

Глава 3	1
Аналого-цифровое и Цифро-аналоговое преобразование.....	1
Квантование	1

Глава 3

Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование

Большинство сигналов, с которыми непосредственно сталкиваются в науке и технике *continuous (непрерывны)*: интенсивность света, изменяющаяся с расстоянием; напряжение, изменяющееся во времени; скорость химической реакции, зависящая от температуры и т.д. Аналого-цифровое преобразование и Цифро-аналоговое преобразование (АЦП и ЦАП) – процессы, которые позволяют цифровым вычислительным машинам взаимодействовать с этими повседневными сигналами. Цифровая информация отличается от ее непрерывного партнера (аналогового сигнала) двумя важными свойствами: она *выбирается*, и она *квантуется*. И выборка и квантование ограничивают то, сколько информации цифровой сигнал может содержать. Эта глава - относительно *информационного управления*: понимания того, какую информацию Вы имеете потребность сохранить, и какую информацию Вы может позволить себе потерять. В свою очередь, это диктует выбор частоты выборки, число битов, и тип аналогового фильтра, необходимого для преобразования между аналоговыми и цифровыми областями.

Квантование

Сначала, немного пустяков. Как Вы знаете, компьютер это *digital computer (цифровая вычислительная машина)*, не *digit computer (пальцевая вычислительная машина)*. Обработанная информация называется *digital data (цифровыми данными)*, не *digit data (пальцевыми данными)*. Чем же тогда вообще называть аналого-цифровое преобразование: *digitize* и *digitization* скорее, чем *digitalize and digitalization*? Ответ ничем...

Когда электроника повернулась к изобретению цифровых технологий, предпочтительное название было уже использовано медициной почти столетие назад. *Digitalize* и *digitalization* подразумевали управление стимулированием работы сердца пальцеванием (дигиталисом).

На рисунке 3-1 показано аналого-цифровое преобразование типичных форм электронной волны. Рисунок (а) – аналоговый сигнал, который должен быть преобразован в цифровую форму. Как показано метками на графике, этот сигнал - *напряжение*, которое изменяется через какое-то *время*. Чтобы сделать числа проще, предположим, что напряжение может измениться от 0 до 4.095 вольт, соответствуя цифровым числам от 0 до 4095, которые будут произведены 12 разрядным устройством ввода графической информации (дигитайзером). Обратите внимание, блок-схема разбита на две секции, схему селективной задержки выборки (*sample-and-hold*), и аналого-цифровой преобразователь (АЦП) (на рисунке обозначен ADC). Из курса электроники Вы, вероятно, знаете, что селективная задержка нужна, чтобы сохранять постоянное напряжение АЦП, вводимое во время преобразования. Однако, *не это* повод показанного здесь; разбивка схемы преобразования на эти две ступени – важная теоретическая модель для понимания процесса преобразования в цифровую форму. Факт того, что случается, напоминает обычную электронику и является только удачным примером.

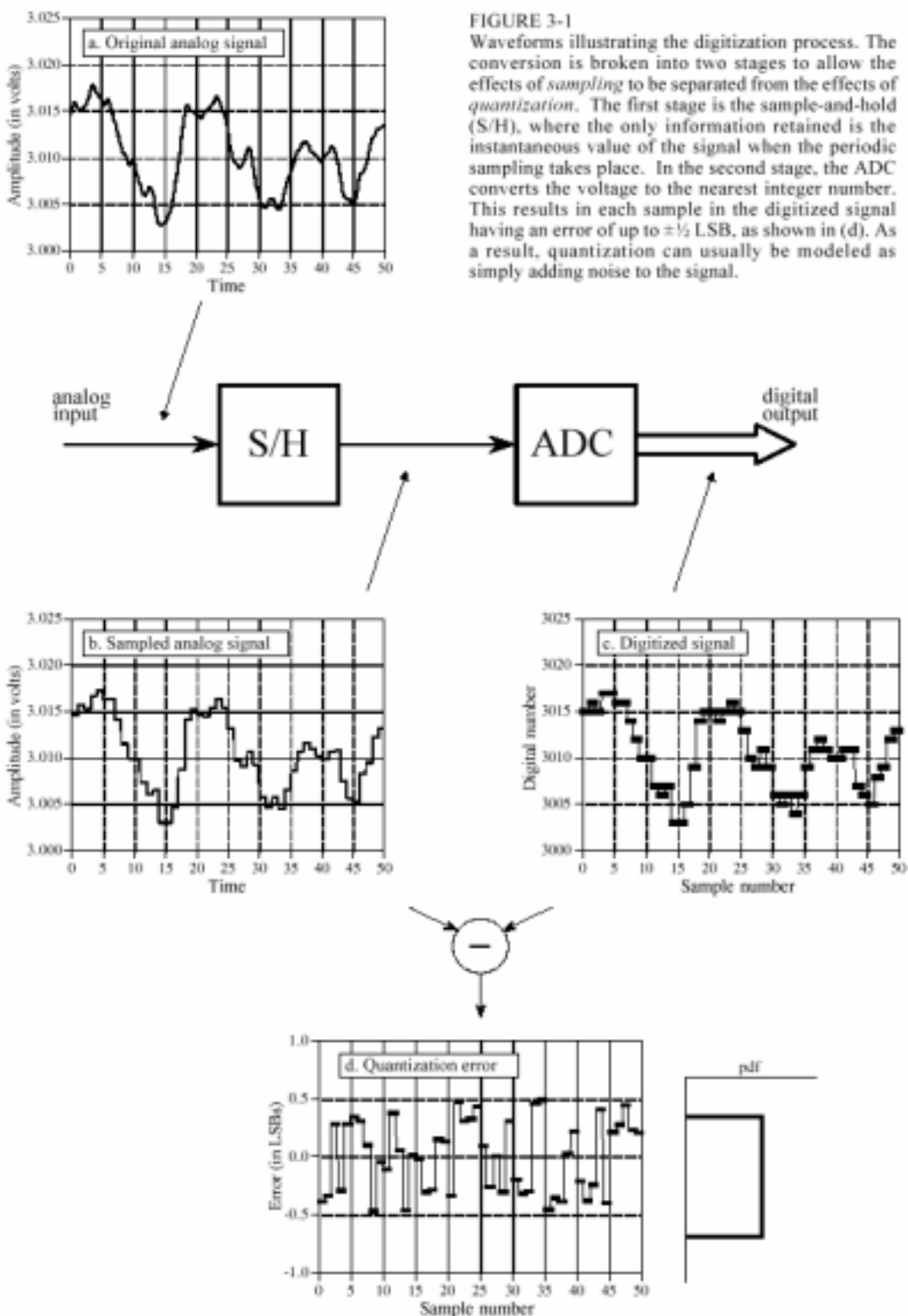


Рисунок 3-1

Формы волны, иллюстрирующие процесс оцифровывания.

Преобразование разбито на две ступени, чтобы отделить результаты осуществления выборки от результатов квантования. Первая ступень – селективная задержка (S/H), где единственная сохраненная информация - мгновенное значение сигнала, в момент периода времени осуществления выборки. Во второй ступени, аналого-цифровой преобразователь (DCA) преобразовывает напряжение в самое близкое целое число. Это приводит к каждой выборке в цифровом сигнале, имеющей ошибку до $\pm 1/2$ LSB. В результате, квантование может обычно моделироваться просто как *добавленный к сигналу шум* - в виде постоянной составляющей квантования, как показано на рис. (d)

Как видно из различия между (а) и (b), выходу селективной задержки позволяет изменяться только в периодических интервалах времени, в которых это сделано идентичным мгновенным значением входного сигнала. Изменения, которые происходят во входном сигнале между этими периодами квантования, полностью игнорируются. То есть *осуществление выборки* преобразовывает *независимую переменную* (в этом примере, *время*) из непрерывного в дискретное.

Как показано различием между (b) и (c), аналого-цифровой преобразователь производит целочисленные значения между 0 и 4095 для каждой из плоских областей в (b). Это вводит ошибку, так как каждое плато может быть *любым* напряжением от 0 до 4.095 вольт. Например, и 2.56000 вольт и 2.56001 вольт будут преобразованы в цифровое число 2560. Другими словами, **квантование** преобразовывает *зависимую переменную* (в этом примере *напряжение*) из непрерывного, в дискретное.

Обратите внимание, что мы тщательно избегаем сравнивать (а) и (с), поскольку это свалило бы осуществление выборки и квантование вместе. Важно, что мы анализируем их отдельно, потому, что они ухудшают сигнал различными способами, также как управляемы различными параметрами, существующими в электронике. Имеются также случаи, где одно используется без другого. Например, производство выборки без квантования используется в фильтрах управляемых конденсатором.

Сначала рассмотрим результаты квантования. Любая выборка в цифровом сигнале может иметь максимальную ошибку $\frac{1}{2}$ **LSB (Least Significant Bit – Наименьший Значащий Бит)**, жаргон для расстояния между смежными уровнями квантования). Рисунок (d) показывает ошибку квантования для этого специфического примера, найденного, вычитанием (b) из (c) с соответствующими преобразованиями. Другими словами, цифровой выходной сигнал (c), является эквивалентным непрерывному входному сигналу (b), *плюс* ошибка квантования (d). Важная особенность этого анализа - то, что ошибка квантования появляется очень подобной *случайным помехам*.

Это устанавливает стадию (ступень; этап) важной модели ошибки квантования. В большинстве случаев, *квантование не кончается ничем больше чем добавлением заданного количества случайного шума к сигналу*. Добавленный шум равномерно распределен между $\frac{1}{2}$ **LSB**, имеет среднее нуль, и стандартную девиацию $\frac{1}{\sqrt{12}}$ **LSB** (~ 0.29 **LSB**). Например, пропускание аналогового сигнала через 8 разрядный преобразователь (дигитайзер) прибавляет rms (root-mean-square – среднеквадратический) шум: $0.29/256$ или приблизительно $1/900$ значения полной шкалы. 12 разрядное преобразование добавляет шум: $0.29/4096 \approx 1/14,000$, в то время как 16 битное преобразование добавляет: $0.29/65536 \approx 1/227,000$. Так как ошибка квантования – произвольный шум, *число битов* определяет *прецизионность* данных. Например, Вы могли иметь задачу: "Мы увеличили прецизионность измерения от 8 до 12 битов".

