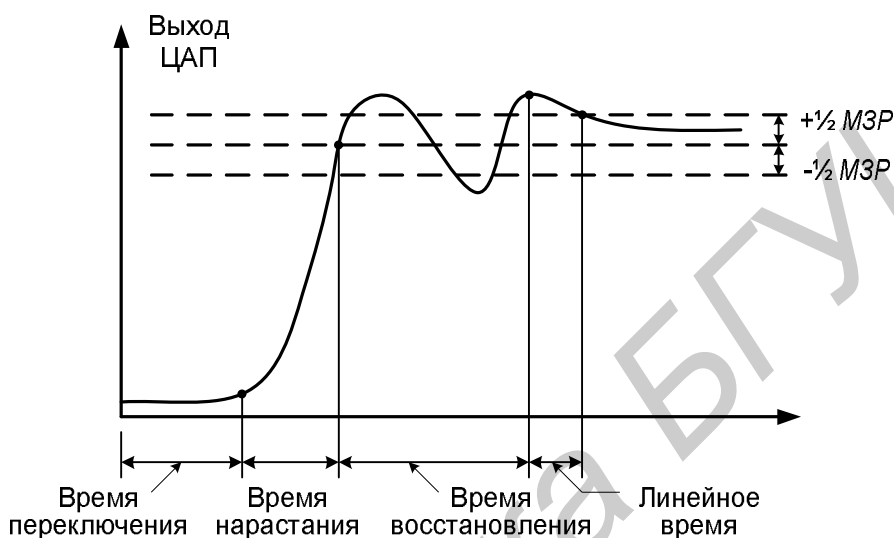


Рис. 5.5. Время установления ЦАП

Время установления выходного сигнала ЦАП состоит из четырех различных периодов: время переключения (в течение которого цифровое переключение осуществлено, но на выходе нет изменений), время нарастания (время, за которое выходной аналоговый сигнал изменяется от 0,1 до 0,9 установившегося значения и которое ограничено скоростью нарастания на выходе ЦАП), время восстановления (в течение которого переходной процесс завершается) и линейное время установки (когда значение на выходе ЦАП приближается к его конечной величине экспоненциально или почти экспоненциально).

В идеале изменения на выходе ЦАП от одной величины до другой должны проходить монотонно. На практике возможно появление выброса фронта, отрицательного выброса перед фронтом или то и другое одновременно (рис. 5.6).

Неконтролируемое состояние выхода ЦАП в течение перехода известно как ложный сигнал (глитчи). 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.

Емкостная связь часто дает примерно равные положительные и отрицательные выбросы (иногда называемые дуплетом ложного сигнала),

которые далее в большей или меньшей степени удастся компенсировать. Ложный сигнал, появляющийся вследствие несинхронности переключения, в общем случае униполярен, имеет большую амплитуду и представляет собой большую проблему. 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.

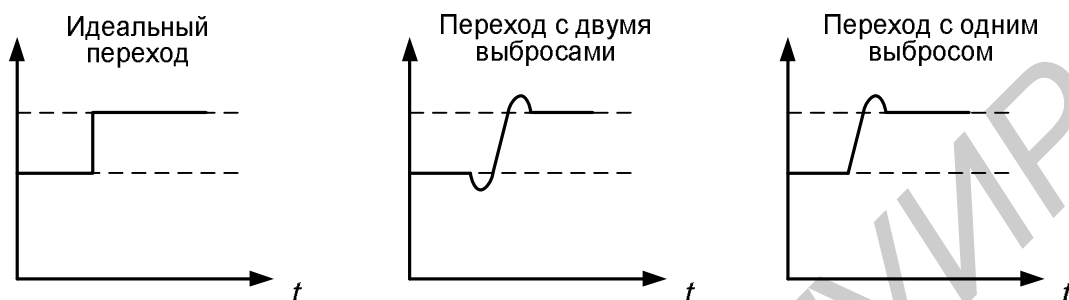


Рис. 5.6. Переходная характеристика ЦАП

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 необязательно) к энергии основной частоты.

6. УЛУЧШЕНИЕ КАЧЕСТВЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ СБОРА ДАННЫХ ПРИ РАБОТЕ С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМИ АЦП

Показатели защиты от помех и искажений преобразуемого асимметричного сигнала, связанного с воздействием помех, могут быть улучшены с помощью применения дифференциальных сигналов, подаваемых на вход дифференциальных АЦП. Под асимметричным сигналом будем понимать любой сигнал (униполярный или биполярный) с источника, имеющего один выход, предназначенный для передачи сигнала относительно заземленной нагрузки.

