

КАЗАНСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНСТИТУТ ФИЗИКИ
Кафедра радиофизики

В.Ю. ТЕПЛОВ, А.В. ХУСНУТДИНОВА, Р.Р. ЛАТЫПОВ,
И.В. СКВОРЦОВ, Д.В. КОРОТЫШКИН

СИГМА ДЕЛЬТА АЦП

Учебно-методическое пособие

Казань – 2015

УДК 821.111.09
ББК ШЗ(4)

*Принято на заседании кафедры радиофизики
Протокол № 8 от 25 марта 2015 года*

Рецензент:

кандидат физико-математических наук
начальник отдела ОП ГНМЦ МОАО «Нефтеавтоматика» **А.А. Шахов**

**В.Ю. Теплов, А.В. Хуснутдинова, Р.Р. Латыпов,
И.В. Скворцов, Д.В. Коротышкин**
Сигма дельта АЦП/ В.Ю. Теплов, А.В. Хуснутдинова, Р.Р. Латыпов,
И.В. Скворцов, Д.В. Коротышкин.- Казань: Казан. ун-т, 2015.- 44 с.

В настоящее пособие включены описания лабораторной работы по курсу «Импульсная и цифровая электроника» посвященную аналого-цифровому преобразованию. Целью работы является практическое освоение метода аналого-цифрового преобразования с использованием сигма дельта модулятора, обсуждаемого в лекционном курсе. В описании приводятся теоретические сведения, необходимые для выполнения практических заданий. Лабораторный макет разрабатывался на основе микросхем с низким уровнем интеграции, что позволило как можно шире и подробнее представить процесс аналого-цифрового преобразования. Обеспечена возможность с помощью осциллографа исследовать характеристики, как выходного сигнала, так и характеристики и работу отдельных узлов схемы. Пособие рекомендуется студентам физического факультета КГУ – слушателям курса лекций «Импульсная и цифровая электроника».

© **В.Ю. Теплов, А.В. Хуснутдинова, Р.Р. Латыпов,
И.В. Скворцов, Д.В. Коротышкин, 2015**
© Казанский университет, 2015

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	4
Дискретизация аналоговых сигналов по времени	6
Фильтры для устранения эффекта наложения спектров	9
Виды дискретизации. Субдискретизация (Undersampling) (гармоническая дискретизация (Harmonic Sampling), дискретизация модулированных сигналов (Bandpass Sampling), дискретизация на промежуточной частоте (ПЧ), IF Sampling, прямое преобразование ПЧ в цифровую форму).....	11
Спецификации АЦП.....	14
Статическая погрешность.....	15
Идеальная передаточная характеристика АЦП	15
Аддитивная погрешность	16
Мультипликативная погрешность	17
Дифференциальная нелинейность	18
Интегральная нелинейность.....	18
Погрешность квантования.....	19
Динамические характеристики	20
Отношение «сигнал/шум»	20
Общие гармонические искажения	25
Отношение «сигнал/шум и искажения».....	26
Динамический диапазон, свободный от гармоник	26
АЦ преобразователь на основе сигма-дельта модуляции	27
Макет сигма-дельта АЦП	35
Схема принципиальная	36
Описание устройства	39
Список литературы.....	41
Приложение 1. (схема принципиальная)	43
Приложение 2 (Фотографии учебного стенда)	44

Введение

Измерения реальных физических величин неизбежно сводятся к упрощению, «прореживанию» реальности: мы делаем выборку в отдельные моменты времени и отображаем результат с помощью ограниченного набора значений. Можно фиксировать ход физического процесса, скажем, на бумажной ленте с помощью самописца, но этот результат равнозначен самому исходному процессу: как только мы попытаемся анализировать, придется заняться измерениями уже на этой самой ленте.

Процесс перехода от реальных величин или характеристик реальных процессов к неким конечным наборам элементов, собственно, и составляющий суть аналого-цифрового преобразования, был известен человечеству со времен зарождения математики. Поэтому ничего принципиально нового приборы, называемые аналого-цифровыми и цифро-аналоговыми преобразователями (АЦП и ЦАП), не делают, а просто автоматизируют работу.

Приближенный или упрощенный характер измерений не так уж важен. В принципе, можно увеличивать их точность настолько, насколько это необходимо для решения конкретных задач.

О терминологии. Если сигнал порожден физическим процессом, который можно описать непрерывной функцией, то его называют аналоговым, имея в виду его соответствие реальному процессу. Дискретный сигнал, как правило, является последовательностью импульсов, применяемых для кодирования чисел. Цифровые данные должны иметь такое представление, которое было бы применимо в системах, обрабатывающих эти данные. Чаще всего цифровые системы оперируют с данными, представленными в двоичном коде.

В настоящее время промышленностью выпускаются различные типы аналого-цифровых преобразователей в интегральных корпусах. Для того чтобы наиболее эффективно для конкретной задачи применять микросхемы АЦП необходимо понимать происходящие внутри микросхемы процессы. Сигма

дельта АЦП является интересным АЦ преобразователем, так как формирование выходного кода фактически происходит по статистическим законам.

Целью данной работы является изучение принципов работы АЦП на основе сигма – дельта модулятора с использованием учебного стенда.

Дискретизация аналоговых сигналов по времени

Концепции дискретизации по времени и квантования по амплитуде аналогового сигнала иллюстрируются на рис.1. Выборка непрерывных аналоговых данных должна осуществляться через интервал дискретизации

$$t_s = \frac{1}{f_s} \quad (1)$$

где f_s – частота дискретизации, который необходимо тщательно выбирать для точного представления первоначального аналогового сигнала.

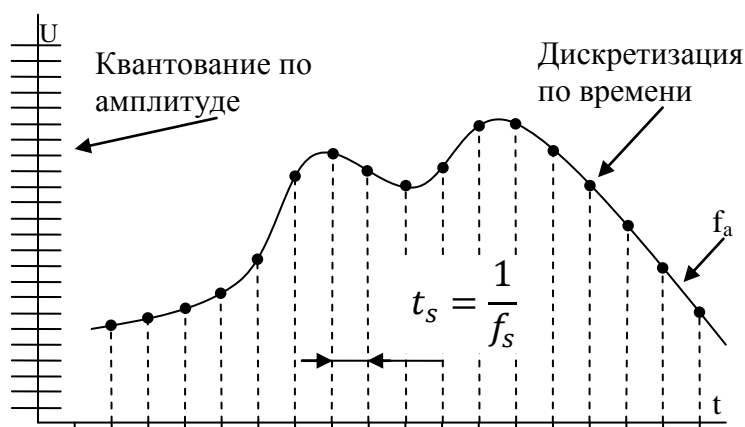


Рис. 1. Дискретизация по времени, квантование по амплитуде

Ясно, что чем больше число отсчетов (более высокие частоты дискретизации), тем более точным будет представление сигнала в цифровом виде, тогда как в случае малого числа отсчетов (низкие частоты дискретизации) может быть достигнуто критическое значение частоты дискретизации, при котором теряется информация о сигнале. Это следует из известного критерия Найквиста:

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

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

Для понимания смысла наложения спектров как во временной, так и в частотной областях сначала рассмотрим случай представления во временной области выборки одного тонального сигнала синусоидальной формы, показанный на рис.2. В этом примере частота дискретизации f_s лишь немного больше частоты аналогового входного сигнала f_a , что не удовлетворяет критерию Найквиста.

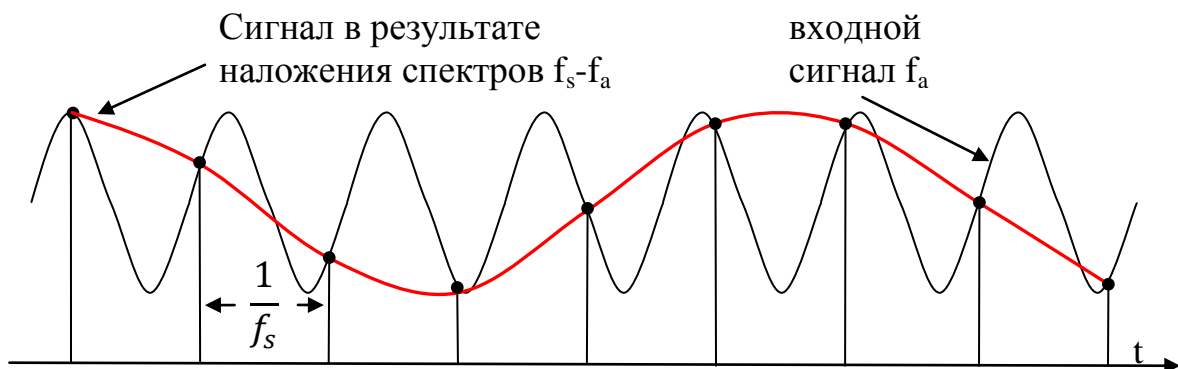


Рис. 2. Эффект наложения спектров во временной области

Обратите внимание, что в действительности сделанная выборка соответствует сигналу, частота которого равна разности частот дискретизации и частоты исходного сигнала $f_s - f_a$. Соответствующее представление этого примера в частотной области показано на рис.3А. Далее рассмотрим случай выборки с частотой f_s одночастотного сигнала синусоидальной формы частоты f_a , осуществленной идеальным импульсным дискретизатором (см. рис.3Б). Как и в предыдущем случае, примем, что $f_s > 2 \cdot f_a$. В частотном спектре на выходе дискретизатора видны гармоники (aliases или images) исходного сигнала, повторяющиеся с частотой f_s , то есть на частотах, равных $|\pm K \cdot f_s \pm f_a|$, где $K = 1, 2, 3, 4, \dots$.