Эта модель чрезвычайно значима, потому что случайный шум, сгенерированный квантованием просто добавляется, к какому бы то ни было шуму аналогового сигнала – уже подарок. Например, вообразите аналоговый сигнал с максимальной амплитудой 1.0 вольт, и среднеквадратичным значением случайного шума 1.0 милливольт. Оцифровывание этого сигнала 8 битами приводит к 1.0 вольту,

становящимся (соответствующим) цифровым числом 255, и 1.0 милливольту, становящимся (соответствующим) 0.255 LSB (наименьшего значащего бита). Как обсуждено в прошлой главе, сигналы случайного шума объединены добавлением их *variances* (*дисперсии - изменчивости*). То есть сигналы добавлены в квадратуре (сдвинуты по фазе на 90° : $\sqrt{A^2 + B^2} = C$). Поэтому полный шум на цифровом сигнале дается: $\sqrt{0.255^2 + 0.29^2} = 0.386$ LSB (младшего значащего бита). Это - увеличение над шумом приблизительно 50% уже в аналоговом сигнале. Оцифровывание этого же самого сигнала 12 битами не произведет фактически никакого увеличения в шуме, и *ничто* не будет потеряно из-за квантования. Когда сталкиваются с решением того, сколько битов необходимо в системе, задайте два вопроса: (1), сколько шума - *уже* подарок в аналоговом сигнале? (2), сколько шума *допускается* в цифровом сигнале?

Когда эта модель квантования не пригодна? Только, когда ошибка квантования не может быть обработана как случайная. Это случается когда аналоговый сигнал долго, в течение нескольких последовательных выборок, остается в относительно одинаковом значении, как иллюстрировано на рис. 3-2а. Выход пребывает в состоянии, *увязшем* на одном и том же дискретном значении для многих последовательных выборок, даже если аналоговый сигнал изменяется на $\pm 1/2$ LSB. Ошибка квантования теперь напоминает пороговый эффект или ступенчатое искажение (ступеньки на сигнале).

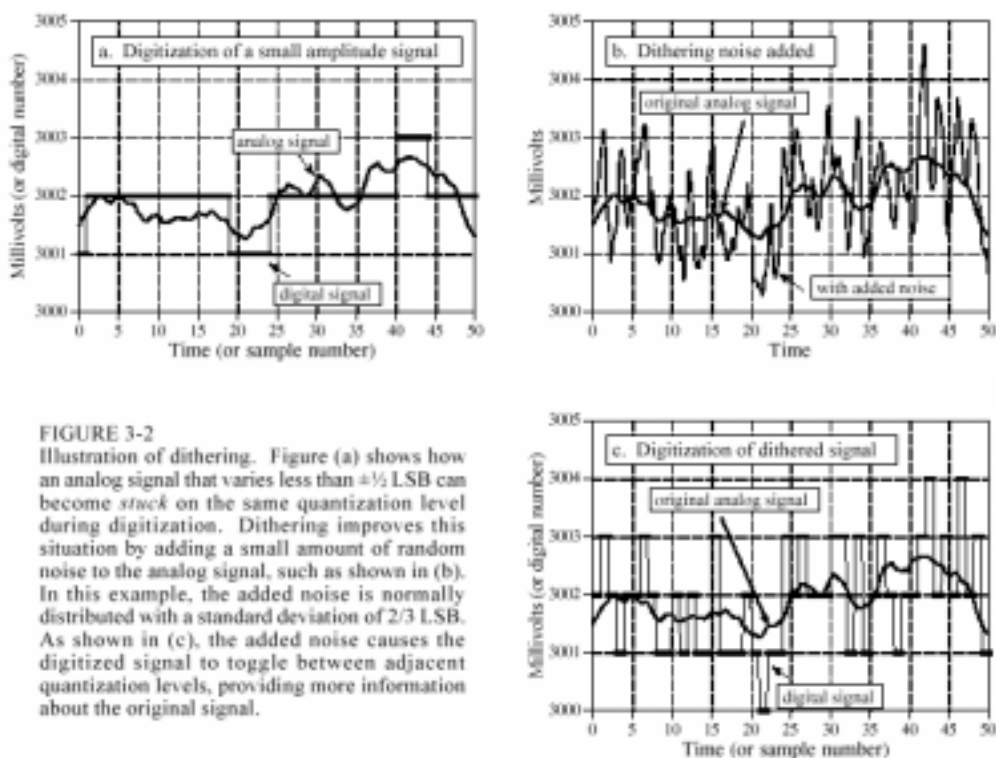


Рисунок 3-2

Иллюстрация добавления псевдослучайного сигнала. Рисунок (а) показывает, как аналоговый сигнал, изменяющийся меньше чем $1/2$ LSB, может увязнуть на одном и том же уровне квантования в течение оцифровывания. Добавление псевдослучайного сигнала улучшает это местоположение, прибавляя небольшое количество случайного шума к аналоговому сигналу, типа показанного на рис (b). В этом примере, добавленный шум обычно нормализуется среднеквадратичным отклонением $2/3$ LSB. Как показано на рис. (c), добавленный шум вызывает захват цифрового сигнала между смежными уровнями квантования, обеспечивая большее количество информации относительно исходного сигнала.

Dithering (*добавление псевдослучайного сигнала; случайного шума*) – обычная методика для улучшения преобразования в цифровую форму этих медленно изменяющихся сигналов.

Как показано рисунком. 3-2b, маленькое количество случайного шума (флуктуаций) добавлено к аналоговому сигналу. В этом примере, добавленный шум обычно распределяется со среднеквадратичным отклонением $\frac{2}{3}$ LSB, приводя к размаху амплитуды приблизительно 3 LSB (3 наименьших значащих бита). Рисунок (с) показывает, как добавление этого шума псевдослучайного сигнала воздействовало на цифровой сигнал. Даже, когда первоначальный аналоговый сигнал изменяется, меньше чем на величину ограниченную $\pm\frac{1}{2}$ LSB, добавленный шум принуждает цифровой выход к беспорядочному переключению между смежными уровнями.

Чтобы понять, как это улучшает ситуацию, вообразите, что входной сигнал – постоянное аналоговое напряжение 3.0001 вольта, делая это на десятой части пути между цифровыми уровнями 3000 и 3001. Без добавления псевдослучайного сигнала (шума), взятие 10,000 выборок этого сигнала произвело бы 10,000 идентичных чисел, из всех 3000 имеющихся значений. Затем, мысленно, повторите эксперимент, подмешивая маленькое количество псевдослучайного шума. Теперь 90% из этих 10,000 значений, сгенерированных между двумя (или больше) уровнями, будут иметь значение 3000, и 10 %, будут иметь значение 3001. Взятие среднего всех 10,000 значений приведет к чему-то близкому к 3000.1. Даже притом, что отдельное измерение имеет свойственное ограничение $\pm\frac{1}{2}$ LSB, статистика большого количества выборок может быть сделана намного лучше. Это - весьма странная ситуация: *добавление шума обеспечивает подробную информацию.*

Цепи для добавления псевдослучайного сигнала могут быть весьма сложными, типа использования компьютера, чтобы генерировать случайные числа, и затем прохождение их через ЦАП, чтобы произвести добавленный шум. После преобразования в цифровую форму (оцифровки), компьютер может *вычитать* случайные числа из цифрового сигнала, используя арифметику с плавающей точкой. Эта изящная методика называется **subtractive dither** (**вычитание добавленного псевдослучайного сигнала**), но используется только в наиболее сложных системах. Самый простой метод, хотя не всегда возможный, состоит в использовании для добавления псевдослучайного сигнала, шума – уже существующего в аналоговом сигнале.

Выборочная Теорема

Определение *надлежащего осуществления выборки* весьма просто. Предположим, что Вы отбираете непрерывный сигнал некоторым способом. Если Вы можете точно восстановить аналоговый сигнал из выборок, Вы, должно быть, сделали осуществление выборки *должным образом*. Даже если дискретные данные кажутся запутанными или неполными, если Вы можете обратить процесс, значит, ключевая информация была зафиксирована,.

На рисунке 3-3 показано несколько синусоид до и после оцифровывания. Непрерывная линия представляет аналоговый сигнал, вводимый в АЦП, в то время как квадратные маркеры представляют цифровой сигнал, очерчиваемый АЦП. На рис. (а), аналоговый сигнал постоянного тока, косинус волны частотой 0 Гц. Поскольку аналоговый сигнал – ряд прямых линий между каждой из выборок, (с) АВТЭКС, Санкт-Петербург, <http://www.autex.spb.ru>, e-mail: info@autex.spb.ru

вся информация, необходимая для восстановления (воспроизводства) аналогового сигнала содержится в цифровых данных. Согласно нашему определению, это – *надлежащее осуществление выборки*.

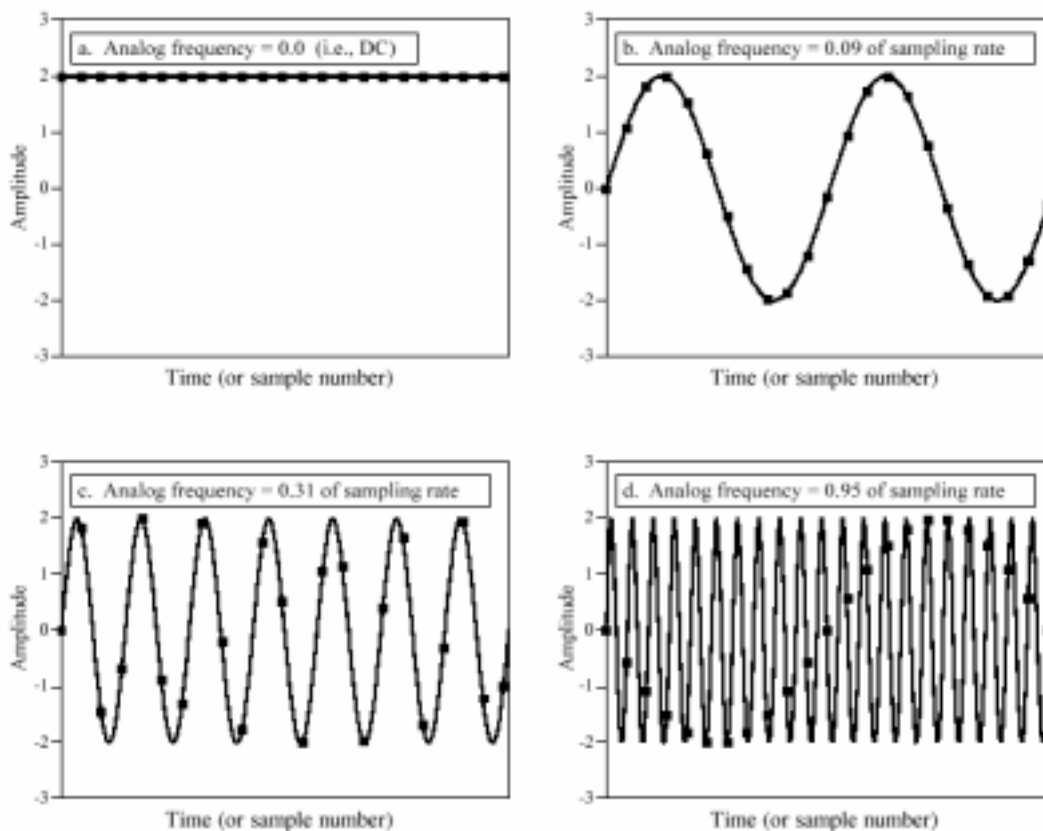


Рисунок 3-3.

