

К. т. н. В. С. ГОЛУБ

Украина, г. Киев, Научно-производственная фирма VD MAIS  
E-mail: info@vdmairs.kiev.ua

Дата поступления в редакцию  
17.06 2003 г.

Оппонент д. т. н. В. А. РОМАНОВ  
(Ин-т кибернетики им. В. М. Глушкова, г. Киев)

## СИГМА-ДЕЛЬТА-МОДУЛЯТОРЫ И АЦП

*Некоторые из рассмотренных в статье вопросов имеют трактовку, отличающуюся от принятой в известных публикациях.*

Для точной обработки электрических сигналов используются цифровые методы, однако измеряемые физические величины, всевозможные процессы в природе, человеческая речь и др. являются аналоговыми. Поэтому соответствующие им электрические сигналы, получаемые в результате измерений (считывания), должны преобразовываться в цифровые. Преобразование осуществляют аналого-цифровыми преобразователями (АЦП), в числе которых — сигма-дельта-АЦП, обладающие повышенной точностью. АЦП являются сложными схемотехническими устройствами, строятся на базе микроэлектроники и выпускаются в виде интегральных микросхем (ИМС).

Описания сигма-дельта-АЦП публикуются, в основном, фирмами-производителями. Наиболее полными являются публикации [1—3] фирмы Analog Devices, являющейся ведущей в этой области. Большую роль в популяризации сигма-дельта-АЦП сыграли работы [4, 5].

В работах [6, 7], выполненных автором, сделана попытка обобщить результаты публикаций и, кроме того, дать объяснение некоторым нерассмотренным вопросам. В частности, описан «механизм» работы сигма-дельта-модулятора, дан анализ частотных свойств модуляторов высоких порядков, шумовых свойств АЦП и др. В настоящей статье, являющейся развитием [6, 7], дается более углубленное рассмотрение особенностей АЦП. Рассмотрение производится на примере реальных микросхем, выпускаемых фирмой Analog Devices, причем с учетом ее последних разработок [3].

Высокая точность аналого-цифрового преобразования, осуществляемого в сигма-дельта-АЦП, обусловлена, прежде всего, возможностью получения высокой разрядности и линейности преобразования без применения многоуровневых пороговых устройств и, кроме того, эффективной фильтрацией преобразуемого сигнала. Современный сигма-дельта-АЦП состоит из сигма-дельта-модулятора и цифрового преобразователя — дедимирующего цифрового фильтра. Особенностью сигма-дельта-АЦП, отличающей его от АЦП других видов, является то, что преобразуемый сигнал сначала квантуется (в моду-

ляторе), а затем дискретизируется (в преобразователе). Квантование осуществляется во времени при помощи последовательности тактовых импульсов. Обычно в АЦП (других видов) отсчеты преобразуемого аналогового сигнала берутся в точках дискретизации и являются его мгновенными значениями в этих точках. В отличие от этого, в сигма-дельта-АЦП отсчеты берутся на интервалах дискретизации и являются, соответственно, средними значениями преобразуемого сигнала на этих интервалах.

Выходным сигналом обычного (одноразрядного) сигма-дельта-модулятора является синхронизированная последовательность нулевых и единичных посылок, общая частота следования которых равна тактовой частоте  $f_T$ . Под нулевыми и единичными посылками в данном случае будем понимать посылки со значениями «0» и «1» и длительностью

$$\tau = 1/f_T \quad (1)$$

Выходным сигналом преобразующего (децимирующего) фильтра и, соответственно, АЦП в целом является многоразрядный цифровой сигнал, частота отсчетов (дискретизации) которого равна  $f_d$ . Тактовая частота, синхронизирующая работу модулятора и являющаяся по отношению к  $f_d$  частотой передискретизации, обычно выбирается равной

$$f_T = K_{\text{пер}} f_d \quad (2)$$

где  $K_{\text{пер}} = 2^N$  — коэффициент передискретизации, а  $N$  — разрядность выходного сигнала АЦП. «Механизм» преобразования сигнала сигма-дельта-модулятора в многоразрядный сигнал АЦП описан в [8], но применительно к более раннему его варианту — со счетным преобразователем вместо фильтра.

В других АЦП (например, с устройством выборки и хранения), в соответствии с теоремой Котельникова, частотный спектр преобразуемого сигнала вместе с сопутствующим его шумом должен быть в пределах от 0 до  $f_d/2$ . Поэтому на входе АЦП применяют аналоговый ФНЧ с соответствующей полосой пропускания. Для сигма-дельта-АЦП условие существенно «прослаблено»: при той же ширине спектра входного сигнала (от 0 до  $f_d/2$ ) его входная фильтрация может быть с пологим спадом в пределах от  $f_d/2$  до  $f_T/2$  и, соответственно, без существенных частотных и фазовых искажений в полосе пропускания. И лишь затем в преобразующем (или дополнительном) фильтре осуществляется эффективная цифровая фильтрация с полосой пропускания от 0 до  $f_d/2$  и подавлением шума

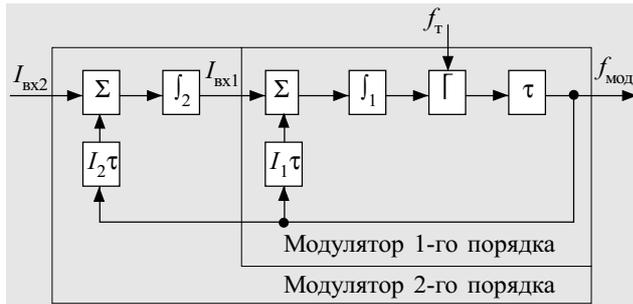


Рис. 1. Структурная схема сигма-дельта-модуляторов 1-го и 2-го порядков:

$I_{вх1}, I_{вх2}$  — входные токи модуляторов;  $\Sigma$  — сумматоры преобразуемого сигнала и отрицательной обратной связи;  $I_1$  и  $I_2$  — интеграторы;  $\Gamma$  — компаратор;  $\tau$  — формирователь прямоугольных импульсов с нормированной длительностью;  $I_1\tau$  и  $I_2\tau$  — формирователи прямоугольных импульсов тока с нормированной площадью;  $f_{мод}$  — частота следования единичных посылок

за ее пределами. Кроме того, частота отсчетов в фильтре снижается (децимируется) с  $f_T$  до  $f_d$ .