6.1. Функционирование дифференциальных АЦП

Дифференциальные АЦП имеют положительный (V_{IN+}) и отрицательный (V_{IN-}) аналоговые входы, управляемые двумя одинаковыми противофазными сигналами, которые поступают на внутренний программируемый дифференциальный усилитель. Для полного использования входного динамического диапазона АЦП максимальная амплитуда каждого из этих сигналов должна быть равна опорному напряжению (V_{ref}) АЦП. При работе АЦП происходит преобразование выходного сигнала дифференциального усилителя в цифровой код, пропорциональный разности входных сигналов, а синфазные сигналы (например шум) подавляются самим дифференциальным усилителем.

Значение синфазного напряжения, подаваемого на вход АЦП, определяется уровнем опорного напряжения, относительно которого дифференциальные аналоговые входы установлены.

6.2. Использование дифференциальных сигналов

Использование дифференциальных сигналов в системах сбора данных становится актуальным потому, что такие сигналы в высокой степени защищены от шума подавлением синфазной составляющей в дифференциальных АЦП. Шум подмешивается в сигналы, когда они передаются по печатным платам или по длинным кабелям, но этот шум не создает помех при аналого-цифровом преобразовании, потому что дифференциальный АЦП подавляет синфазные сигналы. Поскольку в дифференциальных сигналах уменьшаются четные гармоники, они также обеспечивают более правильную передачу формы сигнала, чем асимметричные. Другое преимущество состоит в том, что дифференциальные сигналы удваивают динамический диапазон АЦП. Некоторые датчики имеют выходные дифференциальные сигналы, и дифференциальные АЦП могут преобразовывать такие сигналы без особых затрат, особенно если входной диапазон АЦП невелик.

Тем не менее существует множество источников, выходной сигнал которых определяется относительно заземленной нагрузки (например выходной сигнал многих операционных усилителей) и не может быть использован для непосредственной подачи на вход дифференциального АЦП с целью возможности подавления синфазного сигнала. Поэтому для получения дифференциального выходного сигнала с асимметричного источника необходимо осуществить преобразование последнего с помощью определенных схемотехнических решений. Это преобразование делается тремя способами: использование дифференциального усилителя с дифференциальным выходом; использование сдвоенного операционного усилителя (ОУ); использование высокочастотного трансформатора.

6.3. Использование дифференциального усилителя с дифференциальным выходом

Хорошим методом качественного преобразования асимметричного сигнала в дифференциальный для управления АЦП является использование усилителя с дифференциальным входом и дифференциальным выходом (балансного усилителя) (рис. 6.1). В этой схеме в качестве балансного усилителя используется AD8138 – усилитель с низким уровнем искажений и широкой полосой. Его можно использовать либо в качестве преобразователя асимметричного биполярного входного сигнала в выходной дифференциальный, либо как усилитель дифференциального сигнала. Кроме того, в усилителе предусмотрен сдвиг синфазного уровня и имеются выходные буферные каскады.