Иллюстрация надлежащего и ненадлежащего осуществления выборки.

Непрерывный сигнал выбран *должным образом*, если выборки содержат всю информацию, необходимую для восстановления первоначальной формы волны. Рисунки (a), (b), и (c) иллюстрируют *надлежащее осуществление* выборки трех синусоидальных волн. Это конечно не очевидно, так как выборки в сигнале (c) делаются, кажется, даже не фиксируя очертания формы волны. Тем не менее, каждый из этих непрерывных сигналов формируется уникальными взаимно однозначными парами с ее образцом (конфигурацией) выборки. Это гарантирует, что реконструкция (восстановление аналогового сигнала) может иметь место. В (d), частота аналоговой синусоидальной волны больше частоты Найквиста (половины выборочной частоты). Это приводит к **наложению спектров**, где частота выборки данных отличается от частоты непрерывного сигнала. Так как наложение спектров разрушило информацию, исходный сигнал не может быть восстановлен из этих выборок.

Синусоида, показанная на рис. (b) имеет частоту 0.09 от выборочной частоты (частоты дискретизации). Это могло бы представлять синусоидальную волну, например, 90 циклов/секунду, совокупностью 1000 выборок/секунду. Выражаясь другим образом, каждый полный цикл синусоиды имеется 11.1 принятых выборок. Эта ситуация усложнена больше чем предыдущий случай, потому что аналоговый сигнал не может быть восстановлен, просто выводя рисунок как прямые линии между точками данных. Эти выборки *должным образом* представляют аналоговый сигнал? Ответ ДА, потому что никакая другая синусоида, или комбинация синусоид, не произведет этот образец выборок (в пределах приемлемого ограничения указанного ниже). Эти выборки соответствуют только одному аналоговому сигналу, и поэтому аналоговый сигнал

может быть точно восстановлен. Опять, частный случай (вариант) *надлежащего осуществления выборки*.

На рис. (с), ситуация сделана еще более трудной, увеличением частоты синусоиды до 0.31 частоты дискретизации (частоты выборок). Это приводит только к 3.2 выборкам за период цикла синусоиды. Имеющиеся выборки настолько разрежены, что они появляются, не следуя даже за общим трендом (тенденцией) аналогового сигнала. Эти выборки должным образом представляют аналоговую форму волны? И опять ответ ДА, и по той же самой причине. Эти выборки – уникальное представление аналогового сигнала. В цифровых данных содержится вся информация, необходимая для восстановления непрерывной формы волны. Каким способом это сделать, будет обсуждено позже в этой главе. Очевидно, это должно быть более сложно, чем только рисунок прямых линий между точками данных. Столь же странно, *как это кажется*, но согласно нашему определению это *надлежащее осуществление выборки*.

На рис. (d), аналоговая частота смещена еще выше в 0.95 частоты выборок (частоты дискретизации), т.е. 1.05 выборок в цикл синусоиды. Эти выборки должным образом представляют данные? Ответ: *НЕТ!* Выборки *представляют* синусоиду, отличную от синусоиды содержащейся в аналоговом сигнале. В частности частота оригинальной (первоначальной) синусоидальной волны 0.95 от частоты дискретизации, искажается - превращаясь в цифровом (дискретном) сигнале в синусоидальную волну частотой 0.05 от частоты дискретизации. Этот феномен (явление), изменения частоты синусоид в течение осуществления выборки (искажение сигнала, вызванное недостаточно высокой частотой дискретизации) называется ***aliasing*** (**наложением спектров; эффектом наложения частот; смешиванием (искажением частот)**). Так же, как преступник мог бы взять вымышленное имя или тождественно (*псевдоним*), синусоида принимает другую частоту (**псевдочастоту**), которая не ее собственная. Так как в этом случае цифровые данные однозначно не связаны со специфическим аналоговым сигналом, однозначная реконструкция невозможна. В полученных дискретных данных не имеется ничего, чтобы можно было предположить, что первоначальный аналоговый сигнал имел частоту 0.95, а, не 0.05. Синусоида скрыла его правильность полностью; преступление было совершено идеально! Согласно нашему определению, это - пример *ненадлежащего осуществления выборки*.

Эта линия рассуждений ведет к очередной вехе в ЦОС, ***Выборочной теореме***. Часто она называется **выборочной теоремой Шеннона**, или **Выборочной теоремой Найквиста** – после авторского издания темы в 1940-ых. *Выборочная теорема гласит*, что непрерывный сигнал может отбираться *должным образом*, если только он не содержит *частотные компоненты выше половины частоты замеров (частоты дискретизации)*. Например, интенсивность замеров 2,000 выборок в секунду требует, чтобы аналоговый сигнал был составлен из частот ниже 1000 циклов/секунду. Если в сигнале *будут* присутствовать частоты выше этого предела, они будут псевдонимами частот между 0 и 1000 циклов/секунду (псевдочастотами; побочными низкочастотными составляющими в спектре дискретизированного сигнала), объединяясь с любой информацией, которая была там законно.

При обсуждении выборочной теоремы широко используются два термина: **Частота Найквиста** и **Условие Найквиста**. К сожалению, их значение не

стандартизировано. Чтобы понять это, рассмотрите аналоговый сигнал, составленный из частот от постоянного тока и до 3 кГц (0 - 3 кГц). Чтобы *должным образом* оцифровать этот сигнал, должно отбираться 6,000 выборок/секунду (частота дискретизации 6 кГц) или выше. Предположим, что мы будем отбирать 8,000 выборок/секунду (8 кГц), позволяя частотам от 0 (постоянного тока) до 4 кГц быть *должным образом* представленными. В этой ситуации важны четыре частоты:

- (1) *самая высокая частота* в сигнале, 3 кГц;
- (2) *удвоенная частота*, 6 кГц;
- (3) *частота замеров* (выборки), 8 кГц; и
- (4) *половина частоты замеров*, 4 кГц.

Которая из этих четырех частот является **Частотой Найквиста**, а которая **Условием Найквиста**? **Что из них что?** спросите Вы! Используются все возможные комбинации. К счастью, большинство авторов осторожны в том, как они используют термины. В этой книге, оба термина используются, чтобы означать одно – *половину частоты выборки* (частоты дискретизации).

На рисунке 3-4 показано, как частоты изменены при недостаточно высокой частоте дискретизации сигнала. Важно помнить – что цифровой сигнал *не может* содержать частоты выше 1/2 частоты замеров, (т.е. есть *частота Найквиста/частота выборки* = 1/2). Когда частота незатухающей волны ниже Частоты Найквиста, частота дискретных данных – соответствующая. Однако, когда частота непрерывного сигнала выше Частоты Найквиста, *наложение спектров меняет* частоту, на какую то другую, которая может быть представленной в дискретных (цифровых) данных.

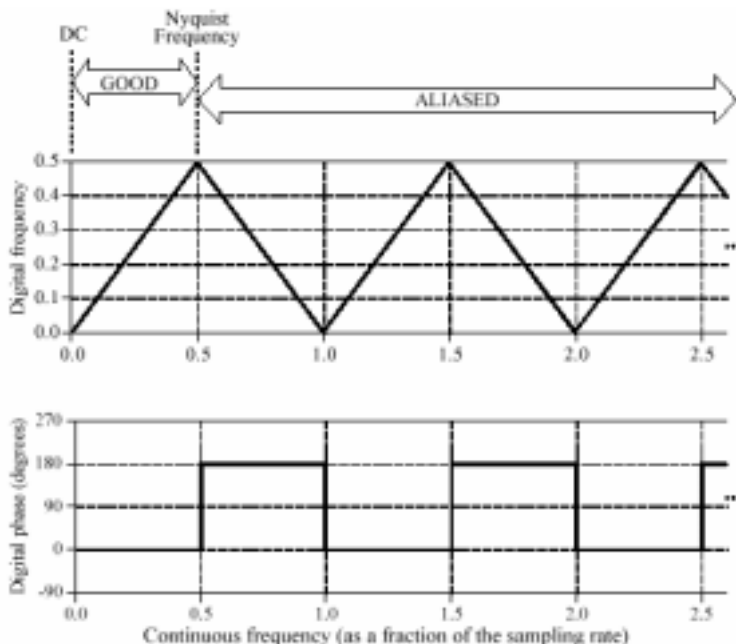


Рисунок 3-4

Преобразование аналоговой частоты в цифровую частоту в течение осуществления выборки. Непрерывные сигналы с частотой меньшей, чем половина частоты выборки (частоты дискретизации) непосредственно преобразованы в соответствующую цифровую частоту. При сигналах имеющих частоту выше половины частоты дискретизации, имеет место наложение спектров (псевдоним), приводя к искаженной в цифровых данных частоте. Наложение спектров всегда изменяет более высокую частоту в более низкую между 0 и 0.5. Кроме того, *наложение спектров* может также изменять фазу сигнала на 180°.

Как показано на рис. 3-4 зигзагообразной линией, каждая непрерывная частота выше Частоты Найквиста имеет соответствующую ей цифровую частоту между нулем и половиной частоты выборок (частоты дискретизации). Если, случается, имеется синусоида уже в этой более низкой частоте, смешанный сигнал добавится к этому, приводя к потере информации. *Наложение спектров* – двойная беда; информация может быть потеряна и относительно высоких и более низких частот. Предположим, Вам дают цифровой сигнал, содержащий частоту 0.2 частоты замеров. Если этот сигнал был получен надлежащим осуществлением выборки, первоначальный аналоговый сигнал *должен* иметь частоту 0.2. Если, в течение осуществления выборки, имело место совмещение имен, цифровая частота 0.2 могла бы исходить из любого из бесконечного (неограниченного) числа частот в аналоговом сигнале: 0.2, 0.8, 1.2, 1.8, 2.2... .

