

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ: сигма-дельта АЦП

В. Голуб

Для точной обработки электрических сигналов используют цифровые методы. Однако измеряемые физические величины, всевозможные процессы в природе, человеческая речь являются аналоговыми, в связи с чем соответствующие им аналоговые электрические сигналы необходимо преобразовывать в цифровые. Для этого используются аналого-цифровые преобразователи (АЦП), среди которых – сигма-дельта ($\Sigma\Delta$) АЦП, обладающие высокой точностью преобразования. В современной литературе, в основном в публикациях фирм-производителей, даются неполные сведения о $\Sigma\Delta$ АЦП и их составной части – сигма-дельта ($\Sigma\Delta$) модуляторах. В то же время, $\Sigma\Delta$ АЦП вызывают повышенный интерес у специалистов. Поэтому на примере реальных микросхем, выпускаемых фирмой Analog Devices, попытаемся обобщить результаты имеющихся публикаций и более углубленно рассмотреть особенности $\Sigma\Delta$ АЦП.

Высокая точность $\Sigma\Delta$ АЦП объясняется, прежде всего, высокой разрядностью и линейностью преобразования без применения многоуровневых пороговых устройств, а также эффективной фильтрацией преобразуемого сигнала. Современный $\Sigma\Delta$ АЦП [1–5] состоит из $\Sigma\Delta$ -модулятора и цифрового преобразователя – децимирующего цифрового фильтра. Его отличительная особенность – первоначальное квантование преобразуемого сигнала в модуляторе, а затем дискретизация сигнала в цифровом преобразователе. Квантование осуществляется с помощью последовательности тактовых импульсов, что требует высокой стабильности их временного положения. В отличие от АЦП других видов, в которых отсчеты преобразуемого аналогового сигнала берутся в точках его дискретизации и являются мгновенными значениями в этих точках, в $\Sigma\Delta$ АЦП отсчеты берутся на интервалах дискретизации и являются средними значениями преобразуемого сигнала на этих интервалах.

Выходной сигнал $\Sigma\Delta$ -модулятора – синхронизированная последовательность нулевых и единичных (со значениями "0" и "1") импульсных посылок, общая частота следования которых равна тактовой частоте f_T . На выходе цифрового децимирующего фильтра и, соответственно, на выходе АЦП – многоуровневый цифровой сигнал, частота отсчетов (дискретизации) которого равна f_d . Тактовая частота, синхронизирующая работу модулятора, по отношению к f_d является частотой передискретизации. Обычно она выбирается равной

$$f_T = K_{пер} f_d, \quad (1)$$

где $K_{пер} = 2^N$ – коэффициент передискретизации, а N – разрядность выходного сигнала АЦП. "Механизм" преобразования сигнала в раннем варианте $\Sigma\Delta$ АЦП со счетным преобразователем вместо фильтра описан в работе [6].

В АЦП, отличных от рассматриваемого типа (например, с устройством выборки и хранения), частотный спектр входного сигнала вместе с сопровождающим его шумом в соответствии с теоремой Котельникова должен находиться в пределах $0 \dots f_d/2$. Поэтому на входе АЦП применяют аналоговый ФНЧ с крутым спадом АЧХ за пределами полосы пропускания. Для $\Sigma\Delta$ АЦП требование к фильтру существенно "прославлено": при ширине спектра входного сигнала $0 \dots f_d/2$ АЧХ фильтра в пределах $f_d/2 \dots f_T/2$ может иметь пологий спад, при котором практически отсутствуют частотные и фазовые искажения в полосе пропускания. Децимирующий фильтр помимо цифрового преобразования сигнала, сопровождаемого децимацией частоты (с f_T до f_d), выполняет эффективную цифровую фильтрацию в полосе пропускания $0 \dots f_d/2$ с подавлением шумов за ее пределами.

Сигма-дельта модулятор [4, 5] представляет собой преобразователь "напряжение-частота" с непрерывным интегрированием и уравниванием заряда, синхронизируемый в отличие от обычного ЧИМ-модулятора тактовыми импульсами с частотой f_T (рис. 1а,б). Длительность импульсов ЧИМ-модулятора постоянна, а длительность интервала между ними может быть любой (теоретически от нуля до бесконечности). Мгновенные значения частоты следования импульсов ЧИМ-модулятора пропорциональны мгновенным значениям входного аналогового сигнала [7]. Импульсы $\Sigma\Delta$ -модулятора состоят из одной или нескольких единичных посылок, а интервалы между ними – из одной или нескольких нулевых посылок. Длительность каждой из посылок равна

$$\tau = 1/f_T. \quad (2)$$

Выходная частота модулятора $f_{мод}$ определяемая частотой следования единичных посылок, равна

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



где n_0 и n_1 – количество нулевых и единичных посылок, соответственно, на интервалах дискретизации Δt , равных в рассматриваемом случае