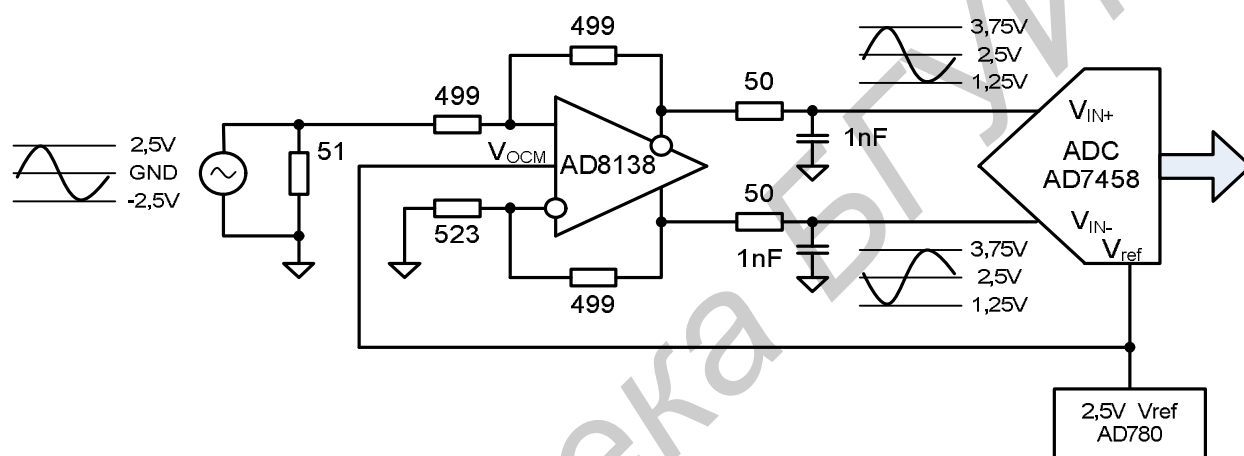


Рис. 6.1. Применение балансного усилителя для преобразования асимметричного сигнала в дифференциальный

Биполярный асимметричный сигнал с амплитудой, равной удвоенному опорному напряжению, поступает на неинвертирующий вход усилителя AD8138 (рис. 6.1). Опорное напряжение АЦП, формируемое внешним источником, подается также на вход V_{OCM} усилителя для обеспечения синфазного смещения выходных дифференциальных напряжений. Неинвертирующий и инвертирующий выходные сигналы усилителя подключены к дифференциальным входам АЦП через RC-цепи, минимизирующие эффекты от переходных токов, возникающих из-за переключений входных емкостей АЦП. Низкочастотные RC-фильтры необходимо использовать у каждого входного вывода для фильтрации высокочастотных компонентов аналогового сигнала. Выходные сигналы усилителя имеют одинаковую амплитуду и противофазны, что и требуется для работы АЦП.

Основной выигрыш при использовании балансного усилителя состоит в том, что необходимо применять только один преобразователь асимметричного сигнала в дифференциальный. Кроме того, осуществляется буферизация биполярного входного сигнала и задание сдвигового синфазного уровня. Если

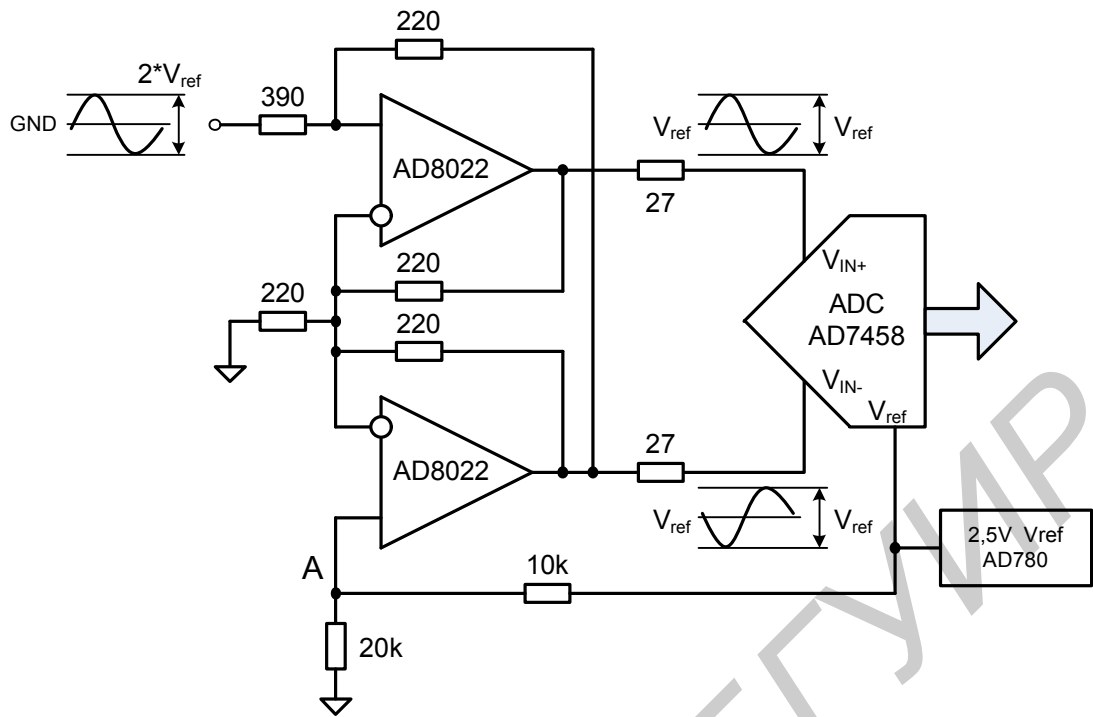
амплитуда входного сигнала недостаточна для полного использования входного диапазона АЦП, то выходной дифференциальный сигнал можно усилить, изменив соотношение резисторов в цепи обратной связи. При этом напряжение синфазного уровня не изменяется. Структура AD8138 обеспечивает хорошо сбалансированные выходные сигналы без использования дополнительных внешних компонентов. Дифференциальный усилитель может работать с однополярным напряжением питания +3...+5 В, что соответствует напряжению питания АЦП. При таком питании входной сигнал может оставаться униполярным, поэтому эта схема хорошо подходит для приложений, использующих однополярное питание при униполярном входном сигнале.