Так же, как наложение спектров в течение осуществления выборки может менять частоту, оно может изменять *фазу*. Например, вернитесь назад к рис. 3.3(d). Смешанный (искаженный) цифровой сигнал *инвертирован* относительно первоначального аналогового сигнала; первый – синусоидальная волна, в то время как другой – противофазная синусоидальная волна. Другими словами, наложение спектров (эффект наложения частот) изменяет представленную частоту и сдвигает фазу на 180° . Возможны только два сдвига фаз: 0° (нет сдвига фаз) и 180° (инверсия). Нулевой сдвиг фаз происходит для аналоговых частот 0 - 0.5, 1.0 - 1.5, 2.0 - 2.5, и т.д. Перевернутая фаза происходит для аналоговых частот 0.5 - 1.0, 1.5 - 2.0, 2.5 - 3.0, и так далее.

Теперь погрузимся в более детальный анализ осуществления выборки и того, как происходит наложение спектров. Наша полная цель состоит в том, чтобы понять то, что случается с информацией, когда сигнал преобразован из непрерывного сигнала в дискретную форму. Проблема состоит в том, что эти сигналы - очень различные вещи; первый - *непрерывная форма волны*, в то время как другой - *массив чисел*. Это сравнение “яблока с апельсином” делает анализ, очень трудным. Решение состоит в том, чтобы представить теоретическую концепцию называемую **impulse train** (**импульсной последовательностью**).

Рисунок 3-5а показывает пример аналогового сигнала. Рисунок (с) показывает выборочный сигнал, используя импульсную последовательность. Импульсная последовательность - непрерывный сигнал, состоящий из ряда узких выбросов (импульсов), которые соответствуют исходному сигналу в моменты выборки. Каждый импульс элементарно узкий, концепция, которая будет обсуждена в Главе 13. Между этими интервалами дискретизации (выборок) значение формы волны нулевое. Имейте в виду, что импульсная последовательность - *теоретическая* концепция, а не форма волны, которая может существовать в электронной схеме. С тех пор и первоначальный аналоговый сигнал и импульсная последовательность - непрерывные формы волны, мы можем делать между ними сравнение – сравнивая “яблоко с яблоком”

Теперь мы должны исследовать отношения между импульсной последовательностью и дискретным сигналом (массивом чисел). Этот просто; в терминах *объема*(содержания) *информации*, они *идентичны*. Если известен один, тривиально вычислить другой. Думайте о них как о различные концах моста, пересекающего аналоговый и цифровой миры. Как только Вы поймете

последствия изменения формы волны показанной на рис. 3-5а в форму волны, показанную на рис. 3.5с, это значит, что мы достигли нашей цели полностью.

На рис. 3-5, в левом столбце показаны три формы непрерывной волны, а в правом столбце отображены соответствующие *частотные спектры* этих сигналов. Эта концепция должна быть Вам знакома из электроники; каждая форма волны может рассматриваться как синусоида, составленная изменением амплитуды и частоты. Более поздние главы обсудят частотную область (частотный домен) подробно. (После более детального знакомства с частотными спектрами Вы можете вернуться к этому обсуждению).

Рисунок (а) показывает аналоговый сигнал, выбор которого мы желаем произвести. Как обозначено его частотным спектром в (b), он составлен только из частотных компонентов между 0 и приблизительно $0.33 f_s$, где f_s - выборочная частота, которую мы предполагаем использовать. Например, это может быть речевой сигнал, который был фильтрован, для удаления частот более чем 3.3 кГц. Соответственно, наша задуманная выборочная частота f_s была бы 10 кГц (10,000 выборок/сек.).

Выборка сигнала показанного в (а), используя импульсную последовательность (ряд) производит сигнал, показанный в (с), и его частотный спектр, показанный в (d). Этот спектр - *дублирование (повторение; копирование)* спектра исходного сигнала. Каждое множество частот выборки, f_s , $2f_s$, $3f_s$, $4f_s$, и т.д. (1я выборка, 2 выборка, 3 выборка, 4 выборка и т.д.), принятая *копия* и *left-for-right flipped перевернутая (зеркально отраженная) слева-справа копия* оригинального спектра частот. Копия называется **верхней боковой** полосой, в то время как зеркально отраженная (перевернутая) копия называется **нижней боковой** полосой. Осуществление выборки генерировало *новые* частоты. Является ли это надлежащим осуществление выборки? Ответ - **да**, потому что сигнал в (с) может быть преобразован назад в сигнал в (а), устраняя все частоты выше $1/2 f_s$. То есть аналоговый фильтр нижних частот преобразует импульсную последовательность, (b), обратно в первоначальный аналоговый сигнал, (а).

Если Вы уже знакомы с основами ЦОС, имеется техническое объяснение того, почему это спектральное дублирование происходит. (Если Вы плохо знакомы с ЦОС – игнорируйте этот параграф). В домене времени выборка – осуществление выборки достигнуто, умножая(мультиплицируя) исходный сигнал импульсной последовательностью выбросов *амплитуды единицы* (или единиц амплитуды?), исходный сигнал. Этот спектр частот этой импульсной последовательности амплитуды единицы (или единиц амплитуды?), – так же импульсная последовательность амплитуды единицы (или единиц амплитуды?), с выбросами (пиками), происходящими (появляющимися) составленными из частоты выборок, f_s , $2f_s$, $3f_s$, $4f_s$, и т.д. (*с выбросами, встречающимися в кратных числах частоты посылок(выборочной частоты) f_s , $2f_s$, $3f_s$, $4f_s$, и т.д.*) – синим два варианта перевода???

Когда сигналы двух временных доменов (временных интервалов) умножены (мультиплицированы, сложены, составлены?), их частотные спектры свернуты. Это приводит к оригинальному (первоначальному) спектру, дублируемому к расположению каждого выброса в спектре импульсной последовательности. Просмотр исходного сигнала как составленного из и положительных и отрицательных частот поясняет верхние и нижние боковые полосы,

соответственно. Это – то же самое что амплитудная модуляция, обсужденная в Главе 10.

На рисунке (е) показан пример *ненадлежащего осуществления выборки*, следствия слишком низкой частоты дискретизации (частоты выборок). Аналоговый сигнал все еще содержит частоты до 3.3 кГц, но частота выборок была понижена до 5 кГц. Обратите внимание, в (f) что f_s , $2f_s$, f_s ... по горизонтальной оси в (f), расположены ближе, чем в (d), показывая проблему: дублированные части спектра вторглись в зону между нулем и половиной частоты посылок. Хотя рисунок (f) показывает эти перекрывающиеся (наложенные) частоты сохраненной их разобщенной идентичностью, в фактической практике составленные вместе они формируют единый перепутанный (смешанный, беспорядочный) сигнал. Так как не имеется способа отделить накладывающиеся частоты, информация потеряна, и исходный сигнал не может быть восстановлен. Это наложение происходит, когда аналоговый сигнал содержит частоты больше чем половина частоты выборки выборок, то есть мы доказали выборочную теорему.

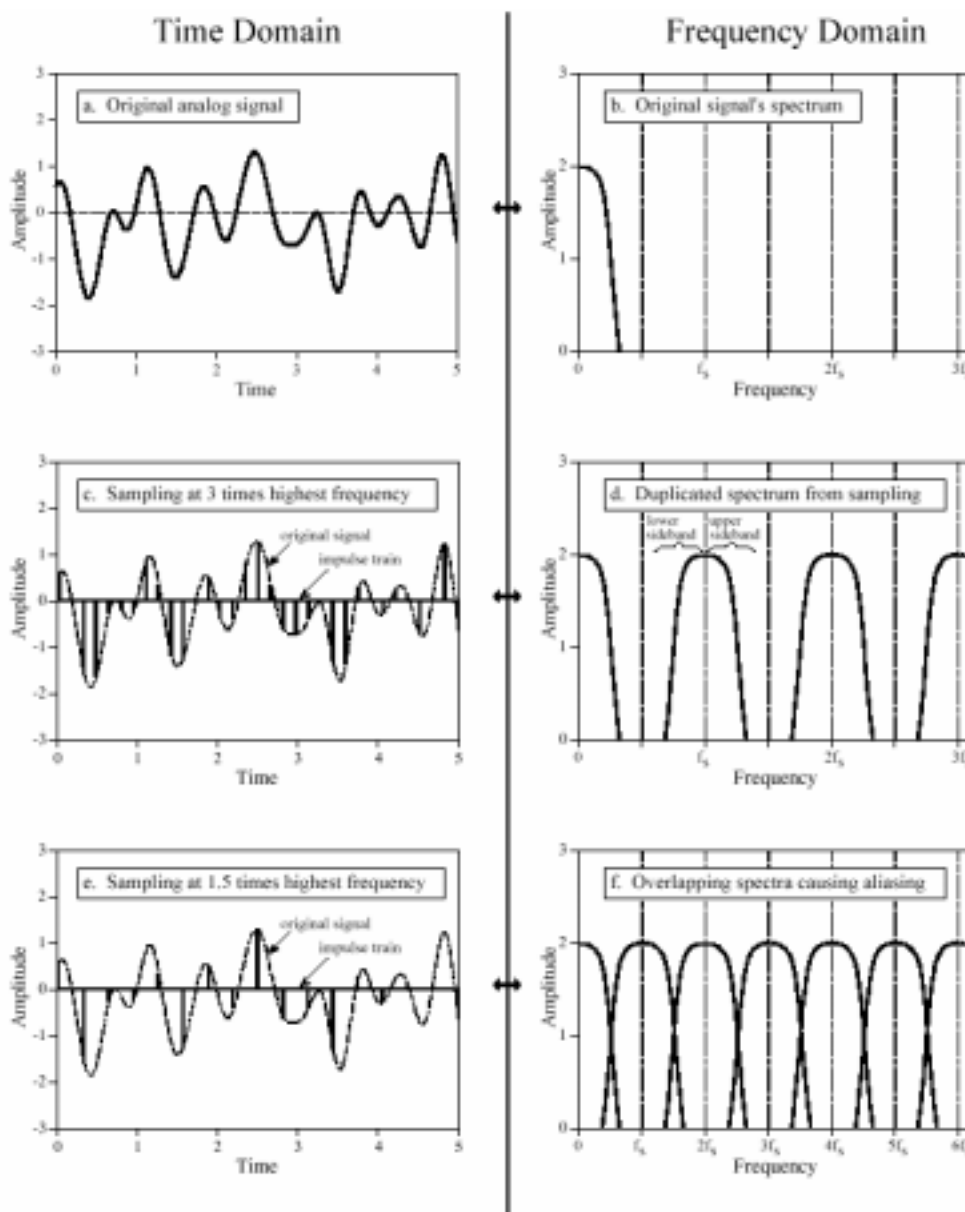


Рисунок 3-5

Выборочная теорема в доменах времени и частоты.