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

Согласно выражению (3), $f_{\text{мод}}$ – средняя частота на интервалах дискретизации, используемая при последующем цифровом преобразовании. Диапазон частот $\Sigma\Delta$ -модулятора – $0 \leq f_{\text{мод}} < f_T$. В поддиапазоне $0 < f_{\text{мод}} < f_T/2$ длительность импульсов модулятора равна τ (каждый импульс содержит одну единичную посылку), а $f_{\text{мод}}$ как и в ЧИМ-модуляторе, изменяется путем изменения длительности интервалов (см. рис.1б). В этом поддиапазоне частот $\Sigma\Delta$ -модулятор можно рассматривать как синхронизированный ЧИМ-модулятор. В поддиапазоне $f_T/2 < f_{\text{мод}} < f_T$ $f_{\text{мод}}$ изменяется за счет изменения длительности импульсов (например, τ и 2τ при $f_{\text{мод}} = 3f_T/5$ на рис.1б), интервалы между которыми равны τ . При $f_{\text{мод}} = f_T/2$ длительности импульсов и интервалов равны τ (меандр). При $f_{\text{мод}} = 0$ импульсы на выходе модулятора отсутствуют (непрерывная последовательность нулевых посылок). Значение $f_{\text{мод}} = f_T$, которому соответствует "сплошной" импульс (непрерывная последовательность единичных посылок), в модуляторе не используется. Это обусловлено тем, что при последующем цифровом преобразовании только лишь для одного, предельного, значения частоты $f_{\text{мод}} = f_T$ потребовалось бы выделить в качестве старшего еще один разряд. Но иногда его выделяют для так называемого "флага", сигнализирующего о переполнении шкалы выходного сигнала.

Примером автономных, не входящих в состав АЦП, $\Sigma\Delta$ -модуляторов являются AD7741 и AD7742, выходная частота которых находится в пределах $0,05f_T \leq f_{\text{мод}} \leq 0,45f_T$, а также модуляторы AD7720 и AD7724, используемые во всем диапазоне частот $0 \leq f_{\text{мод}} < f_T$.

С помощью различных комбинаций посылок можно получить любое значение средней частоты модулятора, пропорциональное входному аналоговому модулирующему сигналу. Средние значения частоты отсчитываются на интервалах Δt (4), формируемых цифровым преобразователем. Отсчеты частоты определяются количеством квантованных единичных посылок на этих интервалах. Чем больше интервал, тем больше на нем посылок и, соответственно, точнее отсчет, но, как будет показано ниже, тем уже полоса частот преобразуемого сигнала. Формирование различных комбинаций посылок порождает шум квантования, который наряду с входным сигналом модулирует по частоте последовательность посылок $\Sigma\Delta$ -модулятора. "Механизм" работы $\Sigma\Delta$ -модулятора, обеспечивающий образование показанных на рис.1б комбинаций посылок, описан в [4, 5].

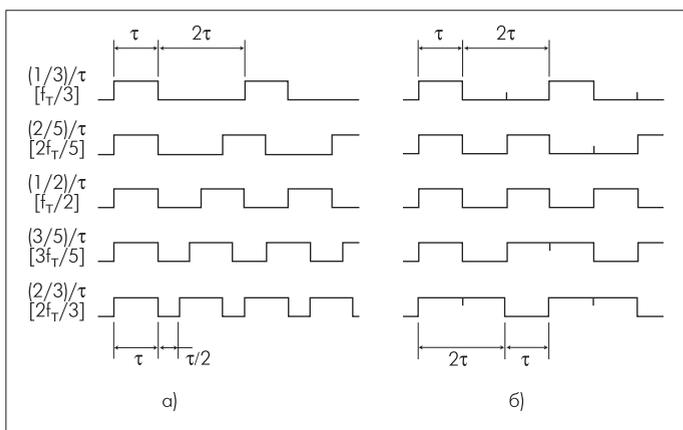


Рис. 1. Импульсные последовательности на выходах (а) ЧИМ- и (б) $\Sigma\Delta$ -модуляторов

Рассмотренный $\Sigma\Delta$ -модулятор называют одноразрядным 1-го порядка. Однако его сигнал нельзя рассматривать как одноразрядный цифровой с ограниченной информативностью, определяемой двумя значениями "0" и "1". В нем заложены "многоразрядные возможности" цифрового сигнала, получаемого при последующем цифровом преобразовании. Эти возможности обусловлены тем, что сигнал $\Sigma\Delta$ -модулятора частотно модулирован, и отсчеты его берутся на интервалах Δt .

Дополнительно отметим, что если на вход аналогового ФНЧ подать сигнал одноразрядного $\Sigma\Delta$ -модулятора, то на его выходе, как и в случае обычного ЧИМ-модулятора, будет тот же сигнал, что и на входе модулятора, но содержащий шум квантования (той части его спектра, которая находится в полосе пропускания фильтра).

Наряду с одноразрядными модуляторами 1-го порядка существуют **разновидности $\Sigma\Delta$ -модулятора** – многоразрядные, а также модуляторы более высоких порядков, такие как, например, одноразрядный модулятор 4-го порядка в составе АЦП AD1555/AD1556 и пятиразрядный модулятор 2-го порядка в АЦП AD9260.