**Сигма-дельта-модулятор.** Схема одноразрядного модулятора приведена на рис. 1 в двух вариантах — 1-го и 2-го порядков. Модулятор представляет собой преобразователь «напряжение—частота» с непрерывным интегрированием и уравниванием заряда, который, в отличие от обычного ЧИМ-модулятора [9], синхронизирован, как уже сказано, тактовыми импульсами с частотой  $f_T$ . Сигма-дельта-модулятор может быть и более высоких порядков и, соответственно, отличаться наращиванием цепей, подобно показанному на рис. 1. В ЧИМ-модуляторе (без цепи с  $f_T$ ) компаратор срабатывает при достижении напряжением интегратора уровня порога компаратора, а в сигма-дельта-модуляторе срабатывание происходит не сразу, а после поступления очередного тактового импульса.

На рис. 2 показаны фрагменты импульсных последовательностей ЧИМ-модулятора и сигма-дельта-модулятора с теми же частотами следования, приведенными на рисунке слева.

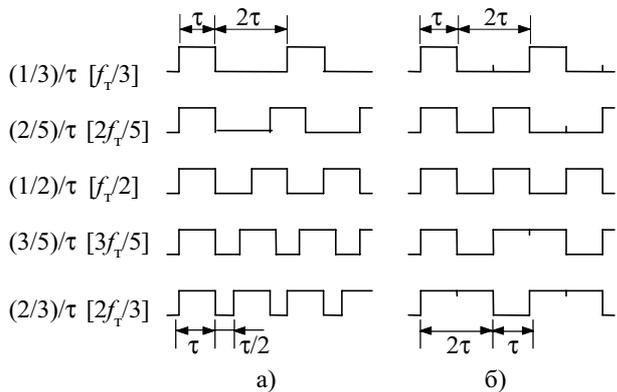


Рис. 2. Эпюры напряжений ЧИМ (а) и сигма-дельта (б) модуляторов

Импульсы ЧИМ-модулятора имеют постоянную длительность, а длительность переменного интервала между ними может быть любой, теоретически — от нуля до бесконечности. Мгновенные значения частоты следования импульсов ЧИМ-модулятора пропорциональны входному аналоговому сигналу, его

мгновенным значениям в дискретных (во времени) точках отсчета [9].

Импульсы сигма-дельта-модулятора, в отличие от ЧИМ-импульсов, состоят из одной или нескольких единичных посылок, а интервалы между ними — из одной или нескольких нулевых посылок, и имеют, соответственно, квантованные значения длительностей согласно (1). Выходная частота модулятора определяется частотой следования единичных посылок:

$$f_{мод} = f_T n_1 / (n_0 + n_1), \quad (3)$$

где  $n_0$  и  $n_1$  — количество нулевых и единичных посылок на интервалах дискретизации, равных

$$\Delta t = 1/f_d, \quad (4)$$

где  $f_d$  — согласно (2).

В соответствии с (3), частота  $f_{мод}$ , определяемая количеством единичных посылок  $n_1$ , является средней частотой на интервале дискретизации. Диапазон частот сигма-дельта-модулятора — в пределах  $0 \leq f_{мод} < f_T$ . В поддиапазоне  $0 < f_{мод} < f_T/2$  длительность импульсов сигма-дельта-модулятора равна  $\tau$  (каждый импульс содержит одну единичную посылку), а изменение  $f_{мод}$  происходит, как и в ЧИМ-модуляторе, в результате изменения длительностей интервалов (рис. 2, б). В этом смысле сигма-дельта-модулятор, используемый в указанном поддиапазоне частот, можно считать синхронизированным ЧИМ-модулятором.

В другом поддиапазоне частот, в пределах  $f_T/2 < f_{мод} < f_T$ , изменение  $f_{мод}$  осуществляется уже не за счет интервалов, которые будут равны  $\tau$ , а путем изменения длительности импульсов. Их чередующиеся значения, равные, например,  $\tau$  и  $2\tau$  при  $f_{мод} = 3f_T/5$ , показаны на рис. 2, б. Посередине диапазона частот, при  $f_{мод} = f_T/2$ , длительности импульсов и интервалов равны  $\tau$  (меандр). При  $f_{мод} = 0$  импульсы на выходе модулятора отсутствуют (непрерывная последовательность нулевых посылок). Значение частоты  $f_{мод} = f_T$ , которому соответствует «сплошной» импульс (непрерывная последовательность единичных посылок), в модуляторе не используется. Общее количество дискретных (квантованных) значений  $f_{мод}$  равно  $2^N$  при  $f_{мод} = 0 \dots (2^N - 1)f_d$ .

На рис. 3 показаны эпюры напряжений в цепях модулятора 1-го порядка: а — тактовые импульсы (условно показаны с нулевой длительностью); б, в — напряжение на выходе интегратора и выходная последовательность импульсов модулятора с частотой  $f_{мод} = (3/14)/\tau = 3f_T/14 < f_T/2$ ; г, д — напряжение интегратора и выходная последовательность импульсов с  $f_{мод} = (11/14)/\tau = 11f_T/14 > f_T/2$ . На рис. 3, б, г показан также уровень порога компаратора. Напряжение интегратора — пилообразной формы, состоящее из отрезков прямых при постоянном напряжении на входе модулятора.