6.4. Универсальные схемы на сдвоенном ОУ

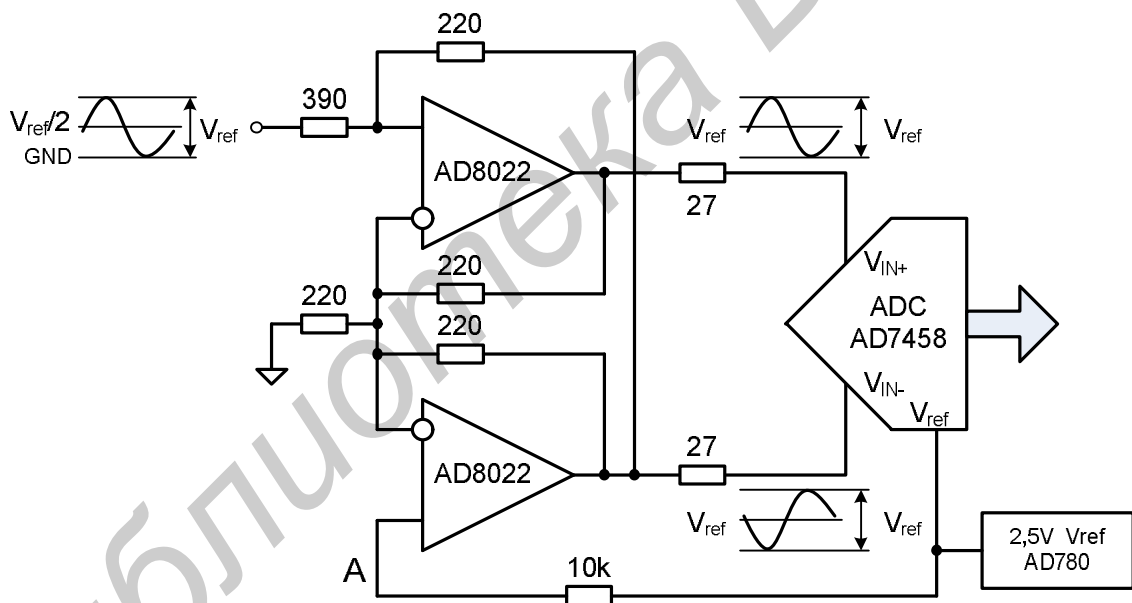
Другой метод преобразования асимметричного сигнала в дифференциальный состоит в использовании сдвоенного операционного усилителя. При этом возможны различные варианты построения схемы. Один из таких вариантов преобразует биполярный сигнал, сцентрированный относительно нуля, в дифференциальный сигнал, сцентрированный относительно опорного напряжения АЦП (рис. 6.2, а). В другом варианте происходит преобразование униполярного сигнала (рис. 6.2, б).

Различие между биполярным и униполярным вариантами незначительно. В обеих схемах в точке А устанавливается напряжение синфазного уровня выходного дифференциального сигнала, определяемое источником опорного напряжения. Напряжение синфазного уровня можно установить и другим, но оно должно находиться в пределах от нуля до верхней границы входного диапазона АЦП. При смещении синфазного уровня от уровня опорного напряжения, естественно, сужается рабочий диапазон. В обеих схемах для уменьшения воздействия от переключения входных конденсаторов АЦП используются низкоомные резисторы, последовательно соединенные со входами. Схема со сдвоенным ОУ является лучшей для схем с непосредственной связью по постоянному току, в которых требуются наименьшие искажения сигнала.