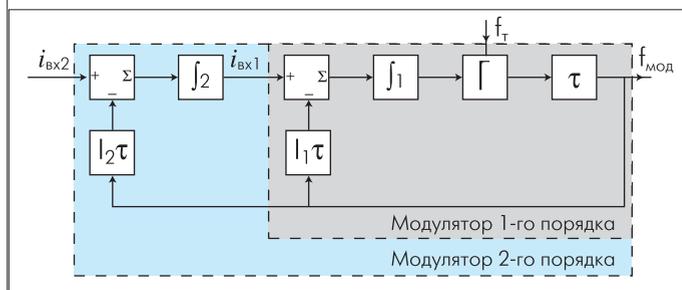


Рис. 2. Структурная схема $\Sigma\Delta$ -модулятора 2-го порядка

Модулятор 2-го порядка (рис.2) состоит из модулятора 1-го порядка и дополнительного звена, содержащего вычитатель "+_Σ", интегратор "J2" и формирователь импульсов тока в цепи отрицательной обратной связи "I2τ". Аналогичный формирователь в модуляторе 1-го порядка обозначен "I1τ", так как токи обоих формирователей в общем случае могут быть разными. Для модулятора 1-го порядка мгновенная частота без учета шума квантования равна

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

Для модулятора 2-го порядка входной ток его основной части (модулятора 1-го порядка), определяемый выходным током дополнительного звена, равен

$$i_{\text{вх1}}(t) = (1/\tau_{\text{инт2}}) \int [i_{\text{вх2}}(t) - I_2\tau f_{\text{мод}}(t)] dt, \quad (6)$$

где $\tau_{\text{инт2}}$ и $i_{\text{вх2}}(t)$ – постоянная времени и входной ток интегратора дополнительного звена, соответственно. Согласно (6),

$$f_{\text{мод}}(t) + \tau_{\text{экв2}} f_{\text{мод}}'(t) = i_{\text{вх2}}(t)/I_2\tau, \quad (7)$$

где $\tau_{\text{экв2}} = \tau_{\text{инт2}}(I_1/I_2)$, а $f_{\text{мод}}'(t)$ – производная частоты модулятора. В соответствии с (5) и (7) передаточные функции модуляторов 1-го и 2-го порядка в операторной форме имеют вид:

$$K_1(p) = f_{\text{мод}}/i_{\text{вх1}} = 1/I_1\tau \quad (8)$$

$$K_2(p) = f_{\text{мод}}/i_{\text{вх2}} = (1/I_2\tau)/(1 + p\tau_{\text{экв2}}). \quad (9)$$

Для модулятора L-го порядка с L-1 дополнительными звеньями, подобно модулятору 2-го порядка, получим

$$K_L(p) = f_{\text{мод}}/i_{\text{вхL}} = (1/I_L\tau)/[1 + p\tau_{\text{экв2}} + \dots + p^{L-1}(\tau_{\text{экв2}} \dots \tau_{\text{эквL}})], \quad (10)$$

где $(\tau_{\text{экв2}} \dots \tau_{\text{эквL}})$ – произведение эквивалентных постоянных времени 2-го, ..., L-го интеграторов, а $\tau_{\text{эквL}} = \tau_{\text{интL}}(I_{L-1}/I_L)$.

Как следует из выражений (9) и (10), модуляторы высших порядков (второго и выше) обладают фильтрующими свойствами полиномиальных ФНЧ [8]. Модулятор L -го порядка выполняет функцию частотного фильтра $(L-1)$ -порядка для частоты модуляции, являющейся частотой входного модулирующего сигнала F . Оператор ρ в выражениях (8)–(10) соответствует $j\Omega$, где $\Omega = 2\pi F$. АЧХ и ФЧХ $\Sigma\Delta$ -модуляторов следует учитывать в общей системе фильтрации $\Sigma\Delta$ АЦП.

На выходе многоразрядного $\Sigma\Delta$ -модулятора используется многоразрядный формирователь (уровневый АЦП вместо одноразрядного компаратора "1"), а в цепи обратной связи – многоразрядные токовые формирователи (ЦАП вместо " $I_1\tau$ " и " $I_2\tau$ "). Сигнал модулятора представляет собой несколько параллельных синхронизированных последовательностей импульсов (многоразрядная последовательность), каждая из которых соответствует одному из разрядов "модулирующего" цифрового кода. Многоразрядный сигнал $\Sigma\Delta$ -модулятора подобен сигналу с комбинированной амплитудно-частотной модуляцией. Многоразрядная сигма-дельта модуляция позволяет уменьшить коэффициент передискретизации в 2^R раза, где R – разрядность сигнала модулятора. Ее применение направлено на расширение полосы частот модулирующего сигнала, хотя по отношению к сигма-дельта преобразованию может рассматриваться как "шаг назад". Многоразрядные модуляторы применяют в высокоскоростных $\Sigma\Delta$ АЦП, таких как указанный выше 16-разрядный AD9260 с 12-разрядным модулятором (пятиразрядный $\Sigma\Delta$ -модулятор с дополнительным цифровым преобразователем конвейерного типа – "pipeline" [2]). Частота дискретизации этого АЦП – 2,5... 10 МГц при $f_T = 20$ МГц (возможен режим работы с $f_d = f_T = 20$ МГц при $N = 12$).