Интегратор обычно является инвертирующим, но эпюры его выходного напряжения на рис. 3, б, г показаны без инвертирования. Такими они могут быть, если на входе включен инвертор, а положительные импульсы отрицательной обратной связи  $I_1\tau$  поступают непосредственно на вход интегратора.

Отрезки прямых на рис. 3, б, г с положительным наклоном — результат интегрирования входного тока  $I_{вх1}$  (напряжения, приложенного к сопротивлению, включенному последовательно на входе интегратора

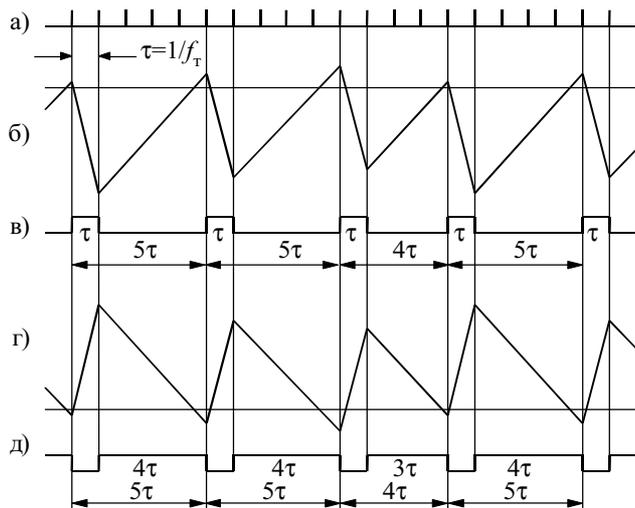


Рис. 3. Эпоры напряжений в цепях сигма-дельта-модулятора ра), а с отрицательным — результат дополнительного воздействия импульсов обратной связи  $I_1\tau$ , ток которых превышает входной ток. Для рис. 3, б  $I_{вх1} < 0,5I_1$ . При  $I_{вх1} = 0,5I_1$  наклоны обоих видов отрезков становятся одинаковыми, а длительности импульсов и интервалов — равными  $\tau$ . При  $I_{вх1} > 0,5I_1$  крутизна отрезков с положительным наклоном (рис. 3, з) возрастает, а с отрицательным — уменьшается. Соответственно, возрастают длительности импульсов (рис. 3, д). При переменном входном токе (напряжении) отрезки прямых (рис. 3, б, з) становятся кривыми.

Итак, частота  $f_{\text{мод}}$  пропорциональна входному модулирующему сигналу, но является квантованной и, соответственно, модулированной дополнительно шумом квантования. Благодаря образованию различных изменяющихся комбинаций посылок обеспечивается получение любого значения средней частоты модулятора, но с «шумовой» погрешностью указанного квантования. Отсчет средних значений частоты осуществляется на интервалах  $\Delta t$  (4), задаваемых в цифровом преобразователе (после модулятора). Значения отсчетов частоты определяются квантованным количеством единичных посылок на этих интервалах согласно (3). Чем больше интервал, тем больше на нем посылок и, соответственно, точнее отсчет, но, как показано ниже, уже полоса частот преобразуемого сигнала. Полоса частот не сузится, если увеличить  $f_{\text{т}}$  при том же  $f_{\text{д}}$  и, соответственно, большем  $N$ .

Рассмотренный сигма-дельта-модулятор называют одноразрядным. Однако следует подчеркнуть, что его сигнал не является тем одноразрядным цифровым, который обладает ограниченной информативностью, определяемой двумя значениями — «0» и «1». В одноразрядном сигма-дельта модулированном сигнале заложены «многоразрядные возможности» цифрового сигнала, который будет получен при последующем цифровом преобразовании. Эти возможности обусловлены тем, что частотно-модулированный сигнал модулятора (при частоте его квантования  $f_{\text{т}} = 2^N f_{\text{д}}$ ) содержит  $N$  бит информации, считываемых с интервала  $\Delta t = 1/f_{\text{д}}$  (с частотой дискретизации  $f_{\text{д}}$ ).

Сигма-дельта-модуляторы являются составной частью АЦП, но могут быть самостоятельными устройствами, как, например, AD7741/2 и AD7722/4. Пер-

вые из них используются в диапазоне частот в пределах  $0,05 f_{\text{т}} \leq f_{\text{мод}} \leq 0,45 f_{\text{т}}$ , а вторые — во всем диапазоне. Данные о них приведены в таблице.

**Разновидности сигма-дельта-модулятора.**

Выше рассмотрен одноразрядный сигма-дельта-модулятор 1-го порядка. Существуют разновидности модулятора — более высоких порядков и многоразрядные. Примерами являются одноразрядный модулятор 4-го порядка AD1555 (в составе АЦП AD1555/AD1556) и 5-разрядный модулятор 2-го порядка в АЦП AD9260.

Для одноразрядного модулятора 1-го порядка, являющегося составной частью модулятора 2-го порядка, показанного на рис. 1, передаточная функция равна

$$K_1(p) = f_{\text{мод}}/i_{\text{вх1}} = 1/I_1\tau. \quad (5)$$

Для модуляторов 2-го и, в общем случае,  $L$ -го порядков

$$K_2(p) = f_{\text{мод}}/i_{\text{вх2}} = [1/(I_2\tau)](1 + p\tau_{\text{эКВ2}}); \quad (6)$$

$$K_L(p) = f_{\text{мод}}/i_{\text{вхL}} = [1/(I_L\tau)]/[1 + p\tau_{\text{эКВL}} + \dots + p^{L-1}(\tau_{\text{эКВL}} \dots \tau_{\text{эКВ2}})], \quad (7)$$

где  $(\tau_{\text{эКВL}} \dots \tau_{\text{эКВ2}})$  — произведение эквивалентных постоянных времени  $\tau_{\text{эКВL}} = \tau_{\text{интL}} I_{L-1}/I_L, \dots, \tau_{\text{эКВ2}} = \tau_{\text{инт2}} I_1/I_2$ , а  $\tau_{\text{интL}}, \dots, \tau_{\text{инт2}}$  — постоянные времени интеграторов.