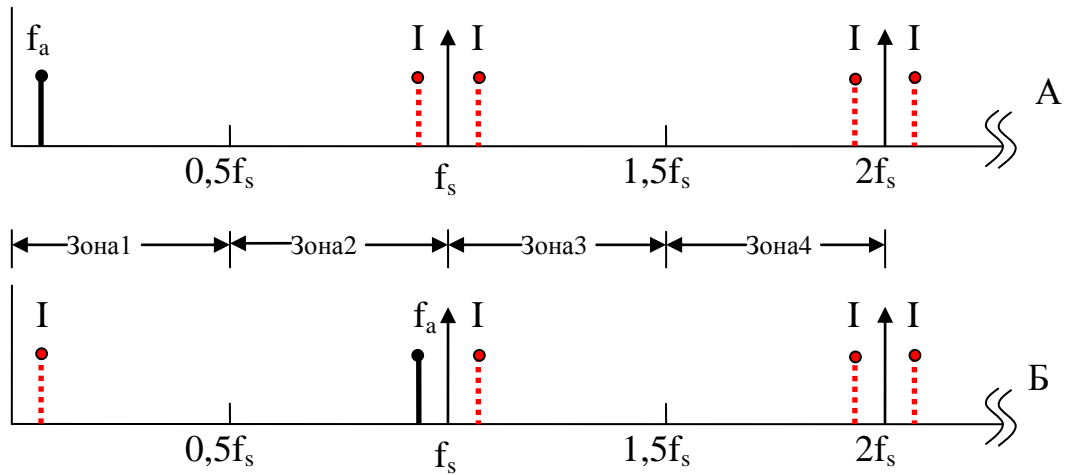


Рис. 3. Аналоговый сигнал с частотой f_a , дискретизированный идеальным ацп с частотой f_s , имеет составляющие на частотах $|\pm K \cdot f_s \pm f_a|$, $k = 1, 2, 3, \dots$.

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

Теперь рассмотрим случай, когда частота сигнала выходит за пределы первой зоны Найквиста (рис.3В). Частота сигнала немного меньше частоты дискретизации, что соответствует условию, представленному во временной области на рис.2. Обратите внимание, что даже при том, что сигнал находится вне первой зоны Найквиста, его составляющая $f_s - f_a$ попадает внутрь зоны. Возвращаясь к рис.3А, поясним, что, если нежелательный сигнал появляется в области любой из гармоник частоты f_a , он также возникает и на частоте f_a , приводя, таким образом, к появлению побочного частотного компонента в первой зоне Найквиста.

Такой процесс подобен работе смесителя, используемого для детектирования аналоговых сигналов. При этом подразумевается, что перед дискретизатором (или АЦП) осуществляется фильтрация, подавляющая компоненты, частоты которых находятся вне полосы Найквиста и после дискретизации попа-

дают в ее пределы. Рабочая характеристика фильтра будет зависеть от того, как близко частота внеполосного сигнала отстоит от $f_s/2$, а также будет определяться величиной требуемого подавления.

Фильтры для устранения эффекта наложения спектров (антиалайзинговые фильтры)

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

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

Предположим, что частота сопряжения фильтра равна f_a . На рис.4А показан эффект, обусловленный переходом сигнала ненулевой амплитуды от минимального до максимального ослабления в динамическом диапазоне системы.

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

Некоторые авторы рекомендуют устанавливать параметры ФНЧ, принимая во внимание частоту Найквиста $f_s/2$, но это предполагает, что ширина полосы сигнала находится от 0 до $f_s/2$, что случается редко. В примере на рис.4.А НЧ- составляющие, которые попадают в диапазон между f_a и $f_s/2$, не представляют для нас интереса и не ограничивают динамический диапазон. Переходная зона ФНЧ определяется частотой сопряжения f_a , частотой полосы задержки $f_s - f_a$ и требуемым затуханием в полосе задержки DR. Динамический диапазон системы выбирается исходя из требований точности воспроизведения сигнала.

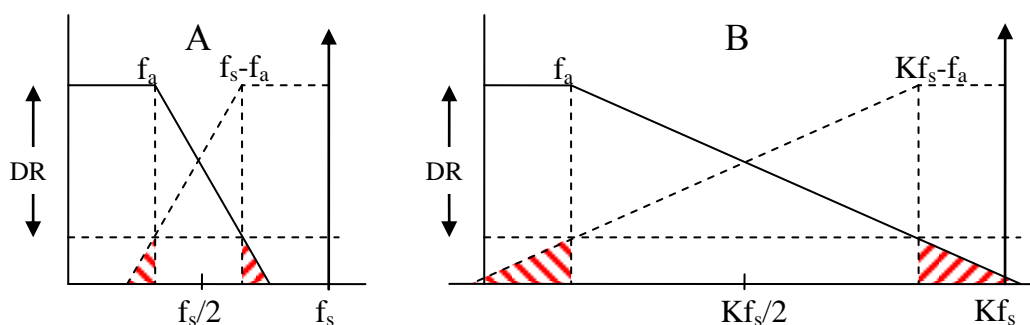


Рис. 4. Избыточная дискретизация уменьшает требования к крутизне спада ФНЧ

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

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

Из этого обсуждения видно, как недостаточная крутизна спада ФНЧ может компенсироваться более высокой частотой дискретизации АЦП. Выбрав более высокую частоту дискретизации (избыточную дискретизацию), мы уменьшаем требование к крутизне спада и, следовательно, сложность фильтра за счет использования более быстрого АЦП с более высокой скоростью обработки данных. Это иллюстрирует рис.4Б, на котором показан эффект, возникающий при увеличении частоты дискретизации в K раз, в то время как требования к частоте сопряжения f_a и к динамическому диапазону DR остаются на прежнем уровне. Более пологий спад делает этот фильтр проще для проектирования, чем в случае рис.4А.

Процесс проектирования ФНЧ начинается с выбора начальной частоты дискретизации от $2,5 \cdot f_a$ до $4 \cdot f_a$. После чего, определяются характеристики фильтра, основанные на требуемом динамическом диапазоне. Если реализация окажется невозможной, полезно рассмотреть вариант с более высокой частотой дискретизации, для которого, возможно, потребуется более быстрый АЦП. Следует отметить, что сигма дельта АЦП изначально являются преобразователями с избыточной дискретизацией, и данное обстоятельство существенно ослабляет требования к ФНЧ, что является дополнительным плюсом данной архитектуры. Требования к ФНЧ могут быть несколько ослаблены, когда вы уверены, что сигнал с частотой, которая попадает в полосу задержки $f_s - f_a$, никогда не достигнет амплитуды основного сигнала. Во многих приложениях появление таких сигналов на этой частоте действительно маловероятно.

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

К настоящему моменту мы рассмотрели случай дискретизации низкочастотных сигналов (видеосигналов или огибающих), когда все интересующие

нас сигналы лежат в первой зоне Найквиста. На рис.5А представлен случай, когда полоса подлежащих дискретизации сигналов ограничена первой зоной Найквиста и в остальных зонах Найквиста имеются боковые частотные компоненты.

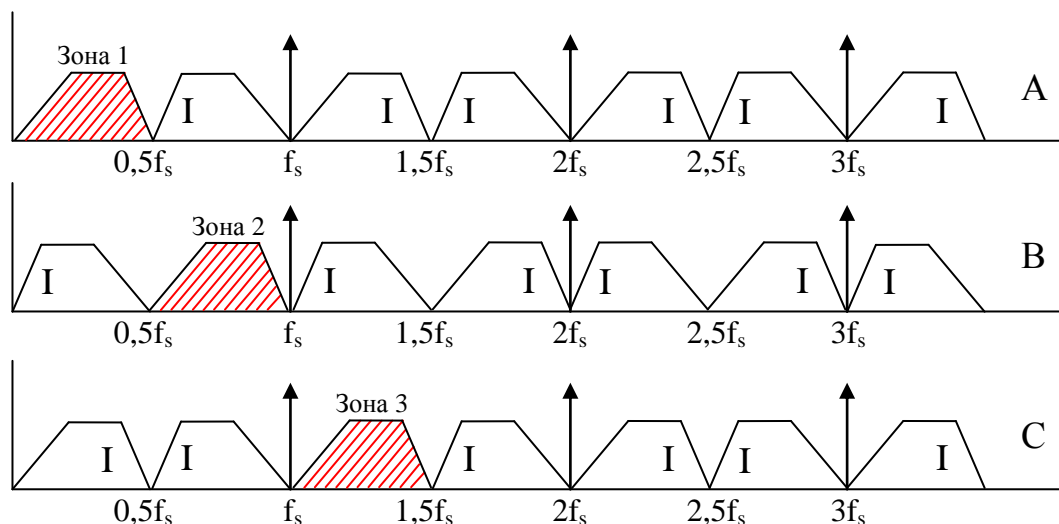


Рис. 5. Дискретизация на гармониках

На рис.5В представлен случай, когда полоса подлежащего дискретизации сигнала полностью находится во второй зоне Найквиста. Часто процесс дискретизации сигнала, находящегося вне первой зоны Найквиста, называется субдискретизацией или гармонической дискретизацией. Обратите внимание, что боковая полоса в первой зоне Найквиста содержит всю информацию об исходном сигнале, только его местоположение изменено (порядок частотных компонентов в спектре обратный, но это легко корректируется переупорядочиванием спектральных компонентов на выходе БПФ).

На рис.5С показан вариант подлежащего дискретизации сигнала, ограниченного третьей зоной Найквиста. Обратите внимание, что в первой зоне Найквиста нет обращения частоты. Фактически, частоты подлежащих дискретизации сигналов могут лежать в любой уникальной зоне Найквиста, и боковая полоса в первой зоне Найквиста является точным представлением сигнала (за ис-

ключением обращения частоты, которое происходит, когда сигналы расположены в четных зонах Найквиста). Здесь мы можем вновь ясно сформулировать критерий Найквиста:

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

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

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

Спецификации АЦП

Существуют общие определения, которые принято использовать в отношении аналого-цифровых преобразователей. Тем не менее, характеристики, приводимые в технической документации производителей АЦП, могут показаться довольно путанными. Правильный же выбор оптимального по сочетанию своих характеристик АЦП для конкретного приложения требует точной интерпретации данных, приводимых в технической документации.

Наиболее часто путаемыми параметрами являются разрешающая способность и точность, хотя эти две характеристики реального АЦП крайне слабо связаны между собой. Разрешение не идентично точности, 12-разрядный АЦП может иметь меньшую точность, чем 8-разрядный. Для АЦП разрешение представляет собой меру того, на какое количество сегментов может быть поделен входной диапазон измеряемого аналогового сигнала (например, для 8-разрядного АЦП это $2^8=256$ сегментов). Точность же характеризует суммарное отклонение результата преобразования от своего идеального значения для данного входного напряжения. То есть, разрешающая способность характеризует потенциальные возможности АЦП, а совокупность точностных параметров определяет реализуемость такой потенциальной возможности.