К выбору сдвоенного операционного усилителя необходимо подходить очень внимательно. Этот выбор зависит от требуемых напряжений питания, полосы сигнала и качественных характеристик схемы. Кроме того, усилитель не должен ухудшать качественные характеристики АЦП. В схемах (см. рис. 6.2) используется высокоскоростной широкополосный сдвоенный ОУ AD8022. Этот операционный усилитель имеет прекрасные шумовые характеристики, вносит весьма незначительные искажения и не ухудшает характеристик АЦП. Кроме того, он может работать при однополярном питании +5 В, что позволяет объединить его питание с питанием АЦП AD7450. Основным доводом выбора варианта со сдвоенным ОУ для преобразования асимметричного сигнала в дифференциальный для управления АЦП является в основном обеспечение комплексных качественных требований.



а



б

Рис. 6.2. Применение сдвоенного операционного усилителя для преобразования асимметричного сигнала в дифференциальный:
 а – преобразование биполярного входного сигнала;
 б – преобразование унipoлярного входного сигнала

Дифференциальный усилитель может не обладать достаточными качественными характеристиками, требуемыми схемами в целом, а его использование может быть более дорогим, чем использование сдвоенного ОУ. Также в схеме со сдвоенным ОУ низкоуровневые гармоники, присутствующие в каждом усилителе, подавляют друг друга, что делает выходной сигнал более

чистым и сбалансированным. В настоящее время качественные сдвоенные операционные усилители в корпусах малых размеров широко доступны и составляют конкуренцию дифференциальным усилителям с точки зрения площади, занимаемой на печатной плате.

При непосредственном управлении дифференциальными входами АЦП необходимо обеспечить согласование выходного сопротивления источника сигнала и входного сопротивления АЦП. В противном случае, возникающие ошибки смещения будут влиять на точность в процессе аналого-цифрового преобразования. При использовании дифференциального или сдвоенного усилителя усиление обоих дифференциальных каналов должно быть одинаковым (в расчете должен участвовать и выходной импеданс источника сигнала), что предполагает использование прецизионных резисторов. При разводке дифференциальных сигналов на печатной плате необходимо следить за тем, чтобы длина их проводников была одинаковой и располагались они возможно ближе друг к другу для уменьшения противофазных искажений.

6.5. Использование высокочастотного трансформатора

В схемах, требующих развязки по постоянному току, хорошим решением для преобразования асимметричного сигнала в дифференциальный для управления АЦП является применение высокочастотного трансформатора с выведенной средней точкой вторичной обмотки (рис. 6.3).

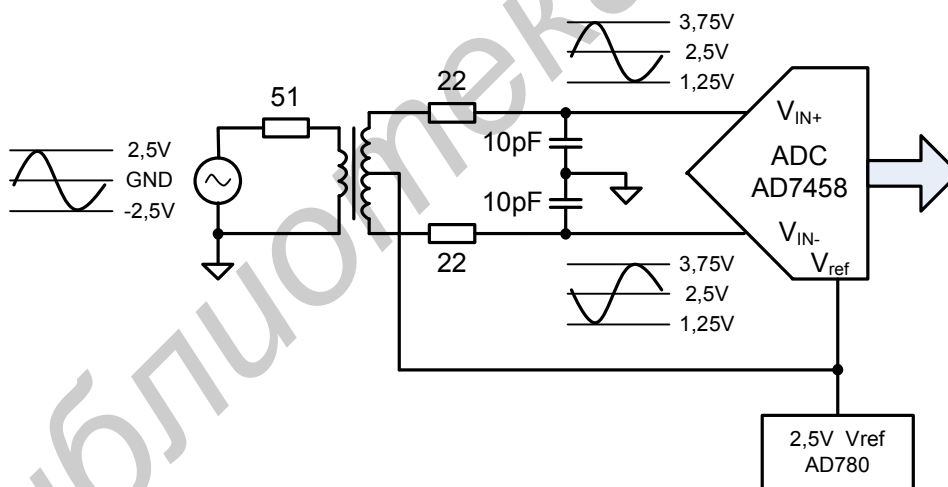


Рис. 6.3. Применение высокочастотного трансформатора для преобразования асимметричного сигнала в дифференциальный