При равенстве постоянных времени и равенстве токов  $I_1, I_2, \dots$  выражение (7) упрощается:

$$K_L(p) = f_{\text{мод}}/i_{\text{вхL}} = [1/(I\tau)]/[1 + p\tau + \dots + (p\tau)^{L-1}]. \quad (8)$$

Полученные выражения (6), (7) и (8) являются передаточными функциями полиномиальных ФНЧ [6, 7]. Модулятор  $L$ -го порядка дополнительно обладает свойствами фильтра  $(L-1)$ -го порядка для частоты модуляции, являющейся частотой входного модулирующего сигнала  $F$ . Оператор  $p$  соответствует  $j\Omega$ , где  $\Omega = 2\pi F$ . В результате АЧХ и ФЧХ модуляторов 2-го и более высоких порядков следует учитывать в общей системе фильтрации сигма-дельта-АЦП. В них могут быть реализованы любые из аппроксимаций — например, Бесселя, эллиптическая и т. д.

Несколько слов о многоразрядном сигма-дельта-модуляторе. В указанном модуляторе используются многоразрядный формирователь на выходе (например, АЦП вместо компаратора « $\lceil$ » на рис. 2) и многоразрядные токовые формирователи в цепи обратной связи (ЦАП вместо « $\lfloor$ » и « $\tau$ »). Сигнал модулятора представляет собой несколько параллельных синхронизированных последовательностей (многоразрядная последовательность), каждая из которых соответствует одному из разрядов «модулирующего» цифрового кода. Применение многоразрядной сигма-дельта-модуляции позволяет уменьшить коэффициент передискретизации в  $2^R$  раза, где  $R$  — разрядность сигнала модулятора. Ее применение можно рассматривать как «шаг назад» по отношению к сигма-дельта-преобразованию, но направленный на расширение полосы частот модулирующего сигнала.

Многоразрядные модуляторы применяют в высокоскоростных сигма-дельта-АЦП, таких как указанный выше 16-разрядный AD9260 с 12-разрядным модулятором (5-разрядный сигма-дельта-модулятор с дополнительным цифровым преобразователем конвейерного типа — «pipelined» [2]). Частота дискрети-

**СИГНАЛОПРЕОБРАЗУЮЩИЕ СИСТЕМЫ**

*Сигма-дельта-модуляторы и АЦП*

Модель	Тип	Модулятор		$f_T$ , МГц ( типовые значения)	$N$ , бит	$f_d$ , кГц	$F_{-3дБ}$ , кГц	Примечание
		порядок	бит					
AD7741/42	Модулятор	1	1	6,144	$12^1$	$f_T/2^{N-1}$	$\frac{\sin(\pi F/f_d)}{(\pi F/f_d)}$	<sup>1</sup> пример применения модулятора в составе АЦП
AD7701/03	АЦП	1	1	0,016	16/20	4	0,01	Гауссовский фильтр
AD7720	Модулятор	7	1	12,5	$16^1$	195,3 <sup>1</sup>	90,625 <sup>1,2</sup>	<sup>1</sup> пример применения модулятора в составе АЦП; <sup>2</sup> $F_{\pm 0,005дБ}$
AD7722	АЦП			12,5	16	195,3	90,625 <sup>1,2</sup>	
AD7724	Модулятор			13	$16^1$	203,5 <sup>1</sup>	94,25 <sup>1,2</sup>	
AD7725	АЦП	—	1	19,2	16	9,4 ... 1200 (600)	3,6 ... 460 (230)	Post Processor (ROM FIR Filter)
AD7730		1	1	0,3072	24	0,2/0,6	7,9/23,4 Гц	Chopping / —
AD7730L				0,1536		0,1/0,3	3,95/11,7 Гц	
AD7731				0,3072		0,2/0,6	7,9/157,0 Гц	
AD73xxx		2	1	2,048	16	8 ... 64	$0,262 \times f_d$	$[(1-z^{-32})/(1-z^{-1})]^3$
AD1555/6		4	1	0,256	24	0,25 ... 16	0,1 ... 6,48	Модулятор/фильтр
AD9260		2	5	20	16	0,125 ... 2500	1136	5-разрядный сигма-дельта+конвейерный
						0,250 ... 5000	2272	
	0,50 ... 10000					4535		
AD7732/4 AD7738/9	1	1	3,072	24	0,737...15,437 0,372...12,190	0,5 $f_d$ ( < 3 дБ)	— \ Chopping	
					AD7782/3	1	1	4,1943
AD7788/9	1	1	—	16/24	16,6	4 Гц	$f_{ген} = 32,768$ кГц $I_{пит} \leq 90$ мкА (макс.)	
AD7790/1					9,5 ... 120	2,3 ... 28 Гц		

зации АЦП — до 2,5...10 МГц при  $f_T = 20$  МГц (возможен режим работы AD9260 с  $f_d = f_T = 20$  МГц при  $N = 12$ ). Многоразрядный сигма-дельта-модулятор является по существу АЦП, но обычно с меньшей разрядностью, чем АЦП в целом. Можно сказать, что это «предварительный» сигма-дельта-АЦП.