Рисунки (а) и (b) показывают аналоговый сигнал, составленный из частотных компонентов между нулем и 0.33 частоты посылки, f_s . В (c), аналоговый сигнал дискретный, преобразованный в эту импульсную последовательность. В частотной области (домене), (d), это приводит к спектру, дублируемому в бесконечное число верхних и нижних боковых полос. Так как первоначальные частоты в (b) не искажены, в (d) имело место, *надлежащее* осуществление выборки. На сравнении, аналоговый сигнал в (e) дискретный в 0.66 частоты посылки - значение, *превышающее* частоту Найквиста. Это приводит к совмещению имен, наложению боковых полос в (f).

Цифро-аналоговое преобразование

В теории, самый простой метод цифро-аналогового преобразования (ЦАП) состоит в том, чтобы переместить выборки от памяти и преобразовывать их *импульсную последовательность*. Это иллюстрировано на рис. 3-6а, с соответствующим спектром частот на рис 3-6(b). Как только он описан, оригинальный (первоначальный) аналоговый сигнал может быть полностью восстановлен, пропуская эту импульсную последовательность через фильтр нижних частот, с частотой среза равной половине частоты выборки (дискретизации). Другими словами, *исходный сигнал и импульсная последовательность* имеют идентичные частотные спектры ниже частоты Найквиста (половины частоты выборки). В верхних частотах, импульсная последовательность содержит дублирование этой информации, в то время как первоначальный аналоговый сигнал не содержит ничего, (это предполагая что совмещение имен не имело места).

Трудно генерировать требуемые узкие электрические импульсы чисто математическими методами. Чтобы обойти это, почти все ЦАПы работают, поддерживая последнее (прошрое) значение, пока не будет получена следующая выборка. Это называется **zeroth-order hold (задержкой нулевого-порядка)**, эквивалент селективной задержки (sample-and-hold) ЦАП, используемой в течение аналого-цифрового преобразования. (Задержка первого-порядка (first-order hold) – прямые линии между точками, хранение второго-порядка (second-order hold) использует параболы, и т.д.) Задержка нулевого-порядка производит ступенчатый вид, показанный на рис. 3-6(c).

В частотном домене (области), задержка нулевого-порядка приводит к спектру импульсной последовательности, *мультиплицированной (умноженной)* кривой показанной темной на рис.3-6(d), данной уравнением:

УРАВНЕНИЕ 3-1

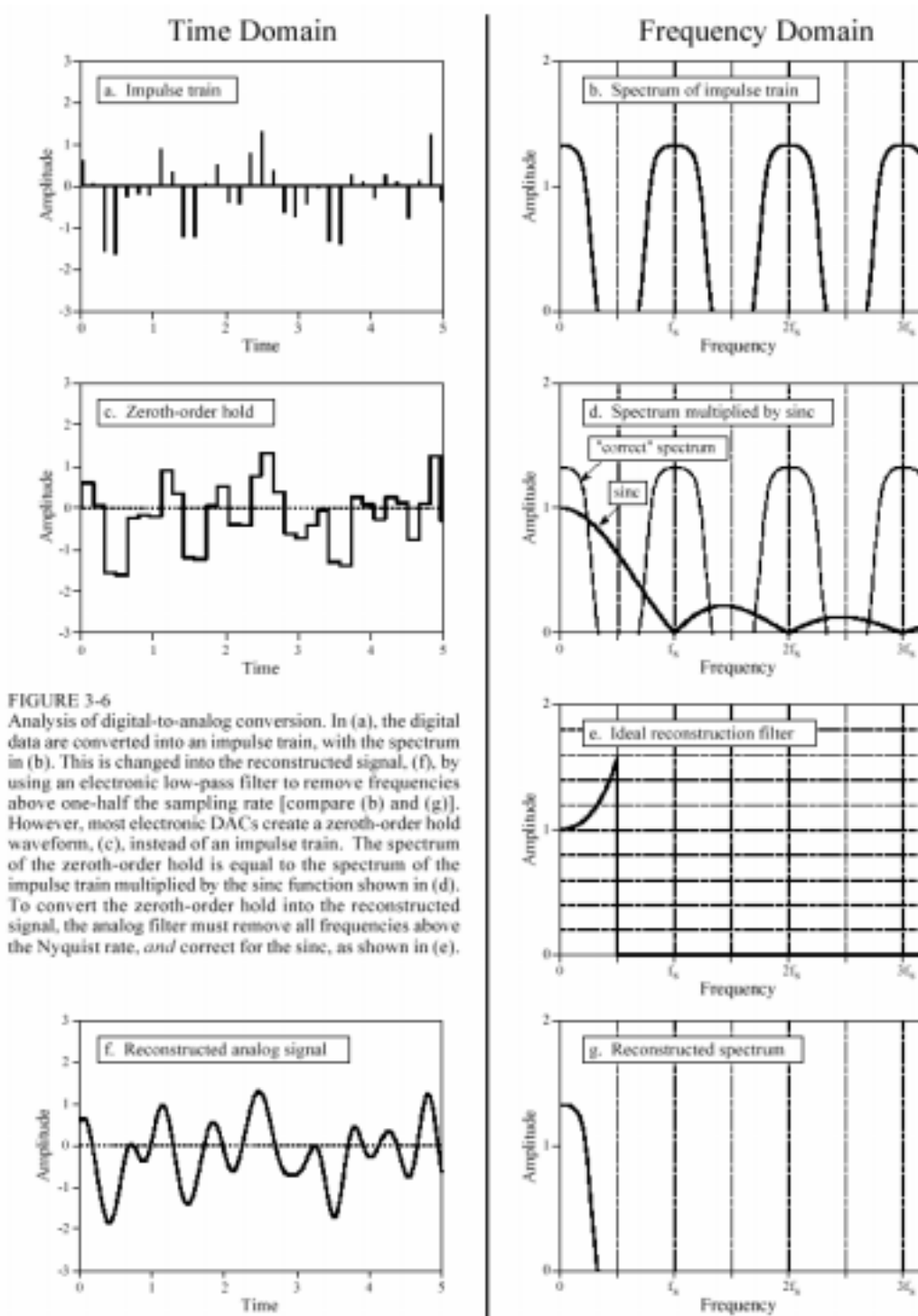
Приведение амплитуды высокой частоты благодаря задержке нулевого-порядка. Эта кривая нанесена на график, показанный на рис. 3-6d. Частота посылки представлена $f(s)$. Для $f = 0$, $H(f) = 1$.

$$H(f) = \left| \frac{\sin(\pi f/f_s)}{\pi f/f_s} \right|$$

Это имеет общую форму: $\sin(\pi x)/\pi x$ называемой **sinc функцией** или **sinc(x)**. Sinc функция очень обычна в ЦОС, и будет обсуждена более подробно в последующих главах. Если Вы уже имеете подготовку в этом материале, *задержка нулевого-порядка* может быть понята, как *свертка* импульсной последовательности прямоугольным импульсом, имеющим ширину равную выборочному периоду. Это приводит к частотной области(домену), *мультиплицируемой (умножаемой)* трансформантой Фурье (преобразованием Фурье) прямоугольного импульса, то есть, функции sinc. В рис. (d), светлая линия

показывает спектр частот импульсной последовательности ("корректный" спектр), в то время как темная линия показывает sinc. Спектр частот сигнала задержки нулевого-порядка равен произведению (продукту?, результату?) этих двух кривых.

Аналоговый фильтр предназначен для преобразования сигнала задержки нулевого-порядка, (c), в восстановленный сигнал, (f), и должен делать две вещи: (1) удалять все частоты выше половины частоты выборок (интенсивности); (2) стимулировать (поднимать частотную характеристику; усиливать) частоты обратной величиной эффекта хранения нулевого-порядка, то есть, $1/\text{sinc}(x)$. Это составляет усиление приблизительно 36% в половине амплитудной частоты. Рисунок (e) показывает идеальную частотную характеристику этого аналогового фильтра.



(c) f

Рисунок 3-6.

Анализ цифро-аналогового преобразования.

В (а), цифровые данные преобразованы в импульсную последовательность, со спектром в (b). Это изменено в восстановленный сигнал, (f), используя электронный фильтр нижних частот, чтобы удалить частоты выше половины частоты дискретизации [сравниваются (b) и (g)]. Однако, наиболее сложные электронные ЦАП создают форму волны хранения нулевого-порядка, (c), вместо импульсной последовательности. Спектр хранения нулевого-порядка равен спектру импульсной последовательности, умноженной функцией sinc , показанной в (d). Чтобы преобразовывать хранение нулевого-порядка в восстановленный сигнал, аналоговый фильтр должен удалить все частоты выше частоты Найквиста, и правильно (корректно) для sinc , как показано в (e).

Это частотное стимулирование $1/\text{sinc}(x)$ (подъем частотной характеристики) может быть обработано четырьмя способами: игнорируют это и принимают последствия; (2) проектируют аналоговый фильтр, чтобы включить $1/\text{sinc}(x)$ зависимость (амплитудно-частотную характеристику?); (3) используют причудливую (хитроумную) методику *multirate*, описанную в этой главе позже, или (4) делают исправление в программном обеспечении перед цифро-аналоговым преобразованием (см. Главу 24).

Перед оставлением этого раздела на осуществлении выборки, мы должны рассеять существующий миф относительно аналоговых сигналов против цифровых. Как показала эта глава, количество информации, которое несет в цифровой сигнал ограничено двумя способами: В первых, число битов в секунду в выборке ограничивает *разрешение* зависимой переменной. То есть маленькие изменения в амплитуде сигнала могут быть потеряны в шуме квантования. Во вторых, частота выборок (частота дискретизации) ограничивает *разрешение независимой* переменной, то есть, близко расположенные события в аналоговом сигнале могут быть потеряны между выборками. Это - другой путь высказывания того, что частоты выше половины частоты выборок потеряны.