В этой схеме напряжение, подаваемое на среднюю точку, равно опорному напряжению АЦП и устанавливает синфазный уровень дифференциального сигнала. Преобразование и управление дифференциальным АЦП с помощью трансформатора является наиболее простым из рассмотренных вариантов и не вносит дополнительного шума и искажений. Применение трансформатора позволяет осуществить развязку по постоянному току между источником сигнала и АЦП, а также использовать меньшее количество внешних компонентов по сравнению с предыдущими вариантами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мошиц, Г. Проектирование активных фильтров / Г. Мошиц, П. Хорн; пер. с англ. – М. : Мир. 1984.
2. Брагин, А. А. Основы метрологического обеспечения аналого-цифровых преобразователей сигналов / А. А. Брагин, А. Л. Семенюк. – М. : Издательство стандартов, 1989.
3. Walt Kester. Analog-Digital Conversion. – Analog Devises, Inc., 2004
4. Ан, П. Сопряжение ПК с внешними устройствами / П. Ан; пер. с англ. – 2-е изд. – М. : ДМК Пресс; СПб. : Питер, 2004.
5. Угрюмов, Е. П. Цифровая схемотехника / Е. П. Угрюмов. – СПб. : БХВ – Санкт-Петербург, 2004
6. Бойко, В. И. Схемотехника электронных систем (аналоговые и аналого-цифровые устройства) / В. И. Бойко – СПб. : БХВ – Санкт-Петербург, 2004.
7. Волович, Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройства / Г. И. Волович – М. : Изд. Дом «Додэка – XXI», 2005.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1. ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ	4
1.1. Классификация дискретных систем.....	4
1.2. Структура дискретной системы.....	4
2. ДИСКРЕТИЗАЦИЯ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ	5
2.1. Представление непрерывной функции последовательностью отсчетов.....	5
2.2. Физическая интерпретация теоремы отсчетов.....	7
2.3. Спектральное представление теоремы отсчетов.....	8
2.4. Мультипликативная дискретизации.....	10
2.5. Дискретизация с квантованием.....	13
2.6. Реальное осуществление выборки.....	14
3. ФИЛЬТРЫ ДЛЯ УСТРАНЕНИЯ ЭФФЕКТА НАЛОЖЕНИЯ СПЕКТРОВ (АНТИАЛАЗИНГОВЫЕ ФИЛЬТРЫ)	18
3.1. Выбор типа фильтра.....	18
3.2. Определение полосы пропускания и величины требуемого затухания в полосе задерживания антиалайзингового фильтра.....	21
4. СТАТИЧЕСКАЯ ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ АЦП И ЦАП И ПОГРЕШНОСТИ ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ	23
4.1. Идеальные передаточные функции АЦП и ЦАП.....	23
4.2. Источники статической погрешности АЦП и ЦАП.....	26
4.3. Оценка статической погрешности АЦП.....	29
5. ПОГРЕШНОСТИ ПО ПЕРЕМЕННОМУ ТОКУ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ДАННЫХ	34
5.1. Искажения и шум в реальных АЦП.....	34
5.2. Оценка динамической погрешности АЦП второго рода.....	39
5.3. Динамические характеристики ЦАП.....	42
6. УЛУЧШЕНИЕ КАЧЕСТВЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ СБОРА ДАННЫХ ПРИ РАБОТЕ С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМИ АЦП	44
6.1. Функционирование дифференциальных АЦП.....	45
6.2. Использование дифференциальных сигналов.....	45
6.3. Использование дифференциального усилителя с дифференциальным выходом.....	46
6.4. Универсальные схемы на сдвоенном ОУ.....	47
6.5. Использование высокочастотного трансформатора.....	49
ЛИТЕРАТУРА	50

Учебное издание

Давыдов Александр Борисович

Качинский Михаил Вячеславович

Клюс Владимир Борисович

АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ И ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Методическое пособие

по дисциплине «Аналоговые и аналого-цифровые устройства»
для студентов специальности I-40 02 02
«Электронные вычислительные средства»
дневной формы обучения

Редактор М. В. Тезина

Корректор Е. Н. Батурчик

Подписано в печать 02.10.2007.
Гарнитура «Таймс».
Уч.-изд. л. 2,7.

Формат 60x84 1/16.
Печать ризографическая.
Тираж 200 экз.

Бумага офсетная.
Усл. печ. л. 3,14.
Заказ 231.

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ № 02330/0056964 от 01.04. 2004. ЛП № 02330/0131666 от 30.04. 2004.
220013, Минск, П. Бровки, 6.