Простейший способ цифрового преобразования сигма-дельта модулированного сигнала – **счетный** [6], используемый, в частности, для преобразования выходных сигналов модуляторов AD7741 и AD7742. При этом способе счетчик подсчитывает единичные посылки в течение интервала дискретизации Δt . Результат счета запоминается 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 $K_{пер} = 2N$. Выходным является N -разрядный цифровой сигнал, снимаемый с параллельного выхода регистра, данные которого сменяются с частотой f_d . Для выделения единичных посылок (при их подсчете) из импульсов $\Sigma\Delta$ -модулятора используется схема совпадения, в которой импульсы модулятора сравниваются с тактовыми импульсами. Для AD7741 и AD7742 выделения посылок не требуется, так как их импульсы – единичные посылки.

На рис.3, наряду с тактовыми импульсами (f_T) и импульсами дискретизации (f_d), условно изображенными с нулевой длительностью, показаны последовательности сигма-дельта модулированных посылок для разных значений $f_{мод}$ и размечен интервал дискретизации, задаваемый f_d . Там же приведены значения кодов, определяемых количеством единичных посылок, подсчитываемых на указанном интервале. В скобках записаны значения кодов для соседних интервалов (если количества единичных посылок на разных интервалах отличаются). На рис.3 показан интервал дискретизации, соответствующий $N = 5$ (обычно $N = 12 - 24$).

При рассматриваемом способе преобразования каждый многоразрядный отсчет на выходе АЦП, производимый с частотой f_d , определяется количеством единичных посылок на интервале дискретизации $\Delta t = 1/f_d$, характеризующем среднее значение $f_{мод}$ на этом интервале. В соответствии с этим преобразование сопровождается

"интервальной" фильтрацией, описываемой АЧХ преобразования:

$$H(F) = |\sin\varphi(F)/\varphi(F)| = |\sin(\pi F/f_d)/(\pi F/f_d)|, \quad (11)$$

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, соответственно. В результате $H(F)$ на частотах $F = 0, f_d/4$ и $f_d/2$ равна 1, 0,9 и 0,64.

Отметим, что для увеличения разрядности выходного сигнала N требуется большее количество "квантов" информации, снимаемых с интервала Δt и определяемых количеством посылок на этом интервале. Увеличить N можно за счет:

- увеличения Δt при неизменном значении f_T . Но при этом частота отсчетов f_d уменьшается, а поскольку величина $f_d/2$ ограничивает диапазон частот преобразуемого входного сигнала, последний в этом случае сужается;
- увеличения f_T , т.е. увеличения числа "квантов" при неизменных интервале Δt и диапазоне частот преобразуемого сигнала;
- применения многоразрядного $\Sigma\Delta$ -модулятора при неизменных значениях f_T и f_d .

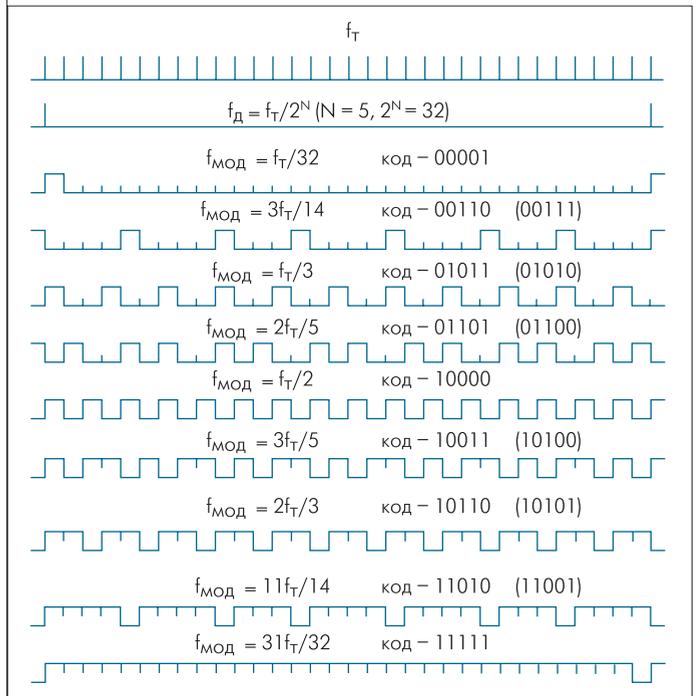


Рис.3. Импульсные последовательности $\Sigma\Delta$ -модулятора на интервалах дискретизации