Существует миф: "Так как аналоговые сигналы используют непрерывные параметры, они имеют бесконечно хорошее разрешение, и в зависимой и в независимой переменной". Не истина! Аналоговые сигналы ограничены теми же самыми двумя проблемами, которые присущи цифровым сигналам: *noise* (шум) и *bandwidth* (ширина полосы; самая высокая частота, позволенная в сигнале). Шум в аналоговом сигнале ограничивает измерения амплитуды волны, так же, как это делает шум квантования в цифровом сигнале. Аналогично, способность отделить близко расположенные события в аналоговом сигнале зависит от самой высокой разрешенной частоты волны. Чтобы понимать это, вообразите аналоговый сигнал, содержащий два близко расположенных импульса. Если мы пропускаем сигнал через фильтр нижних частот (удаляющий высокие частоты), импульсы затушаются в одиночную кляксу (пятно). Например, аналоговый сигнал, сформированный из частот от 0 кГц (постоянного тока) до 10 кГц будет иметь *точно* то же самое разрешение как цифровой сигнал, выборкой (частотой дискретизации) в 20 кГц. Так должно быть, так как выборочная теорема гарантирует, что эти два сигнала содержат ту же самую информацию.

Аналоговые Фильтры для Преобразования данных

Рисунок 3-7 показывает, блок-схему системы ЦОС, как *выборочная теорема диктует это, должно быть*. Перед аналого-цифровым преобразованием, входной сигнал обработан электронным фильтром нижних частот, чтобы удалить все (с) АВТЭКС, Санкт-Петербург, <http://www.autex.spb.ru>, e-mail: info@autex.spb.ru

частоты выше частоты Найквиста. Это сделано, чтобы предотвратить наложение спектров при осуществлении выборки, и называется **фильтром антипсевдонима** (фильтром для устранения эффектов наложения спектров при дискретизации). На другом конце, оцифрованный сигнал пропускают через цифро-аналоговый преобразователь и другой набор фильтров нижних частот к частоте Найквиста. Этот выходной фильтр называется **reconstruction filter (фильтром реконструкции)**, и может включать предварительно описанное стимулирование (подъем частотной характеристики; усиление) частоты задержки нуль-порядка. К сожалению, имеется серьезная проблема с этой простой моделью: ограничения (пределы) электронных фильтров могут быть столь же плохи как проблемы, которые призваны предотвращать.

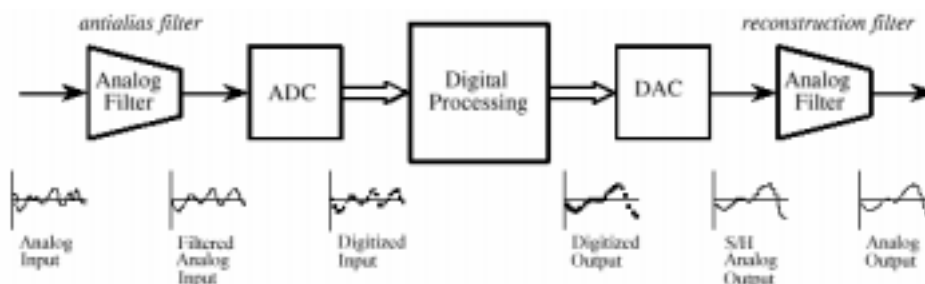


Рисунок 3-7

Аналоговые электронные фильтры, выполняющие выборочную теорему.

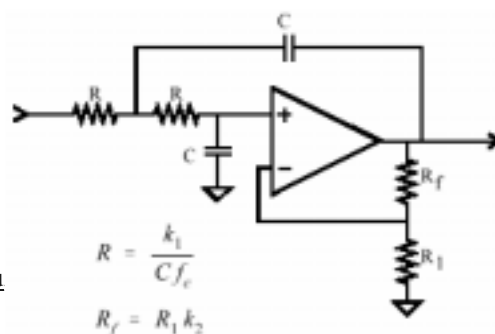
Электронный фильтр, помещенный перед аналого-цифровым преобразователем (ADC) называется фильтром *антипсевдонима*. Это используется, чтобы удалить частотные компоненты выше половины частоты выборки (частоты дискретизации), которая приняла *псевдоним* при осуществлении выборки. Электронный фильтр, помещенный после ЦАП (DAC), называется *фильтром реконструкции*. Это также устраняет частоты выше Частоты Найквиста, и может включать исправление (коррекцию) для задержки нулевого-порядка.

Если ваш главный интерес находится в программном обеспечении, Вы, вероятно, думаете, что Вы не должны читать этот раздел. *Неверно!* Даже если Вы поклялись никогда касаться осциллографа, понимание свойств аналоговых фильтров важно для успешной цифровой обработки сигналов. В первых, характеристики каждого отсчитанного сигнала, с которым Вы сталкиваетесь, будут зависеть от того какой фильтр антипсевдонима, использовался, когда это было приобретено. Если Вы не поймете характер фильтра антипсевдонима, Вы не можете понять характер цифрового сигнала. Во вторых, в будущем в цифровой обработке сигналов аппаратные средства должно заменить программное обеспечение ЭВМ. Например, методы *multirate* (мультиуровня), представленные позже в этой главе приводят потребность в фильтрах *антипсевдонима* и *реконструкции* хитроумных (разнообразных) программных уловок. Если Вы не поймете аппаратные средства ЭВМ, Вы не сможете проектировать программное обеспечение, чтобы заменить их. Треть, многого в ЦОС связана с проектированием цифрового фильтра. Обычная стратегия состоит в том, чтобы начать с эквивалента аналогового фильтра, и перевести это в программу. Более поздние главы предполагают, что Вы уже имеете элементарные знания методов аналоговых фильтров.

РИСУНОК 3-8

Изменяемая *Sallen-Key* цепь, конструктивный блок проекта активного фильтра.

Показанная цепь реализует двухполосный фильтр нижних частот. Фильтры более высокого порядка (большого количества полюсов) могут быть сформированы добавлением каскадов. Найдите k_1 и k_2 в таблице 3-1, произвольно выберите R_1 и C (с) АВТЭКС, Санкт-Петербург, <http://www.autex.spb.ru>



(попытайтесь 10K и 0.01μF), и затем вычислите R и R_f от уравнений в рисунке. Параметр, f_c, является частотой среза фильтра, в герцах.

Обычно используются три типа аналоговых фильтров: Чебышева, Буттерворта, и Бесселя (также называемого фильтром Томсона). Каждый из них предназначен, чтобы оптимизировать различный рабочий параметр. Сложность каждого фильтра может быть откорректирована, выбором числа **poles (полюсов)** и **zeros (нолей)**, математические термины, которые будут обсуждены в более поздних главах. Чем большее количество *полюсов* в фильтре, тем больше электроники это требует, и лучше, это исполняет. Каждое из этих названий описывает то, что фильтр делает, а не специфическое расположение резисторов и конденсаторов. Например, шести полюсный фильтр Бесселя может быть осуществлен многими различными типами цепей, каждый из которых будет иметь те же самые общие характеристики. Для целей ЦОС, характеристики этих фильтров важны больше, чем, то, как они выполнены. Однако мы начнем с короткого фрагмента электронного проекта этих фильтров к обеспечению полной структуры.

Рисунок 3-8 показывает обычный конструктивный блок для проекта аналогового фильтра, с изменяемой **Sallen-Key** цепью. Эта цепь названа по имени авторов бумаги 1950-ых описания методики. Показанная цепь – двух полюсный фильтр нижних частот, который может быть конфигурирован как любой из трех основных типов. Таблица 3-1 обеспечивает необходимую информацию, для выбора соответствующих резисторов и конденсаторов. Например, чтобы проектировать двух полюсный фильтр Буттерворта на 1 кГц, таблица 3-1, обеспечивает параметры: от k₁ = 0.1592 и от k₂ = 0.586. Произвольно выбрав R₁ = 10K и C = 0.01μF, (обычные значения для op amp цепи), R и R_f могут быть рассчитаны как 15.95K и 5.86K, соответственно. При округлении этих последних двух значений к самому близкому стандарта резисторов 1 %, приводят к R = 15.8K и R_f = 5.90K, все компоненты должны быть прецизионностью 1 % или лучше.

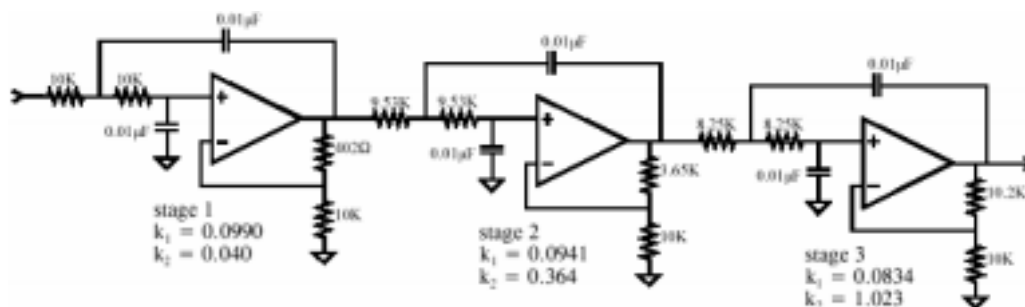


Рисунок 3-9

Шести полюсный фильтр Бесселя, сформированный, располагая каскадом три Sallen-Key цепи. Это - фильтр нижних частот с частотой среза 1 кГц.

Используемая частность op amp не критическая, пока единичное усиление частоты более чем в 30 - 100 раз выше, чем частота среза фильтра. Это - простое требование, пока частота среза фильтра – ниже приблизительно 100 кГц.

Четырех, шести, и восьми полюсные фильтры формируются, располагая каскадом 2,3, и 4 из этих цепей, соответственно. Например, рис. 3-9 показывает схемное решение 6 полюсного фильтра Бесселя, созданного, располагая каскадом значения для k₁ и k₂, как предусмотрено таблицей 3-1, приводя к различным используемым резисторам и конденсаторам. Нуждается в фильтре верхних

частот? Просто меняйте компоненты R и C в цепях (один из элементов фильтра R_f и R_1).

Этот тип цепи наиболее обычен для маленького количества производства (изготовления) и R&D приложений; однако, серьезная продукция требует, чтобы фильтр был сделан в единой интегральной схеме. Проблемой является то, что трудно делать резисторы непосредственно в кремнии. Решение проблемы – **switched capacitor filter** (*фильтр, управляемый конденсатором*). Рисунок 3-10 иллюстрирует его операцию, сравнивая это с обычной RC цепью. Если ступенчатая функция, питающая RC фильтр нижних частот, выход поднимается по экспоненте, пока это не соответствует входу. Напряжение на конденсаторе не изменяется мгновенно, потому что поток электрического заряда (или ток разряда) ограничен резистором.