АЦП преобразует входной аналоговый сигнал в выходной цифровой код. Для реальных преобразователей, изготавливаемых в виде интегральных микросхем, процесс преобразования не является идеальным: на него оказывают влияние как технологический разброс параметров при производстве, так и различные внешние помехи. Поэтому цифровой код на выходе АЦП определяется с погрешностью. В спецификации на АЦП указываются погрешности, которые дает сам преобразователь. Их обычно делят на *статические* и *динамические*. При этом именно конечное приложение определяет, какие характеристики АЦП будут считаться определяющими, самыми важными в каждом конкретном случае.

Статическая погрешность

Если АЦП используют для измерения медленно изменяющегося, низкочастотного сигнала (например, от датчика температуры, давления, от тензодатчика и т.п.), когда входное напряжение пропорционально относительно постоянной физической величине. Здесь основную роль играет статическая погрешность измерения. В спецификации АЦП этот тип погрешности определяют *аддитивная погрешность* (Offset), *мультипликативная погрешность* (Full-Scale), *дифференциальная нелинейность* (DNL), *интегральная нелинейность* (INL) и *погрешность квантования*. Эти пять характеристик позволяют полностью описать статическую погрешность АЦП.

Идеальная передаточная характеристика АЦП

Передаточная характеристика АЦП – это функция зависимости кода на выходе АЦП от напряжения на его входе. Такой график представляет собой кусочно-линейную функцию из 2^N "ступеней", где N – разрядность АЦП. Каждый горизонтальный отрезок этой функции соответствует одному из значений выходного кода АЦП (рис. 6). Если соединить линиями начала этих горизонтальных отрезков (на границах перехода от одного значения кода к другому), то идеальная передаточная характеристика будет представлять собой прямую линию, проходящую через начало координат.

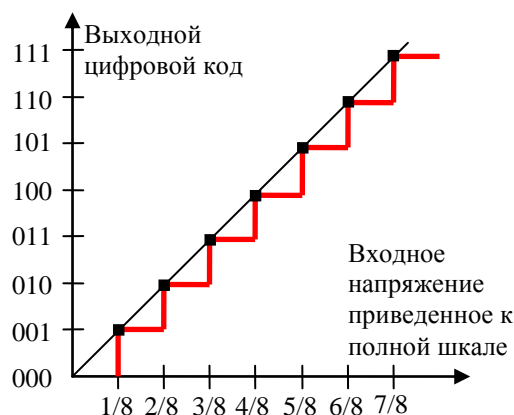


Рис. 6. Идеальная передаточная характеристика 3-разрядного АЦП

Рис 6. иллюстрирует идеальную передаточную характеристику для 3-х разрядного АЦП с контрольными точками на границах перехода кода. Выходной код принимает наименьшее значение (000b) при значении входного сигнала от 0 до 1/8 полной шкалы (максимального значения кода этого АЦП). Также следует отметить, что АЦП достигнет значения кода полной шкалы (111b) при 7/8 полной шкалы, а не при значении полной шкалы. Таким образом переход в максимальное значение на выходе происходит не при напряжении полной шкалы, а при значении, меньшем на наименьший значащий разряд (LSB), чем входное напряжение полной шкалы. Передаточная характеристика может быть реализована со смещением – 1/2 LSB (рис. 7). Это достигается смещением передаточной характеристики влево, что смещает погрешность квантования из диапазона -1... 0 LSB в диапазон – 1/2 ... +1/2 LSB.

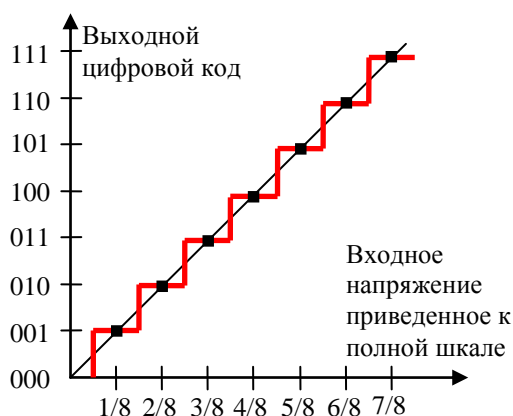


Рис. 7. Передаточная характеристика 3-разрядного АЦП со смещением на $-1/2$ LSB

Из-за технологического разброса параметров при изготовлении интегральных микросхем реальные АЦП не имеют идеальной передаточной характеристики. Отклонения от идеальной передаточной характеристики определяют статическую погрешность АЦП и приводятся в технической документации.

Аддитивная погрешность

Идеальная передаточная характеристика АЦП пересекает начало координат, а первый переход кода происходит при достижении значения 1 LSB. Адди-

тивная погрешность (погрешность смещения нуля) может быть определена как смещение всей передаточной характеристики влево или вправо относительно оси входного напряжения, как показано на рис. 8. Таким образом, в определение аддитивной погрешности АЦП намеренно включено смещение $\frac{1}{2}$ LSB.

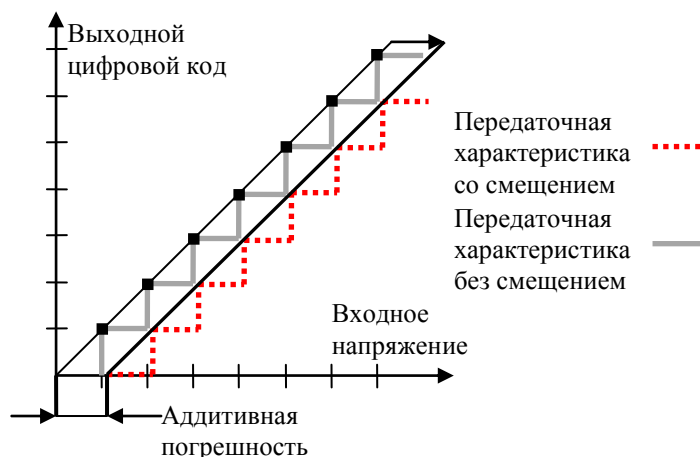


Рис. 8. Аддитивная погрешность (Offset Error)

Мультипликативная погрешность

Мультипликативная погрешность (погрешность полной шкалы, погрешность усиления) представляет собой разность между идеальной и реальной передаточными характеристиками в точке максимального выходного значения при условии нулевой аддитивной погрешности (смещение отсутствует). Это проявляется как изменение наклона передаточной функции, что иллюстрирует рис.9.

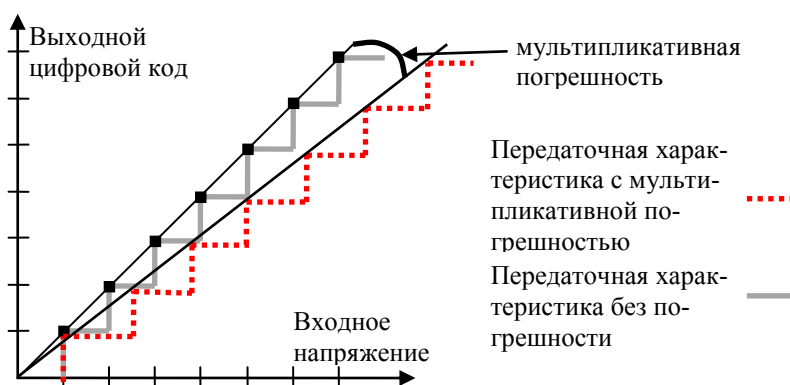


Рис. 9. Мультипликативная погрешность (Full-Scale Error)

Дифференциальная нелинейность

У идеальной передаточной характеристики АЦП ширина каждой "ступеньки" должна быть одинакова. Разница в длине горизонтальных отрезков этой кусочно-линейной функции из 2^N "ступеней" представляет собой *дифференциальную нелинейность (DNL)*. Величина наименьшего значащего разряда у АЦП составляет $V_{ref}/2^N$, где V_{ref} - опорное напряжение, N - разрешение АЦП. Разность напряжений между каждым кодовым переходом должна быть равна величине LSB. Отклонение этой разности от LSB определяются как дифференциальная нелинейность. На рис. 10 это показано как неравные промежутки между "шагами" кода или как "размытость" границ переходов на передаточной характеристике АЦП.

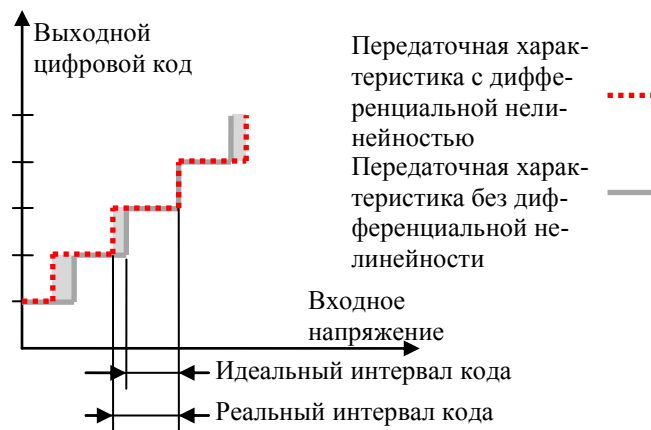


Рис. 10. Дифференциальная нелинейность (DNL)

Интегральная нелинейность

Интегральная нелинейность (INL) - это погрешность, которая вызывается отклонением линейной функции передаточной характеристики АЦП от прямой линии, как показано на рис.11. Обычно передаточная функция с интегральной нелинейностью аппроксимируется прямой линией по методу наименьших

квадратов. Часто аппроксимирующей прямой просто соединяют наименьшее и наибольшее значения. Интегральную нелинейность определяют путем сравнения напряжений, при которых происходят кодовые переходы. Для идеального АЦП эти переходы будут происходить при значениях входного напряжения, точно кратных LSB. А для реального преобразователя такое условие может выполняться с погрешностью. Разность между "идеальными" уровнями напряжения, при которых происходит кодовый переход, и их реальными значениями выражается в единицах LSB и называется интегральной нелинейностью.