Другой способ цифрового преобразования сигма-дельта модулированного сигнала, широко используемый в последнее время, – **фильтровый**, основанный на применении цифрового фильтра с дециматором. Обычно в качестве фильтра-преобразователя используют трансверсальный фильтр с элементами задержки " τ " и сумматором " Σ " текущей, незадержанной, и предыдущих, задерживаемых на время $\tau, 2\tau, 3\tau, \dots (2^N - 1)\tau$, посылка преобразуемого сигнала (рис.4). В такой схеме длительность задержки каждого элемента определяется длительностью посылки $\Sigma\Delta$ -модулятора и равна $\tau = 1/f_T(2)$. Коэффициенты суммирования (весовые коэффициенты фильтра) на рис.4 показаны равными единице. В фильтре используются один вход младшего разряда и N выходов всех разрядов. Фильтр-преобразователь, "подсчитывающий" с помощью сумматора количество единичных посылок, приходящихся на интервал дискретизации $\Delta t = 2^N\tau = 2^N/f_T$, и дециматор (без дополнительного фильтра между ними) эквива-



лентны используемым при счетном способе счетчику и управляемому импульсами дискретизации регистру на его выходе. Функция фильтрации, как и при счетном способе, описывается выражением (11). Возможное построение фильтра-преобразователя рассмотрено в работе [4].

Несмотря на аналогию между счетчиком и фильтром, они существенно различаются. С выхода счетчика в регистр считывается N -разрядный сигнал, а частота считывания является частотой дискретизации f_d . С выхода фильтра, без дециматора, также считывается N -разрядный сигнал, определяемый тем же интервалом дискретизации $\Delta t = 2^N/f_d$, но считывается он с большей, избыточной, частотой, равной f_r и, соответственно, с шагом $1/f_r$. Причем этот 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 фильтром, включенным между фильтром-преобразователем и дециматором и управляемым тактовой частотой f_r (см. рис. 4). Полный процесс фильтрации в $\Sigma\Delta$ АЦП с модулятором 1-го порядка показан на рис. 5. В случае использования $\Sigma\Delta$ -модулятора более высокого порядка его АЧХ также должна учитываться. После фильтрации, показанной на рис.5, осуществляется децимация сигнала, которая может быть полной или неполной – до частоты, равной или большей f_d .

Весовые коэффициенты фильтра-преобразователя на рис.4 равны единице. Им соответствуют целые числа цифрового кода выходного сигнала, например 10011 (пятиразрядное число, соответствующее $f_{мод} = 3f_r/5$). Но единице может быть равна и сумма коэффициентов, каждый из которых равен 2^{-N} . В последнем случае число цифрового кода также будет многоразрядным и тем же для того же значения $f_{мод} = 3f_r/5$, но дробным – 0,10011. Числа 10011 и 0,10011 – естественная форма записи кодов, а нормальная форма – $0,10011 \cdot 10^{101}$ и $0,10011 \cdot 10^0$, соответственно (мантисса 10011, характеризующая код числа, в обоих случаях одна и та же). Возможны и другие значения коэффициентов, которые в случае применения фильтра только для преобразования должны быть равны. При этом для сохранения мантиссы неизменной коэффициенты должны отличаться в число раз, кратное двум. Если же придать фильтру-преобразователю функцию дополнительной фильтрации, коэффициенты будут отличаться друг от друга.

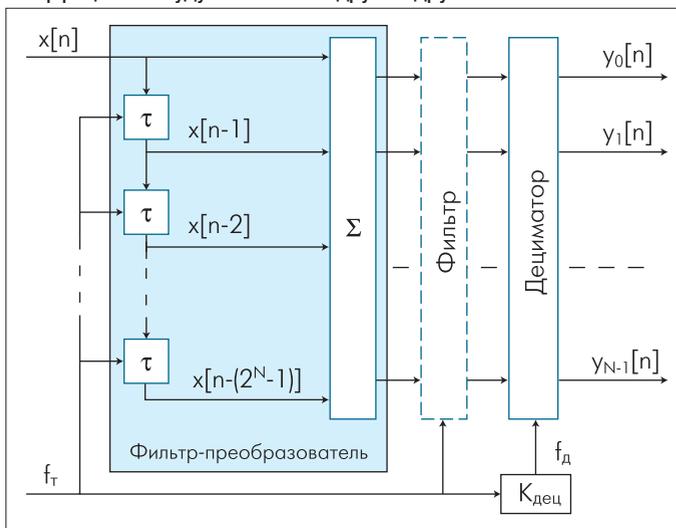


Рис. 4. Упрощенная схема фильтрового цифрового преобразователя сигнала $\Sigma\Delta$ -модулятора

$H(F)$ (11) – АЧХ фильтра, используемого в качестве преобразователя, а не собственная АЧХ фильтра. Определяет ее отношение цифрового кода (на выходе фильтра) к частоте преобразуемого сигнала-дельта модулированного сигнала. Переходная характеристика фильтра имеет линейно-нарастающий (интегрирующий) фронт длительностью $2^N/f_r$ (определяемой интервалом дискретизации). Конечный уровень интегрирования при коэффициентах, равных единице, – 2^N .