Таблица 3-1

Параметры для проектирования фильтров Бесселя, Буттерворта, и Чебышева (сглаживание 6%).

# poles		Bessel		Butterworth		Chebyshev	
		k_1	k_2	k_1	k_2	k_1	k_2
2	stage 1	0.1251	0.268	0.1592	0.586	0.1293	0.842
4	stage 1	0.1111	0.084	0.1592	0.152	0.2666	0.582
	stage 2	0.0991	0.759	0.1592	1.235	0.1544	1.660
6	stage 1	0.0990	0.040	0.1592	0.068	0.4019	0.537
	stage 2	0.0941	0.364	0.1592	0.586	0.2072	1.448
	stage 3	0.0834	1.023	0.1592	1.483	0.1574	1.846
8	stage 1	0.0894	0.024	0.1592	0.038	0.5359	0.522
	stage 2	0.0867	0.213	0.1592	0.337	0.2657	1.379
	stage 3	0.0814	0.593	0.1592	0.889	0.1848	1.711
	stage 4	0.0726	1.184	0.1592	1.610	0.1582	1.913

Фильтр, управляемый конденсатором работает, заменой основной RC цепи (резистора - конденсатора) двумя конденсаторами и электронным ключом. Добавленный конденсатор намного меньше в значении, чем уже существующий конденсатор, скажем, 1 % его значения. Ключ поочередно переключает маленький конденсатор между входом и выходом с очень высокой частотой, типично в 100 раз быстрее, чем частота среза фильтра. Когда выключатель связан с входом, маленький конденсатор быстро заряжается любым напряжением, присутствующим в данный момент на входе. Когда выключатель связан с выходом, заряд с маленького конденсатора передается большому конденсатору. В резисторе скорость передачи заряда определена, его сопротивлением. В цепи управляемой конденсатором, скорость передачи заряда определена значением маленького конденсатора и частотой переключений. Это приводит к очень полезной особенности фильтров управляемых конденсатором: *Частота среза фильтра - пропорциональна частоте синхронизации, управляющей переключениями*. Это делает управляемый конденсатором фильтр идеалом для систем сбора данных, которые работают более чем с одной частотой выборки (частотой дискретизации). Они - легкие в использовании устройства; оплатите десять долларов, и имейте эффективность восьми полюсного фильтра внутри одной 8-ми контактной интегральной схемы (ИС).

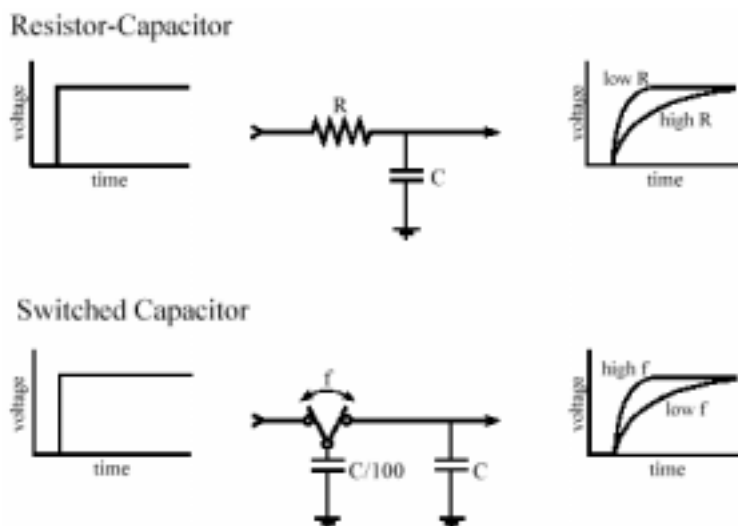


РИСУНОК 3-10

Операция фильтра Управляемого конденсатором.

Управляемый конденсатор фильтрует. Управляемые конденсатором фильтры используют переключатель и конденсаторы, чтобы подражать резисторам. Как показано эквивалентными переходными характеристиками, два конденсатора и один выключатель могут исполнять ту же самую функцию как цепь резистора-конденсатора.

Теперь важная часть: характеристики трех классических типов фильтров. Первый рабочий параметр, который мы хотим исследовать – **cutoff frequency sharpness** (*острота частоты среза*). Фильтр нижних частот разработан (предназначен), чтобы блокировать все частоты выше частоты среза – **stopband** (*полоса задерживания*, полоса ослабления), пропуская все частоты ниже **passband** (*полосы пропускания*). Рисунок 3-11 показывает частотные характеристики этих трех фильтров в логарифмическом масштабе (dB). Эти диаграммы показываются для фильтров с одной частотой среза герц, но они могут быть непосредственно вычислены для любой частоты среза, которую Вы должны использовать. С какой степенью это делают фильтры? Чебышев - ясно лучше, Буттерворт хуже, и Бессель абсолютно ужасен! Как Вы, вероятно, и предполагали, фильтр Чебышева разработан, чтобы делать **roll-off** (*завал, спад* амплитуды) настолько быстро насколько это возможно.

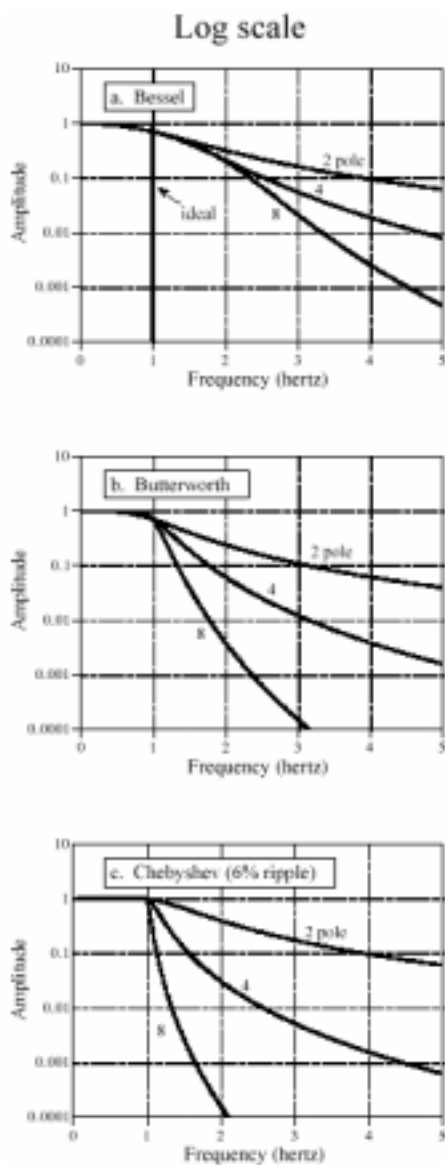


Рисунок 3-11. Частотная характеристика трех фильтров в логарифмической шкале. Фильтр Чебышева имеет самый острый завал.

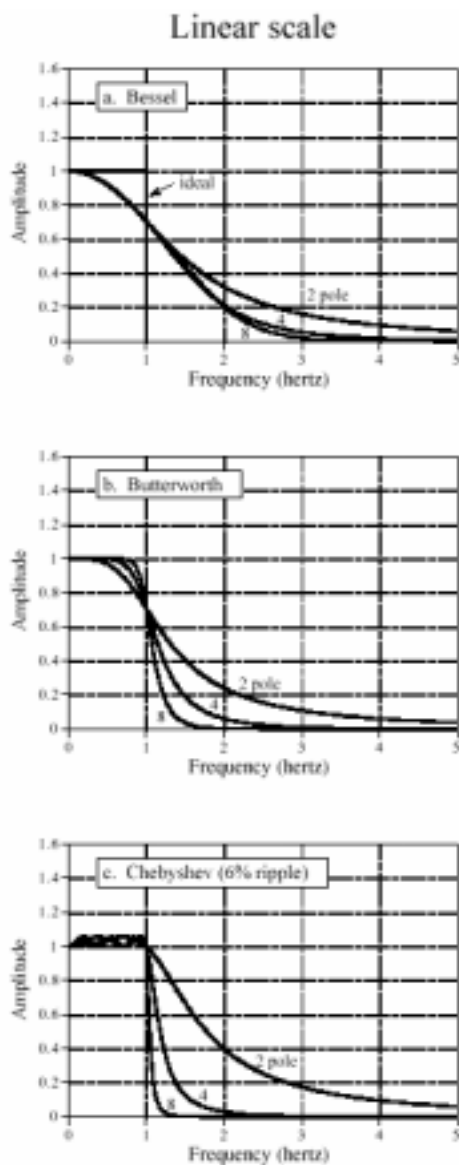


Рисунок 3-12. Частотная характеристика трех фильтров в линейной шкале. Фильтр Буттерворта обеспечивает самую плоскую полосу пропускания.