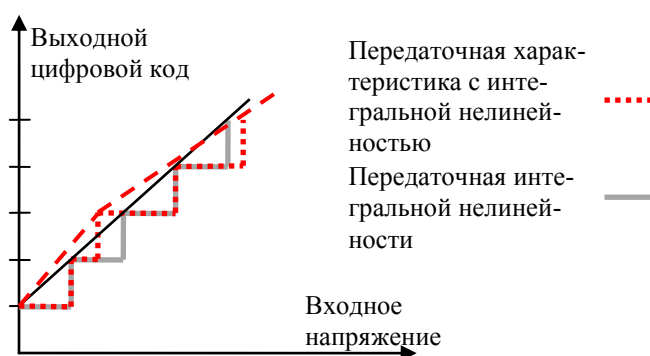


Рис. 11. Интегральная нелинейность (INL)

Погрешность квантования

Одна из наиболее существенных составляющих ошибки при измерениях с помощью АЦП - *погрешность квантования* — является результатом самого процесса преобразования. Погрешность квантования - это погрешность, вызванная значением шага квантования и определяемая как $\frac{1}{2}$ величины наименьшего значащего разряда (LSB). Она не может быть исключена в аналого-цифровых преобразованиях, так как является неотъемлемой частью процесса преобразования, определяется разрешающей способностью АЦП и не меняется от АЦП к АЦП с равным разрешением.

Динамические характеристики

Динамические характеристики АЦП обычно определяют с помощью спектрального анализа, по результатам выполнения быстрого преобразования Фурье (БПФ) над массивом выходных значений АЦП, соответствующих некоторому тестовому входному сигналу.

На рис.12 представлен пример частотного спектра измеряемого сигнала. Нулевая гармоника соответствует основной частоте входного сигнала. Все остальное представляет собой шум, который содержит гармонические искажения, тепловой шум, шум $1/f$ и шум квантования. Некоторые составляющие шума генерируются самим АЦП, некоторые могут поступать на вход АЦП из внешних цепей. Гармонические искажения, например, могут содержаться в измеряемом сигнале и одновременно генерироваться АЦП в процессе преобразования.

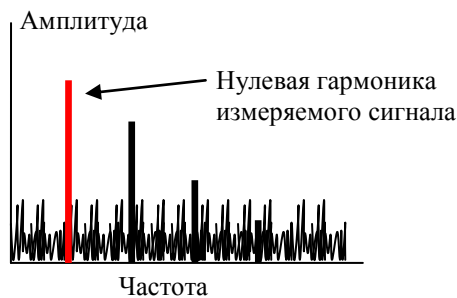


Рис. 12. Результат выполнения БПФ над выходными данными АЦП

Отношение «сигнал/шум»

Отношение «сигнал/шум» (SNR) - это отношение среднеквадратического значения величины входного сигнала к среднеквадратическому значению величины шума (за исключением гармонических искажений), выраженное в децибелах:

$$SNR(dB) = 20 \cdot \log \left(\frac{V_{signal(rms)}}{V_{noise(rms)}} \right) \quad (2)$$

Это значение позволяет определить долю шума в измеряемом сигнале по отношению к полезному сигналу, рис.13.



Рис. 13. SNR – отношение сигнал/шум

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 $\pm \frac{1}{2}LSB$. Любой аналоговый сигнал, поступающий на вход идеального N -разрядного АЦП, производит шум квантования. Среднеквадратичное значение шума (измеренное по ширине полосы Найквиста, от постоянного тока до $f_s/2$) приблизительно равно весу наименьшего значащего разряда (LSB) q , деленному на $\sqrt{12}$. 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 $\frac{q}{\sqrt{12}}$ (см. рис.14).

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

$$SNR(dB) = 6,02 \cdot N + 1,76dB \quad (3)$$

где N - число разрядов идеального АЦП. Это уравнение имеет силу только в том случае, если шум измерен на полной ширине полосы Найквиста от 0 до $f_s/2$, как показано на рис.15. Если ширина полосы сигнала BW меньше $f_s/2$, то значение отношения сигнал/шум (SNR) в пределах ширины полосы сигнала BW возрастет вследствие уменьшения энергии шума квантования в пределах ширины полосы. Для этого условия правильным будет следующее выражение:

$$SNR(dB) = 6,02 \cdot N + 1,76dB + 10 \cdot \log \left(\frac{f_s}{2 \cdot BW} \right) \quad (4)$$

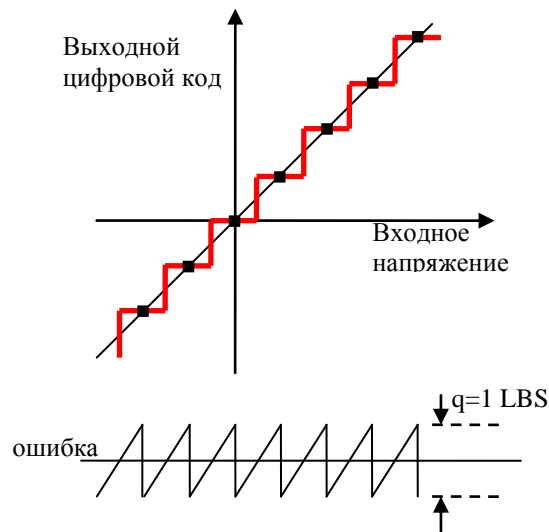


Рис. 14. Шум квантования идеального n-разрядного АЦП

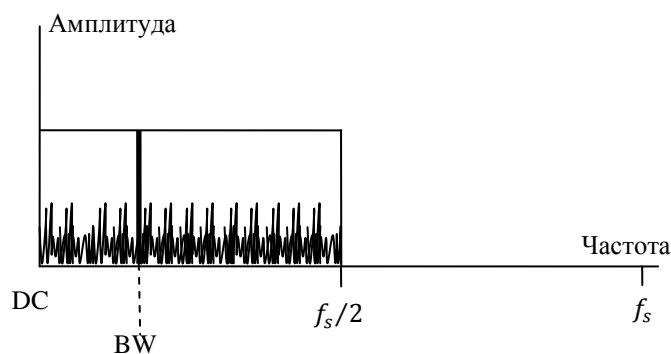


Рис. 15. Спектр шума квантования

Шум квантования стандартных архитектур АЦП равномерно распределен в пределах полосы Найквиста от 0 до $f_s/2$, как показано на рис.16А. Поэтому,

его отношение сигнал/шум для полнодиапазонного синусоидального входного сигнала будет $(6,02 \cdot N + 1,76)dB$ и величина этого шума не может быть уменьшена путем увеличения времени преобразования и последующего усреднения результатов. Если АЦП несовершенен и его реальный шум больше, чем его теоретический минимальный шум квантования, то эффективная разрешающая способность будет меньше, чем N -разрядов. Его фактическая разрешающая способность (часто известная как *эффективное число разрядов* или *ENOB*) будет определена, как

$$ENOB = \frac{SNR - 1,76 \text{ dB}}{6,02 \text{ dB}} \quad (5)$$

Если мы выберем более высокую частоту дискретизации $K \cdot f_s$ (см. рис.16Б), то среднеквадратичное значение шума квантования остается $\frac{q}{\sqrt{12}}$, но шум теперь распределен по более широкой полосе от 0 до $f_s/2$. Если мы затем используем на выходе цифровой низкочастотный фильтр, то значительно уменьшим шум квантования, но сохраним полезный сигнал, улучшая таким способом эффективное число разрядов (*ENOB*). Таким образом, мы выполняем аналого-цифровое преобразование с высоким разрешением, используя аналого-цифровой преобразователь с низкой разрешающей способностью. Коэффициент K здесь используется, как коэффициент избыточной дискретизации. При этом необходимо отметить, что избыточная дискретизация дополнительную выгодна еще и тем, что она понижает требования к аналоговому ФНЧ.

Так как ширина полосы пропускания уменьшена выходным цифровым фильтром, скорость выдачи выходных данных может быть ниже, чем первоначальная частота дискретизации ($K \cdot f_s$), и при этом все же удовлетворять критерию Найквиста. Это достигается посредством передачи на выход каждого M -го результата и отбрасывания остальных результатов. Такой процесс называют *децимацией* с коэффициентом M . Несмотря на происхождение термина (desem по-латыни — десять), M может принимать любое целое значение, при условии, что частота выходных данных больше, чем удвоенная ширина полосы сигнала. Прореживание не вызывает никакой потери информации (см. рис.16Б).

Если мы используем избыточную дискретизацию только для улучшения разрешающей способности, необходимо применять коэффициент избыточности 2^{2N} , чтобы получить N -разрядное увеличение разрешающей способности. Сигма-дельта преобразователь не нуждается в таком высоком коэффициенте избыточной дискретизации. Он не только ограничивает полосу пропускания сигнала, но также задает форму кривой распределения шума квантования таким образом, что большая ее часть выходит за пределы этой полосы пропускания, как это показано на рис.16В.

Особенность сигма-дельта АЦП состоит в том, что спектр шума квантования у него распределен по частоте неравномерно - он смещен в сторону высоких частот. Поэтому, увеличивая время измерения (и, соответственно, количество выборок измеряемого сигнала), накапливая и затем усредняя полученную выборку (фильтр нижних частот), можно получить результат измерений с более высокой точностью. Естественно, при этом общее время преобразования будет возрастать. Другие источники шума АЦП включают тепловой шум, шум составляющей $1/f$ и джиттер (дрожание фронта тактовой частоты) опорной частоты.