При фильтровом способе преобразование может быть многоступенчатым, и АЧХ можно описывать, в частности, кубической функцией:

$$H(F) = |\sin(\pi F/f_d)/(\pi F/f_d)|^3. \quad (12)$$

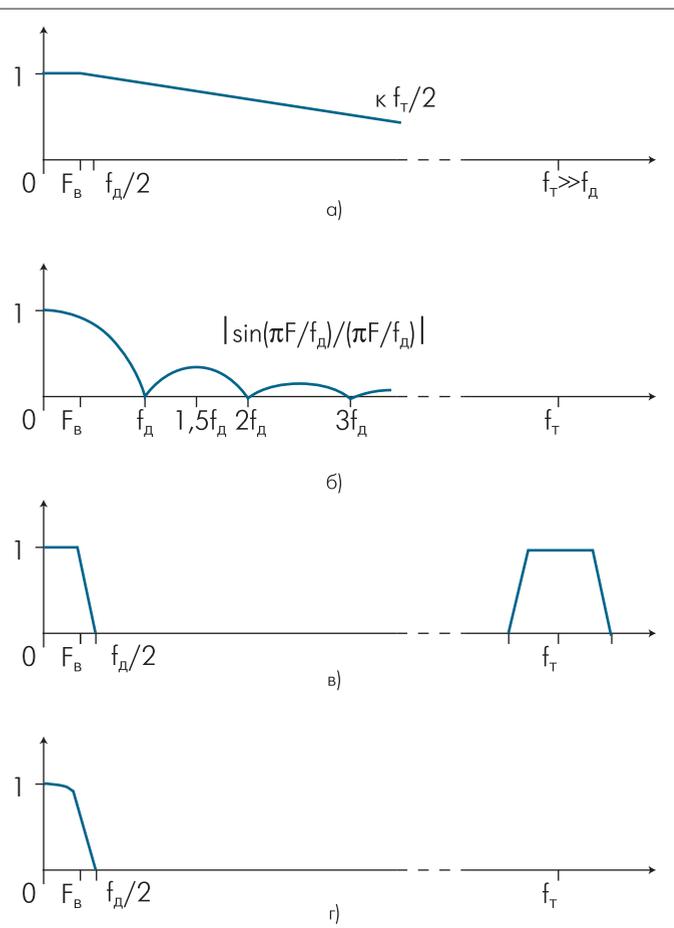


Рис. 5. АЧХ цепей $\Sigma\Delta$ АЦП: а – входного аналогового фильтра; б – цифрового фильтра-преобразователя; в – дополнительного цифрового фильтра; г – результирующая АЧХ $\Sigma\Delta$ АЦП

Наряду с трансверсальным, в качестве преобразующего может быть использован и рекурсивный фильтр с передаточной функцией вида

$$H(z) = [G(1 - z^{-M})/(1 - z^{-1})]^3, \quad (13)$$

где $M = 2^N$. Такой фильтр эквивалентен трансверсальному, так как при делении двучлена числителя на двучлен знаменателя в выражении (13) будет получена передаточная функция трансверсальной фильтрации $1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-(M-1)}$ [8]. Коэффициент G в (13) равен весовым коэффициентам фильтра. В частности, для фильтра, сумма коэффициентов которого равна единице, $G = 1/M = 2^{-N}$. Для фильтра с коэффициентами, равными единице, $G = 1$. Показатель степени в выражениях (12) и (13) обусловлен применением трехкаскадного фильтра-преобразователя (с нарастающей разрядностью

в каждом каскаде). Для пятикаскадного фильтра, также используемого в $\Sigma\Delta$ АЦП, показатель степени будет равен пяти.

Спад огибающей $H(F)$ (12) круче, чем огибающей $H(F)$ (11), что способствует более эффективной фильтрации. Значение $H(F)$ (12) 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 $H(F)$ (11) – всего лишь -13 дБ. При этом уровню -3 дБ в полосе частот преобразуемого сигнала соответствует частота $F_{-3дБ} = 0,262f_d$. В пятикаскадном фильтре фильтрация более эффективна: значение $H(F)$ на частоте $F = 1,5f_d$ составляет -66 дБ, но при этом необходимо учитывать, что $F_{-3дБ} = 0,216f_d$.

Трехкаскадный фильтр-преобразователь используется в серии микросхем AD73xxx, в составе которой АЦП с $f_T = 2,048$ МГц и программируемой частотой дискретизации $f_d = f_T/25, f_T/26, f_T/27, f_T/28 = 64, 32, 16, 8$ кГц при F – от 0 до 32, 16, 8, 4 кГц, соответственно, а также кодеки, содержащие АЦП и ЦАП. Эту серию можно считать "классической" с точки зрения построения $\Sigma\Delta$ АЦП и ЦАП. В некоторых микросхемах серии для дополнительной цифровой фильтрации используются процессоры. Каждый из трех каскадов трехкаскадного фильтра-преобразователя выполняет 5-, 6-, 7- и 8-разрядное преобразование при суммарной разрядности 15, 18, 21 и 24, ограничиваемой значениями 15 и 16. Трехкаскадные фильтры-преобразователи применяются также в АЦП AD7710, AD7716, AD7730 и др.