**Счетный способ цифрового преобразования.** Простейший способ цифрового преобразования сигма-дельта модулированного сигнала — счетный, рассмотренный в [8] и используемый также при преобразовании сигналов сигма-дельта-модуляторов AD7741 и AD7742. При указанном способе осуществляется счет единичных посылок сигма-дельта-модулятора в течение интервала дискретизации  $\Delta t$  (4) и запоминание результата счета (количества единичных посылок) в  $N$ -разрядном регистре памяти. Управление счетчиком (сброс) и смена выходных данных регистра осуществляются импульсами дискретизации с частотой  $f_d$ , получаемой в результате деления частоты тактовых импульсов  $f_T$  на коэффициент  $K_{дел} = 2^N$  согласно (2). Выходным является  $N$ -разрядный цифровой сигнал, снимаемый с параллельного выхода регистра, данные которого сменяются с частотой  $f_d$ .

На рис. 4 [6, 7], наряду с тактовыми  $f_T$  и импульсами дискретизации  $f_d$  (также условно показанными с нулевой длительностью), приведены последовательности сигма-дельта модулированных посылок для разных значений  $f_{мод}$ . Интервалы дискретизации ограничены на рисунке двумя вертикальными штриховыми линиями (между импульсами с частотой  $f_d$ ). Там же

записаны значения кодов, определяемых количеством единичных посылок, подсчитанных на указанных интервалах. В скобках даны также значения кодов для соседних интервалов (если количество единичных посылок на разных интервалах отличается).

На рисунке показан интервал дискретизации, соответствующий  $N = 5$  (обычно  $N$  — от 12 до 24). Для выделения единичных посылок из импульсов сигма-дельта-модулятора (что необходимо для подсчета их счетчиком) используется схема совпадения, в которой сравниваются импульсы модулятора с тактовыми импульсами. Для AD7741 и AD7742 выделение посылок не требуется, т. к. их импульсы являются единичными посылками.

При рассматриваемом способе преобразования каждый многоразрядный отсчет на выходе АЦП, сменяющийся с частотой  $f_d$ , определяется, как уже сказано выше, количеством единичных посылок на интервале  $\Delta t = 1/f_d$ . Поскольку считывание производится в течение интервалов (а не в точках, как в других АЦП), преобразование сопровождается «интервальной» фильтрацией, описываемой функцией АЧХ преобразования

$$H(F) = |\sin\varphi(F)/\varphi(F)| = |\sin(\pi F/f_d)/(\pi F/f_d)|, \quad (9)$$

где  $\varphi(F) = -\Omega\tau_{зад} = -\pi F/f_d$  и  $\tau_{зад} = \Delta t/2 = 1/2f_d$  — линейная ФЧХ и временная задержка преобразования,  $\Omega = 2\pi F$ , а  $F$  и  $f_d$  — частоты модуляции (входного сигнала) и дискретизации. Соответственно, функция АЧХ (9) характеризуется спадом:  $H(F) = 1, 0,9$  и  $0,64$  на частотах  $F = 0, f_d/4$  и  $f_d/2$  (при  $H(F) = 0$  на частоте  $f_d$ ).

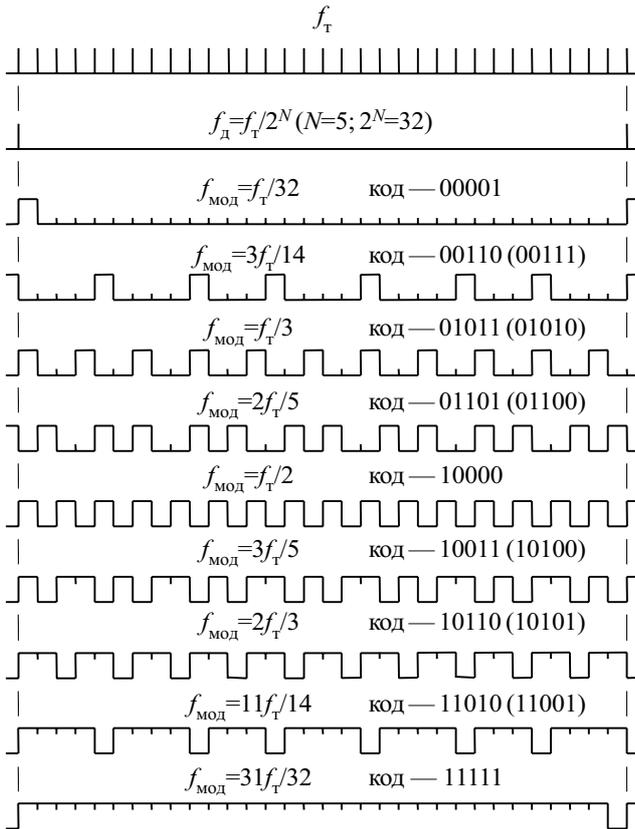


Рис. 4. Импульсные последовательности сигма-дельта-модулятора на интервале дискретизации  $1/f_d$

Для увеличения разрядности выходного сигнала  $N$  требуется большее количество «квантов» информации, снимаемых с интервала  $\Delta t$  и определяемых количеством посылок на этом интервале. Увеличение  $N$  может быть достигнуто:

- увеличением  $\Delta t$  при том же значении  $f_T$ . Но при этом снижается частота отсчетов  $f_d$  и, соответственно, сужается диапазон частот преобразуемого входного сигнала;

- увеличением  $f_T$ , т. е. увеличением количества «квантов» на том же интервале  $\Delta t$  и с тем же диапазоном частот преобразуемого сигнала;

- применением многоразрядного сигма-дельта-модулятора при тех же значениях  $f_T$  и  $f_d$ .

**Фильтровый способ цифрового преобразования.** Другой способ цифрового преобразования сигма-дельта модулированного сигнала, широко применяемый в последнее время, основан на использовании цифрового фильтра с децимацией отсчетов на выходе. На рис. 5 приведена возможная схема такого преобразования. В качестве фильтра-преобразователя показан трансверсальный фильтр с элементами задержки  $\tau$  и сумматором  $\Sigma$  текущей (незадержанной) и предшествующих (задержанных на время  $\tau$ ,  $2\tau$ ,  $3\tau$ , ...,  $(2^N-1)\tau$ ) посылок преобразуемого сигнала. Длительность задержки каждого элемента определяется длительностью посылки сигма-дельта модулированного сигнала и равна  $\tau=1/f_T$  (1). Коэффициенты суммирования (весовые коэффициенты фильтра) показаны равными единице.