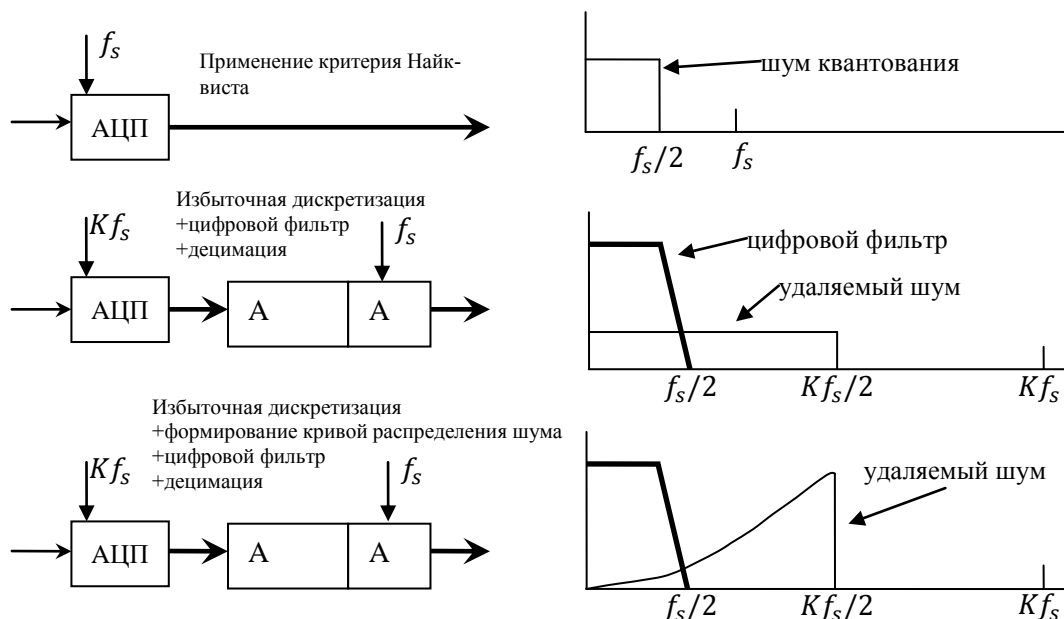


Рис.16. Избыточная дискретизация, цифровая фильтрация, формирование шума и прореживание

Общие гармонические искажения

Нелинейность в результатах преобразования данных приводит к появлению гармонических искажений. Такие искажения наблюдаются как "выбросы" в спектре частот на четных и нечетных гармониках измеряемого сигнала рис.17.

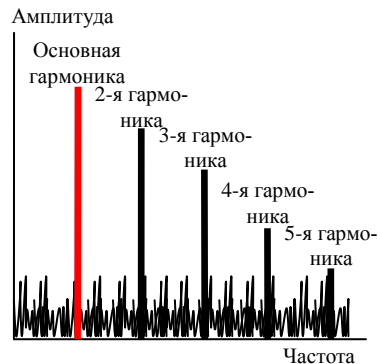


Рис.17.БПФ отражает гармонические искажения

Эти искажения определяют как общие гармонические искажения (*THD*). Они определяются как:

$$THD = 20 \cdot \log \left(\frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} \right) \quad (6)$$

где V_i —гармонические составляющие спектра. Величина гармонических искажений уменьшается на высоких частотах до точки, в которой амплитуда гармоник становится меньше, чем уровень шума. Таким образом, если мы анализируем вклад гармонических искажений в результаты преобразования, это можно делать либо во всем спектре частот, ограничивая при этом амплитуду гармоник уровнем шума, либо ограничивая полосу частот для анализа. Например, если в нашей системе стоит ФНЧ, то высокие частоты нам просто неинтересны и высокочастотные гармоники не подлежат учету.

Отношение «сигнал/шум и искажения»

Отношение «сигнал/шум и искажения» (*SiNAD*) более полно описывает шумовые характеристики АЦП. *SiNAD* учитывает величину как шума, так и гармонических искажений по отношению к полезному сигналу. *SiNAD* рассчитывается по следующей формуле:

$$SiNAD = 20 \cdot \log \left(\frac{V_1}{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2 + V_{noise}^2}} \right) \quad (7)$$

где V_i – гармонические составляющие спектра, V_{noise} – спектральная составляющая отвечающая за остальные спектральные линии (не гармонические). Так же можно выразить эффективное количество бит через *SiNAD* по следующей формуле:

$$ENOB = \frac{SiNAD - 1,76 \text{ dB}}{6,02 \text{ dB}} \quad (8)$$

Динамический диапазон, свободный от гармоник

Динамический диапазон, свободный от гармоник, представляет собой разницу между величиной измеряемого сигнала и наибольшим пиком искажений (рис.18). Этот динамический диапазон обозначается как SFDR. Он ограничен снизу амплитудой максимальной гармоники паразитных выбросов на выходе АЦП в диапазоне его рабочих частот.

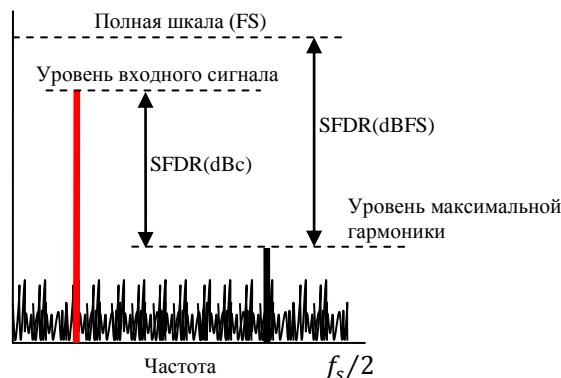


Рис. 18. Динамический диапазон свободный от гармоник (SFDR)

Идеальный классический N-разрядный АЦП имеет среднеквадратичное значение шума квантования, равное $\frac{q}{\sqrt{12}}$.

АЦ преобразователь на основе сигма-дельта модуляции

Сигма-дельта модуляция известна достаточно давно – с 1962 года. Однако практическое применение её было затруднено тем, что не было достаточно быстродействующей элементной базы. Своим названием эти преобразователи обязаны наличием в них двух блоков: сумматора (обозначение операции - Σ) и интегратора (обозначение операции - Δ). Один из принципов, заложенных в такого рода преобразователях, позволяющий уменьшить погрешность, вносимую шумами, а следовательно увеличить разрешающую способность - это усреднение результатов измерения на большом интервале времени. АЦП с дельта-модуляцией использует всего один разряд для регистрации цифрового эквивалента.

Если взять одноразрядный АЦП (известный как компаратор), подать на его вход сигнал от интегратора, а на интегратор — входной сигнал, суммированный с выходом этого ЦАП, на вход которого сигнал поступает с выхода АЦП, получится $\Sigma\Delta$ -модулятор первого порядка, показанный на рис.19. Добавив цифровой низкочастотный фильтр и дециматор на цифровой выход, получим $\Sigma\Delta$ АЦП: $\Sigma\Delta$ -модулятор формирует такую кривую распределения шума квантования, при которой большая часть шума располагается выше полосы пропускания цифрового выходного фильтра и, следовательно, эффективное число разрядов (*ENOB*) намного больше, чем ожидается от коэффициента избыточной дискретизации.

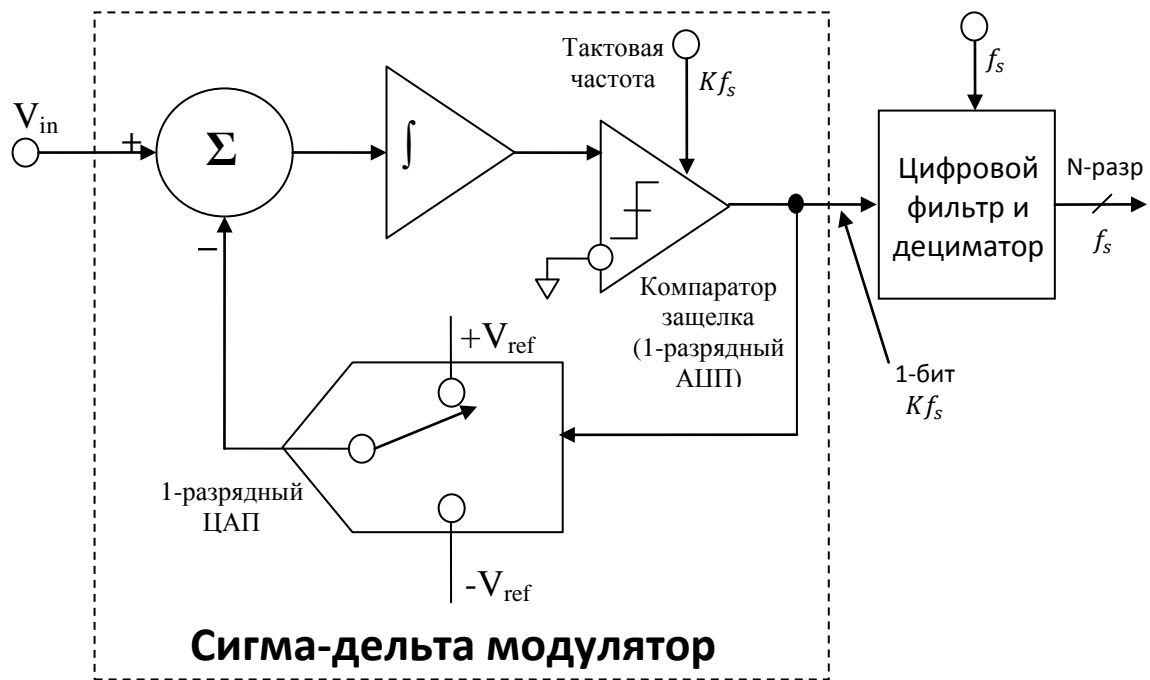


Рис. 19. $\Sigma\Delta$ АЦП первого порядка

Не вдаваясь в детали, работу $\Sigma\Delta$ АЦП можно описать следующим образом. Представим, что постоянное напряжение подается на вход V_{IN} . Сигнал на выходе интегратора в точке **A** при этом постоянно нарастает или убывает. С выхода компаратора сигнал подается обратно через одноразрядный ЦАП на суммирующий вход в точке **B**. Благодаря отрицательной обратной связи, соединяющей выход компаратора через одноразрядный ЦАП с точкой суммирования, среднее значение постоянного напряжения в точке **B** стабилизируется на уровне V_{IN} . Вследствие этого, среднее выходное напряжение ЦАП равняется входному напряжению V_{IN} . В свою очередь, среднее выходное напряжение ЦАП определяется плотностью потока единиц в одноразрядном потоке данных, следующего с выхода компаратора. Когда значение входного сигнала увеличивается до $+V_{REF}$, число единиц в последовательном потоке данных увеличивается, а число нулей уменьшается. Точно так же, когда значение сигнала приближается к отрицательному значению $-V_{REF}$, число единиц в последовательном потоке данных уменьшается, а число нулей увеличивается. Попросту говоря, в последовательном потоке разрядов на выходе компаратора содержится среднее

значение входного напряжения. Цифровой фильтр и дециматор обрабатывают последовательный поток битов и выдают окончательные выходные данные.