Для преобразования используются не только рассмотренные выше фильтры. Интерес представляет рекурсивный фильтр 6-го порядка с гауссовской аппроксимацией, характеризуемой полюсами: $-1,4663 \pm j1,8191; -1,7553 \pm j1,0005; -1,8739 \pm j0,32272$. Такой фильтр – пример фильтра-преобразователя, выполняющего дополнительную фильтрацию. Он используется в АЦП AD7701 и AD7703. Гауссовская аппроксимация обеспечивает плавное изменение фронта переходной характеристики (в отличие от линейно нарастающего фронта у однокаскадного трансверсального фильтра с равными коэффициентами).

Итак, назначение используемых в $\Sigma\Delta$ АЦП цифровых фильтров: первого – преобразование с предварительной фильтрацией (рис.5б), второго – дополнительная фильтрация (рис.5в). В ряде случаев достаточно применение одного фильтра-преобразователя (AD7710, AD7716), в других, например в фильтре с гауссовской аппроксимацией, функции преобразования и дополнительной фильтрации объединены. Пример АЦП с двумя отдельными фильтрами, для преобразования и дополнительной фильтрации, – AD7730 (AD7730L). Дополнительный фильтр, как и фильтр-преобразователь, может быть многокаскадным. Отметим, что деление фильтров на два вида – для преобразования с предварительной фильтрацией и для дополнительной фильтрации – условно. В равной мере можно считать, что существует один фильтр (однородный или многокаскадный, с каскадами одного или разных видов), который по отношению к частотно-модулированной входной последовательности является преобразующим. При многокаскадном построении фильтров могут применяться несколько дециматоров. Примеры АЦП с двумя фильтрами – AD7722 (два трансверсальных фильтра, каждый с дециматором), AD9260 (трехкаскадный фильтр, каждый каскад которого децимирующий). Интересны новые микросхемы: AD7725 с программируемым в качестве фильтра процессором (в составе АЦП), выполняющим дополнительную фильтрацию нижних или верхних частот, полосовую или заграждающую фильтрацию; AD1555/AD1556 с двухкаскадным программируемым фильтром. Основные параметры рассмотренных $\Sigma\Delta$ АЦП приведены в таблице.

Параметры некоторых АЦП фирмы Analog Devices:

Тип АЦП	N	f_T	f_d	$F_{-3дБ}$
AD7730	24	307,2 кГц	50/100/150/200/400 Гц	1,97/3,95/5,92/7,9/15,8 Гц
AD7722	16	25 МГц	195,3 кГц	0 – 90,625 кГц ($F_{\pm 0,005дБ}$)
AD9260	16	20 МГц	2,5/5/10 МГц	1,136/2,272/4,535 МГц ($F_{-0,1дБ} = 0,807/1,61/3,231$ МГц)
	12	20 МГц	20 МГц	–
AD7725	16	19,2 МГц	1,2 МГц	0 ... 460 кГц
AD1555/ AD1556	24	256 кГц	16 кГц	6,48 кГц

При обоих способах преобразования (счетном и фильтровом) различие кодов, проявляющееся в младших разрядах и обусловленное конечной величиной интервалов дискретизации (см. рис.3), приводит к "мерцанию" разрядов. "Мерцание" может быть уменьшено, если увеличить интервал дискретизации. При этом увеличится разрядность выходного сигнала, и "мерцание" перейдет в область более младших разрядов. При больших интервалах дискретизации можно снять "мерцающие" младшие разряды, являющиеся избыточными. Это будет округлением кодов (при избыточно точных их значениях), причем в меньшую сторону, подобно округлению в обычных АЦП. В общем случае "мерцание" следует считать положительным явлением, так как оно усредняет результаты отсчетов, повышая их точность.

Шум квантования выходного сигнала $\Sigma\Delta$ АЦП в основном аналогичен шуму АЦП других видов. Отношение сигнал/шум (имеются в виду амплитуды сигнала и шума квантования) равно примерно $6N$ (в дБ), где N – разрядность преобразования. Частота шума зависит от скорости изменения преобразуемого сигнала и находится в диапазоне от 0 (при постоянном уровне сигнала) до $f_d/2$. Шум квантования $\Sigma\Delta$ АЦП отличается дополнительным изменением частоты, при котором проявляется рассмотренное выше "мерцание".