В представленном виде фильтр-преобразователь и дециматор (без дополнительного фильтра между ними)

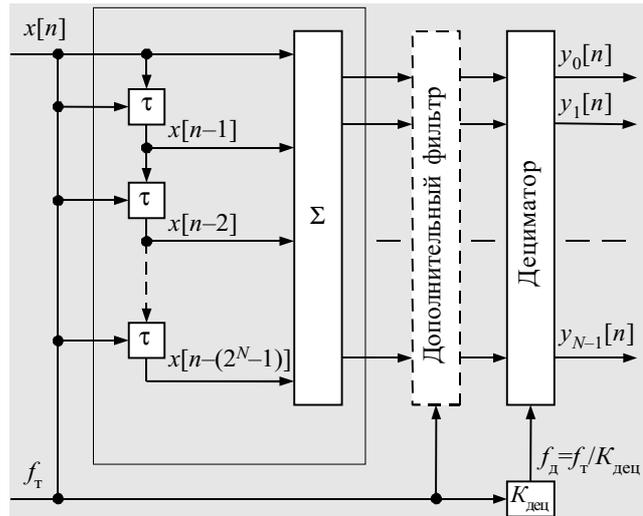


Рис. 5. Упрощенная схема фильтрового цифрового преобразователя сигнала сигма-дельта-модулятора ( $K_{дец}$  — коэффициент децимации, равный обычно  $K_{пер}$ )

эквивалентны счетчику и регистру на его выходе, используемым при счетном способе. Фильтр-преобразователь при помощи своего сумматора «подсчитывает» (суммирует) количество единичных посылок, приходящихся на интервал дискретизации, равный  $\Delta t = 2^N\tau = 2^N/f_T$  (как в счетчике), а дециматор — это тот же выходной регистр памяти, управляемый импульсами дискретизации. В фильтре используется один вход — младшего разряда (для одноразрядного сигма-дельта-модулятора) и  $N$  выходов всех разрядов. В рассматриваемом случае, как и при счетном способе, функция фильтрации будет определяться (9). Возможное построение фильтра-преобразователя показано в [6].

Несмотря на проведенную аналогию, между счетчиком и фильтром имеется существенное различие, заключающееся в следующем. С выхода счетчика (счетный способ) при помощи регистра снимается  $N$ -разрядный сигнал, частота считывания которого является частотой дискретизации  $f_d$ . С выхода же фильтра (без участия дециматора) также снимается  $N$ -разрядный сигнал, определяемый тем же интервалом дискретизации  $\Delta t = 2^N/f_T$ , но считывается он чаще, с большей, избыточной частотой, равной  $f_T$ , и, соответственно, с шагом  $1/f_T$ . При этом считываемый сигнал является как бы интерполированным (имеющим промежуточные отсчеты) по отношению к сигналу, считываемому с частотой  $f_d$ .

Рассмотренная особенность фильтрового способа дает возможность производить дополнительную фильтрацию преобразуемого сигнала до его децимации. Дополнительная фильтрация осуществляется дополнительным фильтром, включенным между фильтром-преобразователем и дециматором (рис. 5). Дополнительный фильтр управляется тактовой частотой  $f_T$ .

Полный процесс фильтрации в сигма-дельта-АЦП с одноразрядным модулятором 1-го порядка показан на рис. 6. Здесь не показана АЧХ сигма-дельта-модулятора, которая для модулятора 1-го порядка равномерна, а для 2-го и более высоких порядков, как по-

казано выше, является АЧХ полиномиальных ФНЧ. Как уже сказано, АЧХ модулятора также должна учитываться, если модулятор — высшего порядка.

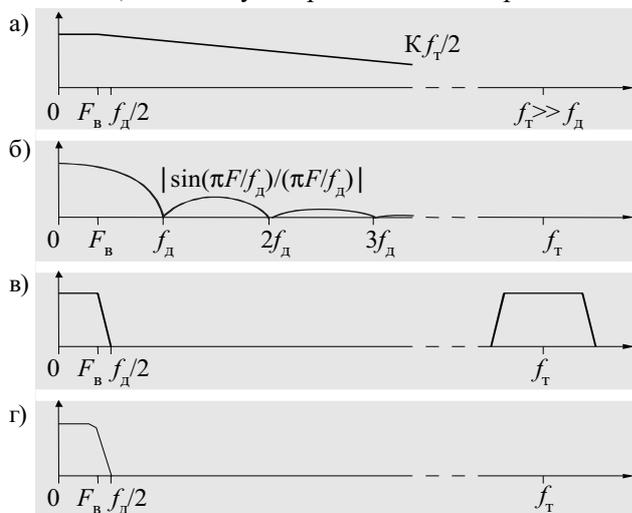


Рис. 6. АЧХ входного аналогового фильтра (а), цифрового фильтра-преобразователя (б), гребенчатая АЧХ дополнительного цифрового фильтра (в) и результирующая АЧХ сигма-дельта-АЦП (г).  $F_B$  — верхняя частота спектра преобразуемого сигнала

После фильтрации, показанной на рис. 6, осуществляется децимация сигнала. Децимация может быть полной или неполной — до частоты, равной или большей  $f_d$ .