Принцип формирования кривой распределения шума квантования в частотной области объясняется на простой модели $\Sigma\Delta$ -модулятора, показанной на рис.20.

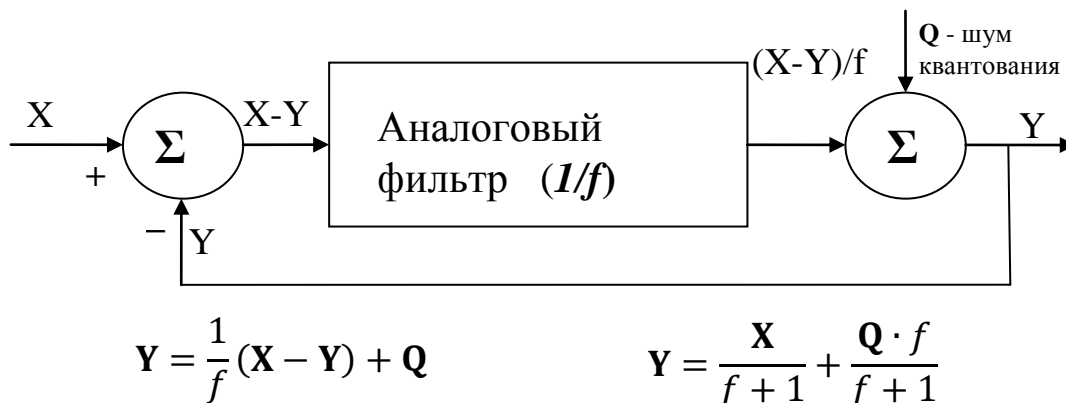


Рис. 20. Упрощенная линейризованная модель сигма-дельта модулятора в частотной области

Интегратор в $\Sigma\Delta$ -модуляторе представлен в виде аналогового ФНЧ с передаточной функцией $H(f) = 1/f$. Эта передаточная функция имеет обратную входному сигналу амплитудную характеристику. Одноразрядный источник импульсов генерирует шум квантования Q , который добавляется к выходному сигналу суммирующего блока. Если считать входной сигнал равным X , а выходной — равным Y , то сигнал на выходе входного сумматора должен быть $X - Y$. Эта величина умножается на передаточную функцию фильтра $1/f$, и результат подается на один из входов выходного сумматора. В итоге получается выражение для выходного напряжения Y в виде:

$$Y = \frac{1}{f}(X - Y) + Q \quad (9)$$

Это выражение может быть легко решено относительно Y с аргументами X , f и Q :

$$Y = \frac{X}{f+1} + \frac{Q \cdot f}{f+1} \quad (10)$$

Обратите внимание, что, когда частота f приближается к нулю, значение выходного напряжения Y стремится к X , а шумовая составляющая устремляется к нулю. На более высоких частотах амплитуда сигнальной составляющей стремится к нулю, а шумовая составляющая приближается к Q . При дальнейшем повышении частоты выходной сигнал состоит практически из одного шума квантования. В сущности, аналоговый фильтр представляет собой ФНЧ для сигнала и ФВЧ для шума квантования. Иными словами, аналоговый фильтр выполняет функцию формирования кривой распределения шума квантования в модели $\Sigma\Delta$ -модулятора.

При фиксированной входной частоте аналоговый фильтр дает тем большее затухание, чем выше порядок этого фильтра. Это же положение с определенным допущением справедливо для $\Sigma\Delta$ -модуляторов.

С ростом числа каскадов интегрирования и суммирования в $\Sigma\Delta$ -модуляторе достигается лучший эффект при формировании кривой распределения шума квантования и лучшее эффективное число разрядов (*ENOB*) при фиксированном коэффициенте избыточной дискретизации, как это следует из рис.21 для $\Sigma\Delta$ -модуляторов первого-второго порядков.

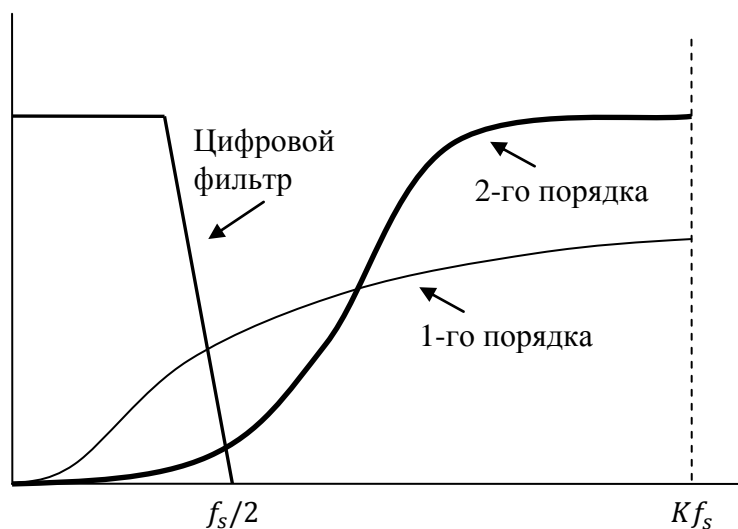


Рис. 21. Формирование кривой распределения шума квантования сигма-дельта модуляторов

Блок-схема $\Sigma\Delta$ -модулятора второго порядка представлена на рис.22. До недавнего времени считалось, что $\Sigma\Delta$ АЦП третьего и более высокого порядков должны быть потенциально нестабильными при определенных входных сигналах. Последние исследования, рассматривающие компараторы с конечным, а не с бесконечным коэффициентом усиления, показали несостоятельность этого предположения. Даже если и существует неустойчивость, она не вносит существенной погрешности, так как цифровой сигнальный процессор (DSP) цифрового фильтра и дециматор в состоянии распознать возникающую неустойчивость и предотвратить ее.

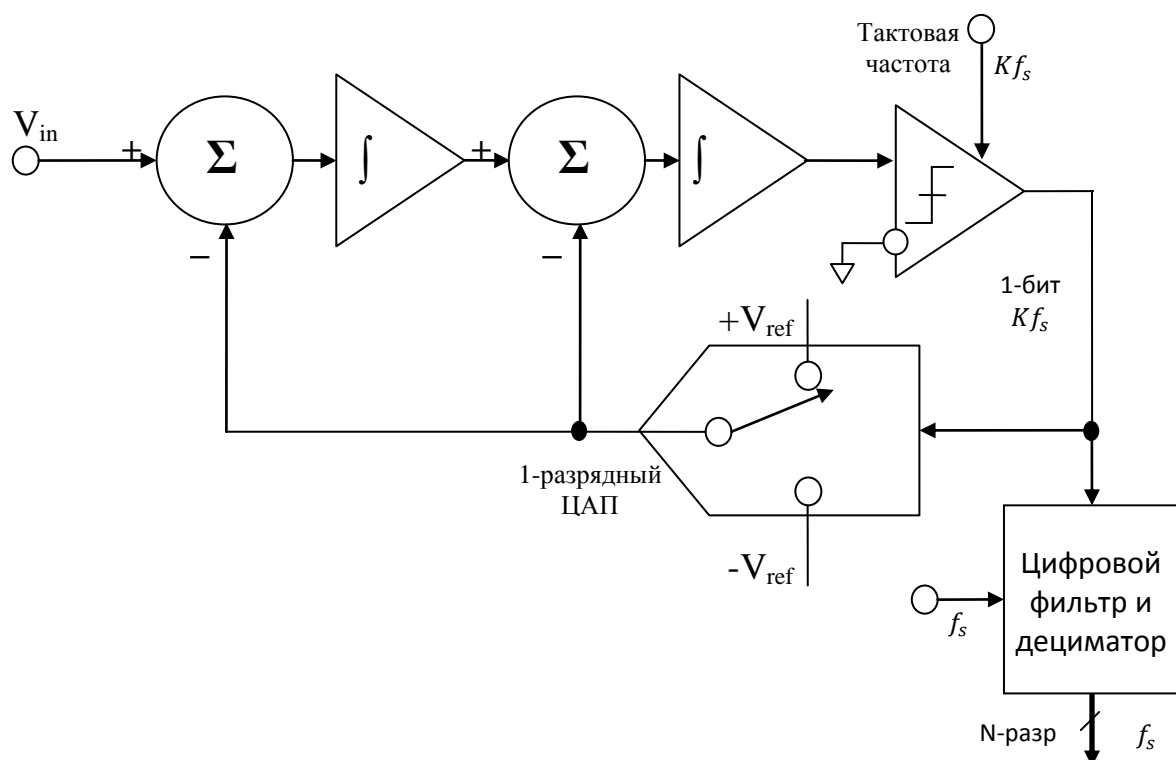


Рис. 22. $\Sigma\Delta$ АЦП второго порядка

На рис.23 показаны соотношения между порядком $\Sigma\Delta$ -модулятора и уровнем избыточной дискретизации, необходимым для достижения требуемого отношения сигнал/шум (SNR). В частности, если коэффициент избыточной дискретизации равен 64, идеальная система второго порядка способна обеспечить отношение сигнал/шум на уровне 80 дБ. Этим подразумевается, что значение эффективного числа разрядов (ENOB) равно приблизительно 13. Повышенная разрешающая способность может быть достигнута за счет увеличения

коэффициента избыточной дискретизации и/или за счет использования модулятора более высокого порядка.