ЛИТЕРАТУРА

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. Швец В., Нищирет Ю. Архитектура сигма-дельта АЦП и ЦАП. – Chip News, 1998, № 2, с. 2–11.
4. Голуб В. Взгляд на сигма-дельта АЦП. – Chip News, 1999, № 5, с. 23 – 27 (с поправкой в № 8, с. 48).
5. Голуб В. С. Сигма-дельта модуляторы и АЦП. – Радиоаматор, Киев, 2000, № 8, с. 36 – 37; 2001, № 2, с. 27 – 28.
6. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Т. 2 / Пер. с англ. – М.: Мир, 1983 (Horowitz P., Hill W., The Art of Electronics, Cambridge University Press, 1980).
7. Голуб В. С. Мгновенная и средняя частота колебаний и интегрирующие ЧМ- и ЧИМ-модуляторы. – Радиотехника, 1982, т. 37, № 9, с. 48 – 50.
8. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация / Пер. с англ. – М.: Мир, 1982 (Lam H. Y.-F., Analog and Digital Filters: Design and Realisation, Prentice-Hall, 1979).

Голуб Владислав Сергеевич, к.т.н.
 Научно-производственная фирма VD MAIS, г. Киев
 info@vdmiais.kiev.ua; http://www.vdmiais.kiev.ua;
 тел. (+380 44) 2272262



“Темные лошадки” российского рынка оптоэлектроники Компании *Isocom Components* и *Ligitek Electronics*

Среди современных оптоэлектронных компонентов видное место занимают оптопары. Изначально предназначенные для гальванической развязки двух цепей, они превратились в достаточно сложные многофункциональные элементы. Появились устройства гальванической развязки с высокими коэффициентами передачи по току (CTR) и оптоэлектронные интегральные микросхемы.

Один из мировых лидеров в производстве оптронов – компания *Isocom Components*, однако в России это имя малоизвестно. Одна из причин успеха компании – высокое качество компонентов, соответствующих международным стандартам VDE0884, BS415, BS7002, UL, CSA, EN60950, NEMKO, DEMKO, FIMKO, SEMKO.

Основные типы оптронов компании *Isocom*:

- одноканальные и многоканальные фототранзисторные оптроны;
- оптроны в MINIFLAT-исполнении;
- оптроны со схемой Дарлингтона, с полевым фототранзистором на выходе (FET-оптроны), с высоковольтным выходным фототранзистором, с триггером Шмитта на выходе,
- AC-Input оптроны;
- быстродействующие оптроны (до 10 Mbd);
- оптроны с малыми входными токами;
- оптодиристоры;
- оптотриаки, в том числе AC-Input и Zero Crossing;
- твердотельные реле.

В программе поставок *Isocom* – более 450 наименований оптронов, включая практически все

наиболее популярные серии (HCPL-xxxx, PC8xx, 6Nxxx, 4Nxx, SFH6xx и др.). Оптроны большинства типов постоянно в наличии на складе компании, благодаря чему сроки поставки минимальны. Фирма производит оптроны и по требованиям заказчика.

Isocom Components также изготавливает компоненты ИК-диапазона: светодиоды, фотодиоды, фототранзисторы, фотоприемные модули. Пользуются популярностью оптические датчики щелевого и отражательного типа.

Еще одна незаслуженно малоизвестная на российском рынке оптоэлектроники компания – *Ligitek Electronics*, основанная в 1989 году. По технологическому уровню и техническим параметрам продукции, в том числе сверхъярких светоизлучающих диодов красного и желтого цветов свечения на основе AlInGaP, компания вплотную приблизилась к такому признанному лидеру в данной области, как *Agilent Technologies* (выделившееся подразделение *Hewlett-Packard*).

Основная продукция компании *Ligitek*:

- сверхъяркие светоизлучающие диоды видимого спектра с длинами волн от 430 до 700 нм и белого цвета свечения, с осевой силой света до 15 кд;
- светодиоды индикаторные в диффузных и прозрачных корпусах, для поверхностного монтажа; мигающие, двухцветные, слаботочные, крупногабаритные многочиповые, со встроенным резистором;

- светодиодные кластеры, модули для подсветки;
- одно-, двух-, трех- и четырехрядные семи-сегментные индикаторы с высотой символа от 7,62 до 227 мм, одно- и двухцветные;
- одно- и двухцветные светодиодные матрицы;
- шкальные индикаторы;
- излучающие ИК-диоды в диапазоне 850–950 нм;
- ИК-фотодиоды и ИК-фототранзисторы.

Особого внимания заслуживает широкий спектр сверхъярких светодиодов с углом обзора от 12° при максимальной силе света 12 кд (ток 20 мА) до 56° (5 кд, 20 мА). Диаграммы направленности светодиодов – как круговые, так и овальной формы с углом обзора по одной из осей до 116°.

Благодаря грамотной технологической и маркетинговой политике руководства компании, цены на ее продукцию более привлекательны, чем у конкурентов (*Kingbright*). При этом параметры изделий *Ligitek* не уступают, а по многим позициям превосходят технические характеристики продукции конкурирующих компаний.

*Официальный дистрибьютор
Isocom Components и Ligitek Electronics
на территории России, стран СНГ
и стран прибалтийского региона – компания
Power Light Systems <http://www.powerlight.ru>;
E-mail: sales@powerlight.ru, tech@powerlight.ru;
Тел./факс: (095) 951-0261, (095) 953-0513*