На рис. 5 показан фильтр-преобразователь с весовыми коэффициентами, равными единице, которым соответствуют целые числа цифрового кода выходного сигнала, например, 10011 (пятиразрядное число, соответствующее  $f_{\text{мод}} = 3f_T/5$  на рис. 4). Но это не является обязательным, и единице может быть равна, например, сумма коэффициентов, каждый из которых равен  $2^{-N}$ . В последнем случае число также будет многозначным, по существу, с тем же кодом, но дробным: 0,10011 — для того же значения  $f_{\text{мод}} = 3f_T/5$ . Приведенные коды 10011 и 0,10011 записаны в естественной форме, а их запись в нормальной форме будет  $0,10011 \cdot 10^{101}$  и  $0,10011 \cdot 10^0$ , соответственно (мантисса 10011, характеризующая код числа, в обоих случаях одна и та же). Помимо указанных, возможны и другие значения коэффициентов, которые должны быть равны между собой, если фильтр используется только для преобразования. При этом для сохранения мантиссы неизменной коэффициенты должны отличаться в кратное двум число раз. Если же придать фильтру-преобразователю еще и функцию дополнительной фильтрации, коэффициенты будут отличаться между собой.

Приведенная выше функция АЧХ (9) не является собственной функцией фильтра. Она является функцией фильтра, используемого в качестве преобразователя, и определяется, соответственно, отношением цифрового кода (на выходе фильтра) к частоте преобразуемого сигма-дельта модулированного сигнала. Переходная характеристика фильтра-преобразователя имеет линейно-нарастающий (интегрирующий) фронт, длительность которого равна  $2^N/f_T$  (определяется интервалом дискретизации), а конечный уровень интегрирования (при коэффициентах, равных единице) —  $2^N$ .

Аналого-цифровое преобразование может быть многоступенчатым и характеризоваться, в частности, кубической функцией АЧХ

$$H(F) = |\sin(\pi F/f_d)/(\pi F/f_d)|^3. \quad (10)$$

Наряду с трансверсальным, в качестве преобразующего может использоваться также и рекурсивный фильтр с передаточной функцией, например,

$$H(z) = [G(1-z^{-M})/(1-z^{-1})]^3, \quad (11)$$

где  $M = 2^N$ .

Такой фильтр эквивалентен трансверсальному, т. к. результатом деления двучлена числителя на двучлен знаменателя в функции (11) является

$$H(z) = 1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-(M-1)}$$

передаточная функция трансверсальной фильтрации [10, с. 537—538].

В (11) коэффициент  $G$  равен весовым коэффициентам фильтра, и, в частности,  $G = 1/M = 2^{-N}$  для фильтра, сумма коэффициентов которого равна единице. А для фильтра с коэффициентами, равными единице, он также равен единице. Показатель степени в (10) и (11) обусловлен применением трехкаскадного фильтра-преобразователя (с нарастающей разрядностью в каждом каскаде). Для пятикаскадного фильтра, также используемого в сигма-дельта-АЦП, показатель степени в (10) и (11) будет равен пяти.

Огибающая функции (10) имеет, в отличие от огибающей функции (9), показанной на рис. 6, б, более крутой спад, способствующий более эффективной фильтрации. Значение функции (10) на частоте  $F = 1,5f_d$  (за пределами полосы пропускания) по сравнению со значением на нулевой частоте составляет  $-40$  дБ, в то время как для функции (9) — всего лишь  $-13$  дБ. При этом уровню  $-3$  дБ в полосе частот преобразуемого сигнала соответствует частота  $F_{-3\text{дБ}} = 0,262f_d$ . В пятикаскадном фильтре фильтрация более эффективна: значение функции на частоте  $F = 1,5f_d$  составляет  $-66$  дБ, но при этом  $F_{-3\text{дБ}} = 0,216f_d$ .

Примером применения трехкаскадного фильтра-преобразователя является серия микросхем AD73xxx (АЦП и кодеки, содержащие АЦП и ЦАП). Указанную серию можно считать «классической» с точки зрения построения сигма-дельта-АЦП, а также сигма-дельта-ЦАП — обратного, цифроаналогового преобразования. Некоторые из микросхем серии содержат процессоры, которые могут программироваться для использования в качестве дополнительного фильтра. В серии AD73xxx используются АЦП с  $f_T = 2,048$  МГц и программируемой частотой дискретизации  $f_d = f_T/2^5, f_T/2^6, f_T/2^7, f_T/2^8 = 64, 32, 16, 8$  кГц при  $F$  от 0 до 32, 16, 8, 4 кГц, соответственно. В каждом из трех каскадов фильтра-преобразователя осуществляется 5-, 6-, 7- и 8-разрядное преобразование при суммарной разрядности 15, 18, 21 и 24, ограничиваемой (снизу) значениями 15 и 16. Трехкаскадные фильтры-преобразователи используются также в АЦП AD7710, AD7716, AD7730 и др.

Рассмотренные фильтры не являются единственными, используемыми для преобразования. Представляет интерес рекурсивный фильтр 6-го порядка с гауссовской аппроксимацией, характеризующейся полюсами  $-1,4663 \pm j1,8191; -1,7553 \pm j1,0005; -1,8739 \pm j0,32272$ .

Фильтр применен в АЦП AD7701 и AD7703 и является примером фильтра-преобразователя, в котором осуществляется также и дополнительная фильтрация. Гауссовская аппроксимация обеспечивает плавность изменения фронта переходной характеристики (в отличие от «ломаного» линейно-нарастающего фронта у однокаскадного трансверсального фильтра с равными коэффициентами).

Итак, назначение цифровых фильтров, используемых в сигма-дельта-АЦП (рис. 5): первого — преобразование, сопровождаемое предварительной фильтрацией (рис. 6, б), второго — дополнительная фильтрация (рис. 6, в). В ряде случаев фильтрация, осуществляемая фильтром-преобразователем, достаточна, и дополнительную фильтрацию не применяют (AD7710, AD7716). В других случаях, как, например, с гауссовской аппроксимацией, функции преобразования и дополнительной фильтрации объединены в одном фильтре. Примером АЦП с двумя фильтрами, отдельно для преобразования и дополнительной фильтрации, является AD7730 (AD7730L). Дополнительный фильтр, как и фильтр-преобразователь, может быть многокаскадным.