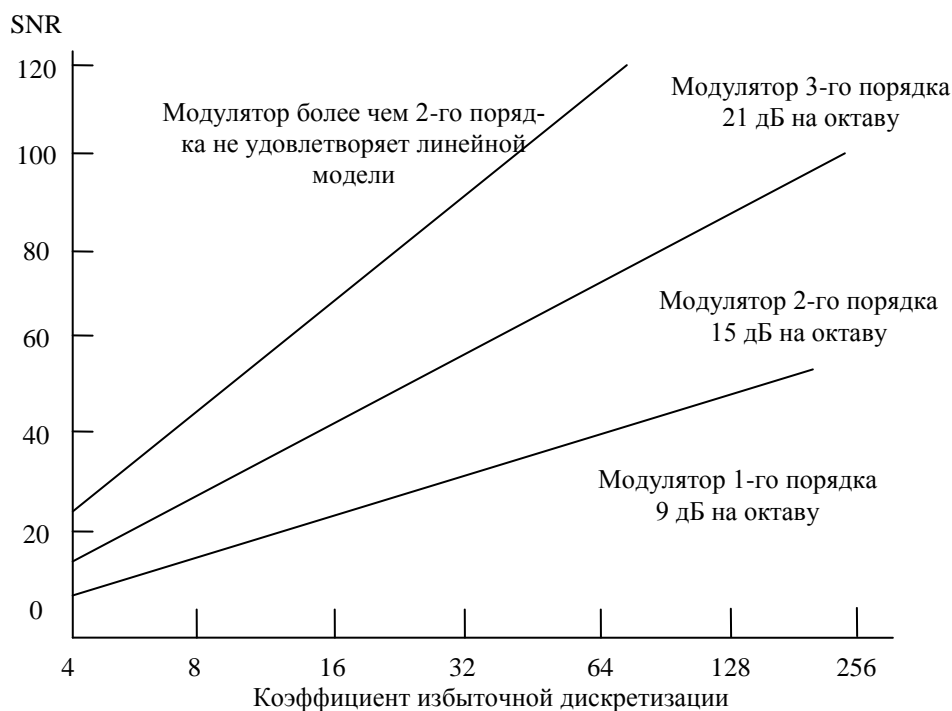


Рис. 23. Зависимости отношения сигнал/шум (SNR) от коэффициента избыточной дискретизации для $\Sigma\Delta$ -модуляторов 1-го, 2-го и 3-го порядков

Описанные выше $\Sigma\Delta$ АЦП содержат интеграторы, играющие роль ФНЧ, полоса пропускания которых начинается от 0 Гц, т.е. с уровня постоянного тока. Таким образом, максимум распределения их шума квантования смещен вверх по частоте. В настоящее время по такому принципу построено большинство коммерчески распространенных АЦП (хотя некоторые, предназначенные для использования в звуковых или коммуникационных приложениях, имеют полосовой фильтр вместо ФНЧ для устранения смещения по постоянному току). Нет никакой принципиально непреодолимой причины, по которой фильтры $\Sigma\Delta$ -модулятора должны быть непременно низкочастотными, за исключением того, что традиционно АЦП считались низкочастотными устройствами, а интеграторы проще в реализации, чем полосовые фильтры. При замене интеграторов в АЦП полосовыми фильтрами, показанной на рис.24, максимумы распределения шумов квантования смещаются вверх и вниз по частоте, так что об-

ласть, соответствующая полосе сигнала, становится фактически свободной от шумов. Далее, если цифровой фильтр запрограммирован так, что его полоса пропускания находится в этой области, мы получаем полосовой $\Sigma\Delta$ АЦП вместо низкочастотного. Такие устройства полезны для прямого преобразования ПЧ в цифровой код, в устройствах цифровой радиосвязи, ультразвуковых приложениях и других задачах, использующих субдискретизацию. Но в этом случае модулятор и цифровой полосовой фильтр должны быть разработаны для определенных частот, требуемых данным приложением, что несколько ограничивает гибкость описываемого подхода.

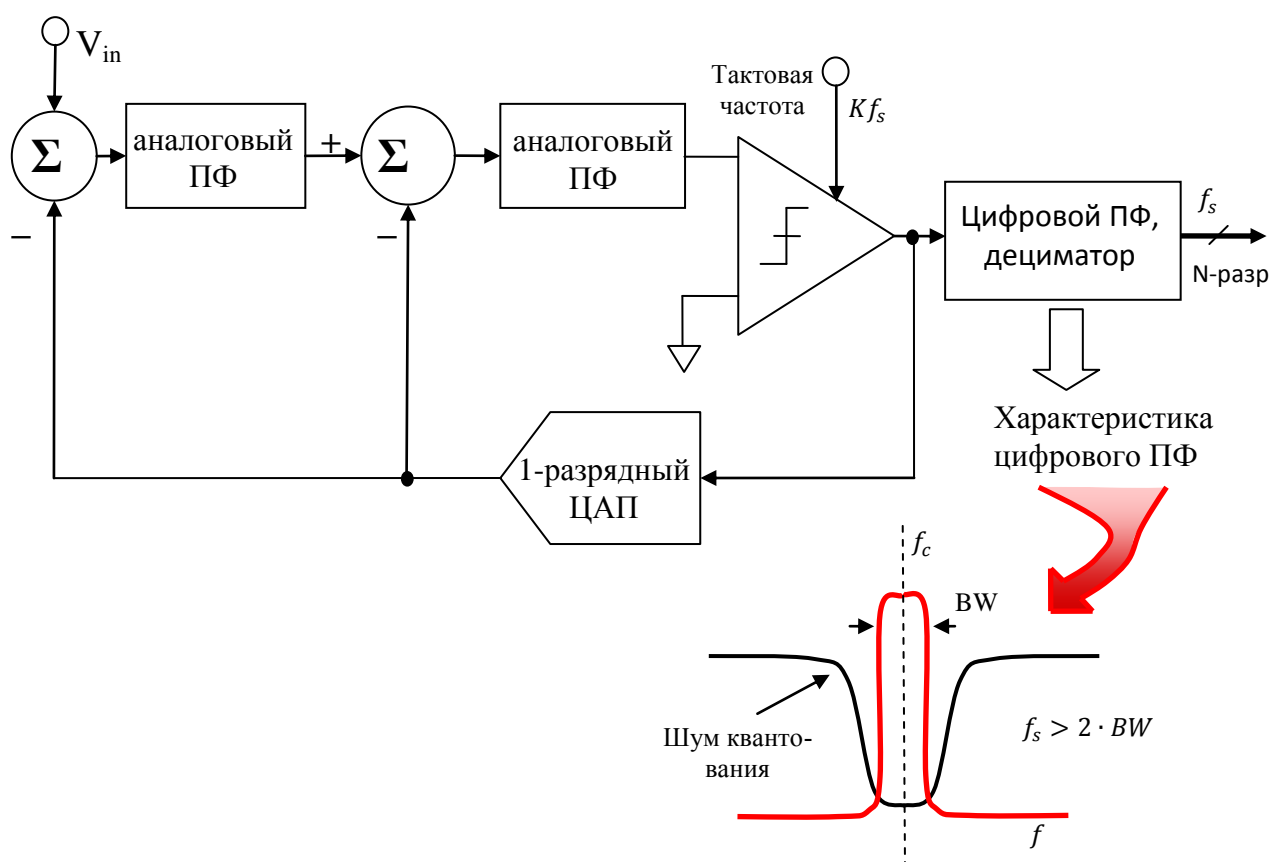


Рис. 24. Замена интеграторов полосовыми фильтрами дает полосовой $\Sigma\Delta$ АЦП.

В приложениях, использующих субдискретизацию и полосовые $\Sigma\Delta$ -АЦП, минимальная частота дискретизации должна быть, по крайней мере, в два раза больше удвоенной ширины полосы сигнала BW . Сигнал концентрируется вокруг несущей частоты f_c .

Большинство $\Sigma\Delta$ -АЦП имеют встроенный цифровой фильтр с фиксированными параметрами. Частота среза фильтра и скорость потока выходных данных являются кратными частоте тактового генератора. Все $\Sigma\Delta$ АЦП имеют определенное время установки, связанное с внутренним цифровым фильтром, которое невозможно сократить. Просто в этом случае необходимо обеспечить требуемое адекватное время установки фильтра.

Резюме

$\Sigma\Delta$ АЦП работает в режиме избыточной дискретизации. В этом режиме простые аналоговые фильтры $\Sigma\Delta$ -модулятора формируют кривую распределения шума квантования таким образом, что отношение сигнал/шум (SNR) в заданной полосе пропускания намного больше, чем в других случаях. Благодаря использованию высококачественных цифровых фильтров и дециматора, производится подавление шума за пределами требуемой полосы пропускания. Избыточная дискретизация имеет дополнительный плюс, понижая требования к ФНЧ, применяемому для подавления эффекта наложения спектра. Поскольку аналоговая цепь относительно неприхотлива, ее можно строить с использованием той же цифровой технологии сверхвысокой степени интеграции (VLSI), которая используется для изготовления цифровых фильтров ЦОС. Поскольку основой АЦП является одноразрядный компаратор, применяемая методика является принципиально линейной.

Хотя детальный анализ $\Sigma\Delta$ АЦП затрагивает весьма сложную математику, их основные принципы могут быть поняты без применения математических выкладок.

Макет сигма-дельта АЦП

Структурная схема макета изображена на рис.25. Работает модулятор следующим образом. Компаратор сравнивает напряжение сигнала, поступающего с выхода сумматора, с напряжением на интеграторе и в зависимости от того, какое из них больше, формирует сигнал 0 или 1 соответственно. Этот сигнал поступает на информационный вход триггера, выполняющего функции цифрового устройства выборки-хранения. Импульсная последовательность с выхода триггера с задержкой на один шаг дискретизации передается на вход демодулятора, состоящего из элементов, идентичных элементам модулятора.