Следует отметить, что деление фильтров на два вида (для преобразования и предварительной фильтрации и для дополнительной фильтрации) является условным. В равной мере можно считать, что существует один фильтр — одно- или многокаскадный, с каскадами одного или разных видов, который по отношению к частотно-модулированной входной последовательности является преобразующим. Отметим, что при многокаскадном построении фильтров возможно применение нескольких дециматоров. Примерами АЦП с двумя фильтрами являются также: AD7722 — с двумя трансверсальными фильтрами, каждый из которых с дециматором; AD9260 — с трехкаскадным фильтром, каждый из каскадов которого также является децимирующим. Представляют интерес быстроедействующие АЦП: AD7725, в котором для дополнительной фильтрации используется процессор (в составе АЦП), программируемый в качестве фильтра, причем нижних или верхних частот, полосовой или заграждающей фильтрации; AD1555/AD1556 — с двухкаскадным программируемым фильтром.

**Шум квантования** на выходе сигма-дельта-АЦП, определяемый структурой цифрового сигнала, аналогичен шуму АЦП других видов. Его относительный уровень определяется величиной около  $-6N$  (дБ), где  $N$  — разрядность преобразования. Однако шум сигма-дельта-АЦП имеет некоторое отличие. Код выходного сигнала сигма-дельта-АЦП, можно сказать, «мерцает», т. к. приобретает разные квантованные значения (с положительными и отрицательными ошибками квантования), изменяемые с частотой  $f_d$ , как показано на рис. 4. Мерцание может быть уменьшено, если увеличить разрядность преобразования. Мерцание перейдет в область более младших разрядов, причем с меньшей ошибкой квантования. В отчетах с большей разрядностью можно снять «мерцающие» младшие разряды, являющиеся избыточными. Это будет округлением кодов, причем в меньшую сторону, подобно

округлению в обычных АЦП. Мерцание следует считать положительным явлением, т. к. усреднение мерцающих кодов повышает точность отсчетов.

Что касается шума квантования сигнала сигма-дельта-модулятора, если считать его с частотой  $f_t$ , то он, конечно, имеет высокий уровень. Но поскольку информация в сигнале модулятора содержится на интервале  $\Delta t = 1/f_d$ , то и шум (вместе с сигналом) следует считать с этого интервала, и он будет определяться сказанным выше.

\*\*\*

В приведенной таблице показаны данные некоторых из АЦП фирмы Analog Devices. Новыми здесь являются AD7732/4/8/9, AD7782/3 и AD7788/89/90/91. АЦП AD7732 — 2-канальный (по входу), AD7734 — 4-канальный, AD7738 и AD7739 — 8-канальные. Реально при  $N=24$  разрешение составляет 18 бит на частоте преобразуемого сигнала  $F=500$  Гц и около 14 бит на частоте  $F=15$  кГц.

АЦП могут работать в обычном режиме или в режиме Chopping, обеспечивающем повышение точности преобразования, зависящей также от вспомогательных цепей. В Chopping переключается полярность входного и выходного сигналов и усредняются результаты преобразования. При этом компенсируется различие положительной и отрицательной ветвей характеристики и повышается точность. Интегральные нелинейности в режиме Chopping для AD7732 составляют  $\pm 0,0003\%$  и  $\pm 0,0010\%$  при  $f_t = 1,25$  и  $3,072$  МГц, соответственно, тогда как в обычном режиме —  $\pm 0,0015\%$ . В AD7732/4/8/9 обеспечивается также режим самокалибровки нуля и всей шкалы, автоматически включаемый при переключении режимов работы АЦП. Рабочий диапазон температур — от  $-40$  до  $+105^\circ\text{C}$ .

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Application Note AN-283: Sigma-Delta ADCs and DACs // Applications Reference Manual.— Analog Devices, 1993, p. 20-3—20-18.
2. Kester W., Bryant J., Buxton J. ADCs for signal conditioning // Practical Design Techniques for sensor signal conditioning.— Analog Devices, 1999, p. 8.1—8.39.
3. Analog Devices' Data Sheets: AD7732 (Rev. 0, 2003); AD7734 (Rev. 0, 2003); AD7738 (Rev. 0, 2002); AD7739 (Rev. PrB, 2003); AD7782 (Rev. 0, 2001); AD7783 (Rev. A, 2003); AD7788/AD7789 (Rev. PrA, 2002); AD7790/AD7791 (Rev. PrA, 2002).
4. Романов В. Сигма-дельта АЦП фирмы Analog Devices // Электронные компоненты и системы.— Май 1996.— С. 20—25.
5. Швец В., Ниширет Ю. Архитектура сигма-дельта АЦП и ЦАП // Chip News.— 1998.— № 2.— С. 2—11.
6. Голуб В. Взгляд на сигма-дельта АЦП // Chip News.— 1999.— № 5.— С. 23—27 (с поправкой в № 8, с. 48).
7. Голуб В. Цифровая обработка сигналов: сигма-дельта АЦП // Электроника: НТБ.— 2001.— № 4.— С. 22—26.
8. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Т. 2.— М.: Мир, 1983. (Horowitz P., Hill W. The art of electronics.— Cambridge University Press, 1980.)
9. Голуб В. С. Мгновенная и средняя частота колебаний и интегрирующие ЧМ и ЧИМ модуляторы // Радиотехника.— 1982.— Т. 37, № 9.— С. 48—50.
10. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация.— М.: Мир, 1982. (Lam H. Y.-F. Analog and digital filters: design and realisation.— Prentice-Hall, 1979.)