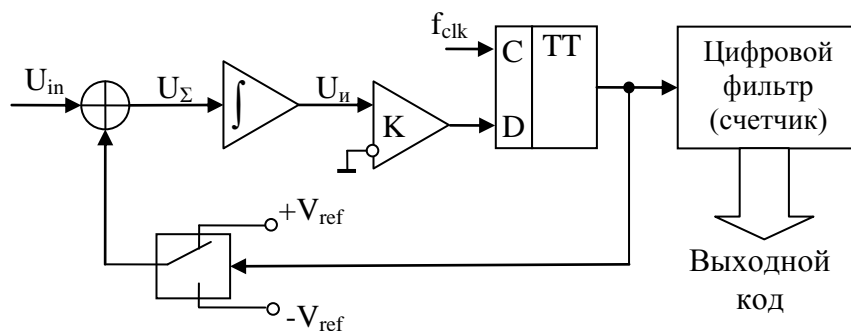


Рис. 25. Структурная схема сигма-дельта АЦП

Для формирования выходного кода такого преобразователя необходимо каким-либо образом преобразовать последовательность бит на выходе компаратора в виде унитарного кода в последовательный или параллельный двоичный позиционный код. В простейшем случае это можно сделать с помощью двоичного счетчика. При использовании двоичного счетчика в качестве преобразователя потока битов, поступающих с выхода компаратора, необходимо выделять фиксированный цикл преобразования, длительность которого равна произведению $2^N \cdot f_{clk}$, где N разрядность счетчика. После его окончания должно производиться считывание результата, например, с помощью регистра-защелки и обнуление счетчика. Более эффективно с этой точки зрения применение в сигма-дельта АЦП цифровых фильтров с конечной длительностью переходных процессов. В то же время применение цифрового фильтра нижних частот в составе

сигма-дельта АЦП вместо счётчика вызывает переходные процессы при изменении входного напряжения.

На рис.26 показана в упрощённом виде форма сигналов в характерных точках модулятора:

А – входной сигнал $U_{in}(t)$ и восстановленный $U'_{in}(t)$, подводимые к сумматору;

Б – разностный выходной сигнал сумматора;

В – сигнал с выхода компаратора;

Г – сигнал, поступающий на вход интегратора.

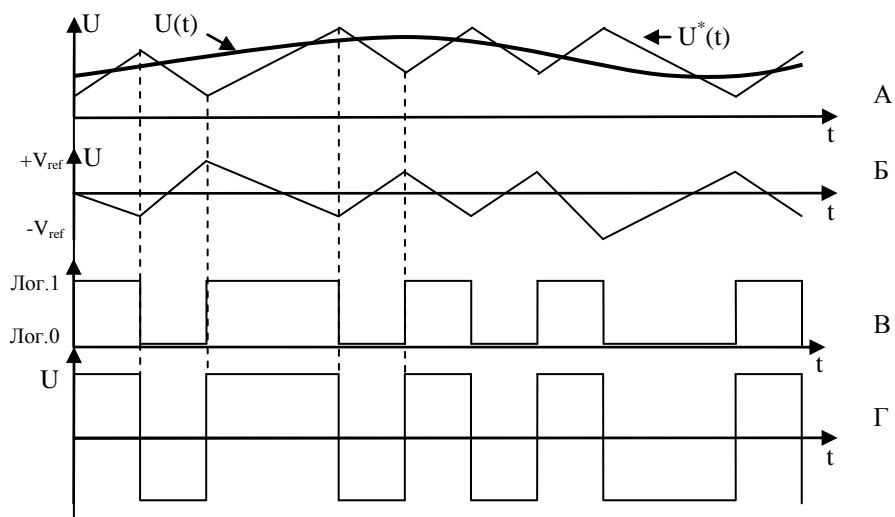


Рис. 26. Эпюры сигналов в узлах АЦП.

Из рисунка 26 видно, что для улучшения аппроксимации входного сигнала необходимо увеличить тактовую частоту. Вместе с тем анализ показывает, что улучшения аппроксимации можно добиться и не изменяя тактовой частоты. Необходимо, в зависимости от крутизны кривой сигнала в какой-либо точке (а значит и от ширины его спектра), изменять крутизну аппроксимирующего сигнала.

Схема принципиальная

Принципиальная электрическая схема сигма-дельта преобразователя, приложение 1, выполнена на дискретных элементах на основе структурной

схемы на рис. 25. Она включает в себя входной суммирующий усилитель DA1, интегратор на ОУ DA2, компаратор DA3, триггер управления DD4.1, коммутатор компенсирующего сигнала DD5, счётчик импульсов DD6, регистр хранения данных DD7, генератор импульсов на DD1.1, DD1.2, делитель на двоичном счётчике DD2, схема совпадений DD3, триггер сигнала готовности DD4.2, регистр хранения данных DD7.

Входной сигнал подаётся на вход сумматора DA1 (точки 1,2). На этот вход через R2, R3 постоянно подано напряжение смещения равное +1,25 В. При отсутствии входного сигнала (входное напряжение = 0) положительное напряжение смещения после инверсии с выхода DA1 подаётся на вход интегратора DA2 и происходит заряд конденсатора C2. Выходное положительное напряжение DA2 сравнивается на компараторе DA3 с уровнем нуля (вход 4 DA3 соединён с «аналоговой землей» AG) и на его выходе появляется высокий уровень, поступающий на вход D триггера DD5.1. Очередным импульсом генератора на DD1 этот уровень записывается в триггер и на его прямом выходе появляется логическая 1. Коммутатор DD5 подключает -2,5 В на вход DA1 и начинается разряд ёмкости интегратора C2. Через элемент совпадения на DD1.4 логические 1 поступают на счётчик DD6 с каждым тактовым импульсом и увеличивают его значение на выходе. При перезарядке C2 и появлении на выходе DA3 отрицательного напряжения компаратор DA4 переключается в логический 0. Этот 0 после записи в триггер DD5.1 изменяет состояние коммутатора, отключая -2,5 В от входа DA1 и препятствует подаче импульсов на счётчик. Начинается новый цикл заряда C2.

При подаче положительного напряжения на вход преобразователя C2 за период преобразования (256 тактовых импульсов тактового генератора на DD1.1, DD1.2) зарядится до более высокого напряжения и на его разрядку потребуется больше времени и, соответственно, больше единиц запишется в счётчик, а при отрицательном напряжении на входе – наоборот. После 256 импульсов тактового генератора единичный импульс (с выхода DD1.3) поступает на вход синхронизации DD4.2 и переписывает нулевой уровень с входа D на вы-

ход DD4.2, формируя сигнал готовности низкого уровня GOT, означающий конец цикла преобразования. Кроме того импульс с выхода DD1.3 делает следующее: записывает полученный код в регистр DD7 и обнуляет счётчик DD6. Внешним сигналом чтения READ (низкий уровень) считывает данные в память и одновременно по входу S сбрасывает триггер готовности в исходное состояние. Входное напряжение преобразователя выбрано равным. $\pm 1,25$ В. Частота тактового генератора 500 кГц. Время преобразования – 512 мкс. Аналоговая земля AG и цифровая земля DG для помехоустойчивости разведены отдельно и должны соединяются на блоке питания.

Описание устройства

Прибор состоит из корпуса с лицевой и задней панелью. На лицевой панели которого расположены :

- выключатель питания
- индикатор питания
- разъёмы для входного сигнала и выходного
- переключатель контрольных точек
- индикатор подключения контрольных точек
- сигналы с контрольных точек схемы можно наблюдать на экране осциллографа через выход «OUTPUT»
- переключатель режима работы

АЦП обладает следующими характеристиками:

- диапазон входных напряжений от -2.5 В до +2.5 В;
- разрядность 8 бит;
- частота преобразования 1.95 кГц;
- чувствительность 0.02 В;
- динамический диапазон 49 dB

Два режима работы:

- «КОМП» Цикл преобразования заканчивается сигналом готовности и ожиданием сигнала чтения
- «AUTO» Преобразования следуют одно за другим, не ожидая сигнала чтения ни от процессора, ни от компьютера

Задания

1. Пронаблюдать эпюры сигналов в зависимости от положений переключателя. Используя частотомер измерить частоту дискретизации и частоту преобразования.
2. Снять осциллограммы в контрольных точках указанных на принципиальной схеме. Пояснить полученные осциллограммы.
3. При помощи спектроанализатора получить спектр синтезируемых частот (максимальной, минимальной и любой частоты, находящейся между минимальной и максимальной). По полученным спектрам, для выбранной полосы частот, определить соотношение сигнал шум, динамический диапазон свободный от гармоник.

Список литературы

1. Райс В. Как работают аналогово-цифровые преобразователи и что можно узнать из спецификации на АЦП? – «Компоненты и технологии», № 3. –2005, 6 стр.
2. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники – М.: Мир, Бином – 2009. – 704с.
3. Никамин В.А. Аналого – цифровые и цифро – аналоговые преобразователи. Справочник. – М.: «Альтекс-А» – 2003. – 224с.
4. Голуб В.С. Сигма-дельта-модуляторы и АЦП – «Технология и конструирование в электронной аппаратуре», №4. – 2003. с. 35-41.
5. Шахнович И. Сигма-дельта АЦП архитектура, принципы, компоненты. «Электроника: Наука, Технология, Бизнес» №4. – 2006. с. 18-22.
6. W. Kester, J. Bryant Voltage-to-Frequency Converters MT-028 TUTORIAL. Analog Devices, Inc. Rev.A, 10/08, 7p.
7. W. Kester ADC Architectures III: Sigma-Delta ADC Basics MT-022 TUTORIAL. Analog Devices, Inc. Rev.A, 10/08, 12p.
8. Швец В., Нищирет Ю. Архитектура сигма-дельта АЦП и ЦАП // CHIP NEWS. 1998. № 2. С. 211.
9. Микушин А.В., Сажнев А.М., Сединин В.И. Цифровые устройства и микропроцессоры. СПб, БХВ-Петербург, 2010.
10. Угрюмов Е. П. Цифровая схемотехника. СПб, БХВ-Петербург, 2004.
11. Sigma-Delta (S-D) A/D Converters // New Product Applications — 1999, winter edition. — Analog Devices, 1998, pp. 3-113 – 3-143.
12. Application Note AN-283: Sigma-Delta ADCs and DACs // Applications Reference Manual. — Analog Devices, 1993, pp. 20-3 – 20-18.

13. Application Notes AN-388/AN-389: Using Sigma-Delta Converters // 1995 DSP/MSP Products Reference Manual. — Analog Devices, 1995, pp. 6-47 – 6-59.
14. [Сигма][дельта]-АЦП / Чувькин, Шахов, Ашанин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки .— 2007 .— №2 .— С. 67-79

Приложение 2 (Фотографии учебного стенда)