К сожалению, даже 8 полюсов, Чебышева не столь же хороши в фильтре антипсевдонима, как Вы хотели бы. Например, вообразите 12 разрядную систему осуществления выборки с частотой опросов 10,000 выборок/секунду. Выборочная теорема диктует, что любая частота более чем 5 кГц будет псевдонимом (помехой дискретизации; побочной низкочастотной составляющей; ложной частотой), кое-чем, что Вы хотите избежать. Немного поработав с предположениями, Вы решите, что для того чтобы амплитуда любых псевдонимов частот (**псевдочастот!?**) была менее 1%, частоты более 5 кГц должны быть приведены в амплитуде фактором (коэффициентом) 100. Рассматривая рис. 3-11с, Вы найдете, что 8 полюсный фильтр Чебышева с частотой среза 1 Гц, не достигает ослабления (приведения сигнала) от 100 до (даже) приблизительно 1.35 герц. Определяя масштаб этого к нашему примеру (Пересчитывая это к нашему примеру), чтобы все частоты более 5 кГц имели требуемое ослабление, установленная частота среза фильтра должна быть 3.7 кГц. Это приводит к

(с) АВТЭКС, Санкт-Петербург, <http://www.autex.spb.ru>, e-mail: info@autex.spb.ru

неиспользуемой полосе частот от 3.7 до 5 кГц, из-за неадекватного (не соответствующего требованиям; недостаточного) завала (спада амплитудно-частотной характеристики) аналогового фильтра

Тонкий пункт: коэффициент ослабления 100 в этом примере вероятно достаточен даже притом, что имеются 4096 ступенек (шагов) в 12 битах. От рис. 3-4, 5100 герц будет, псевдонимом к 4900 герц, 6000 герц будет псевдонимом к 4000 герц, и т.д. Вас не заботит то, какова амплитуда сигналов будет между 5000 и 6300 герц, потому что они псевдонимы в непригодной области между 3700 герц и 5000 герц. Для частоты к псевдониму в полосу пропускания фильтра (от 0 до 3.7 кГц), это должно быть больше чем 6300 герц, или 1.7 частоты среза фильтра 3700 герц. Как показано на рис. 3-11с, ослабление, обеспеченное 8 полюсным фильтром Чебышева с частотой среза в 1.7 раза - относительно 1300, намного более адекватно, чем 100 с которым мы начали анализ. Мораль к этой истории: *В большинстве систем, полоса частот приблизительно между 0.4 и 0.5 от частоты посылок (выборки) - непригодный участок завала (спада) фильтра и псевдонимов (смешанных) сигналов. Это – прямое следствие (результат) ограничений аналоговых фильтров.*

Частотная характеристика точного (идеального) фильтра нижних частот *плоская (пологая)* поперек полной полосы пропускания. Все просмотренные в этом отношении фильтры на рис. 3-11, большие только потому, что вертикальная ось отображена в *логарифмическом* масштабе. Другая история (выдумка, вариант) показывается (выделяется), когда диаграммы (графики) преобразованы к *линейной* вертикальной шкале, как показывается, может быть достигнута. Все Чебышевские фильтры, разработаны, используя Таблицу 3-1, имеют пульсацию полосы пропускания приблизительно 6% (0.5 dB), хороший компромисс, и обычный выбор. Подобный проект, **elliptic filter** (*эллиптический фильтр*), позволяет пульсации, и в полосе пропускания и полосе задерживания. Хотя они и тяжелее в проектировании, эллиптические фильтры могут достигать даже лучшей сделки между пульсацией полосы пропускания и завалом.

На сравнении, фильтр Буттерворта оптимизирован, чтобы обеспечить *самый* возможно острый завал без того, чтобы позволить пульсации в полосе пропускания. Это обычно называется фильтром с максимально плоской характеристикой, и идентично Чебышеву, разработанному (предназначенному) для нулевой пульсации полосы пропускания. Фильтр Бесселя не имеет никаких пульсаций в полосе пропускания, по завалу гораздо хуже, чем Буттерворт.

Последний параметр оценки фильтра – *переходная характеристика*, как фильтр отвечает, когда вход быстро изменяется от одного значения до другого. Рисунок 3-13 показывает переходные характеристики каждого из трех фильтров. Горизонтальная ось показывается для фильтров с частотой среза 1 герц, но может быть масштабирована (*inversely – инверсно, в обратной (функциональной) зависимости*) для более высоких частот отсечки. Например, частота среза 1000 герц показала бы переходную характеристику в *миллисекундах*, скорее чем *секундах*. Фильтры Буттерворта и Чебышева имеют **overshoot** (*последствие; выброс на фронте импульса; отклик на ступенчатое воздействие*) и показывают **ringing** – (*звон - переходный процесс в виде затухающих колебаний; колебания при медленном уменьшении в амплитуде*). Для сравнения, фильтр Бесселя не имеет ни одной из этих противных проблем.

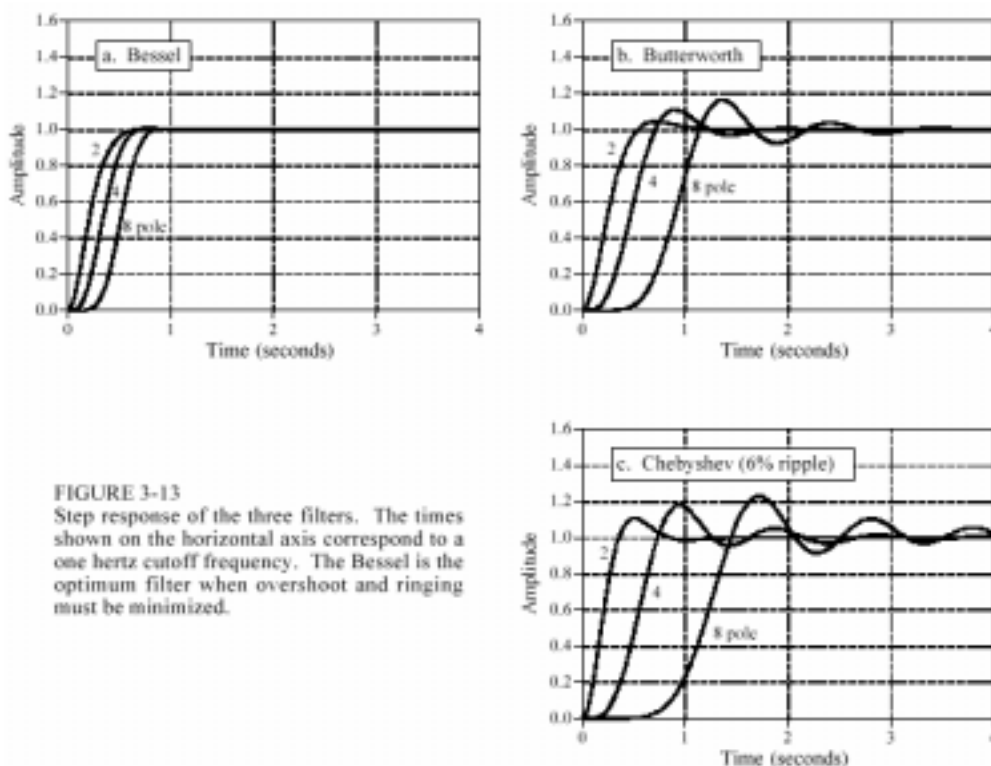


Рисунок 3-13

Переходная характеристика трех фильтров.

Времена, показанные на горизонтальной оси, соответствуют частоте среза один герц. Бессель - оптимальный фильтр, когда *последствие* (выброс на фронте импульса; избыточный отклик на ступенчатое воздействие) и *звон*; (переходный процесс в виде затухающих колебаний) должны быть минимизированы.

Рисунок 3-14, следующий далее, иллюстрирует очень благоприятную характеристику фильтра Бесселя. На рисунке (а) показана импульсная форма волны, которая может быть просмотрена как возрастающий шаг, сопровождаемый понижающимся шагом. Рисунки (b) и (c) показывают, как эта форма волны появилась бы после фильтров Бесселя и Чебышева, соответственно. Если бы например, это было видеосигнал, искажение, представленное фильтром Чебышева было бы разрушительно! *Последствие* изменило бы яркость *граней* объектов, по сравнению с их *центрами*. Хуже все же то, что левая сторона объектов выглядела бы яркой, в то время как правая сторона объектов будет выглядеть темной. Много прикладных программ не могут допустить плохую эффективность в переходной характеристике. Это - то, где фильтр Бесселя блистает (сверкает); никакого *последствия* и симметрических граней.

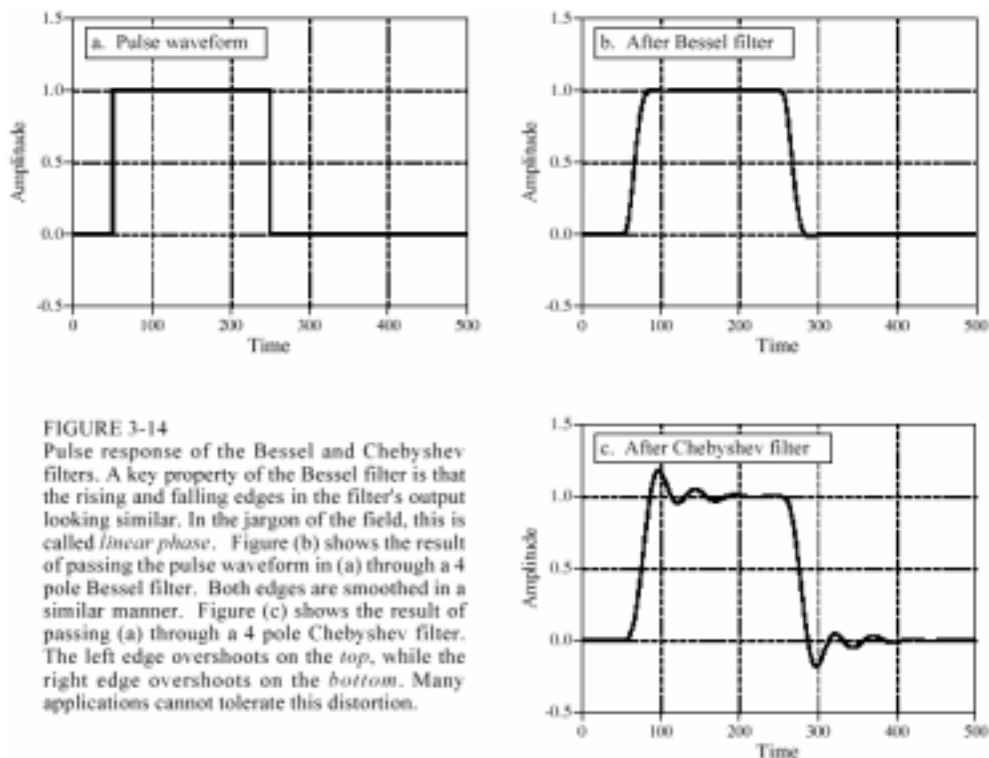


РИСУНОК 3-14

Импульсная характеристика фильтров Бесселя и Чебышева. Ключевое свойство фильтра Бесселя - то, что в фильтрах подобное повышение и понижение обрамляют наблюдаемый выходной сигнал. На жаргоне поля (эл. возбуждение (тока)), это называется *linear phase* (*линейной фазой*). На рисунке (b) показан результат прохождения импульса сигнала показанного на рис. (a) через 4 полюсный фильтр Бесселя. Обе границы импульса сглажены подобным образом. На рисунке (c) показан результат прохождения того же импульса (показанного на рис (a)) через 4 полюсный фильтр Чебышева. Левый край импульса отклоняется *на вершине* импульса (искажение формы импульса в виде выброса вверх), в то время как правый край импульса отклоняется *на основании* импульса (искажение формы импульса в виде выброса вниз). Много прикладных программ не могут допустить такого искажения.

Выбор Фильтра Антипсевдонима

Таблица 3-2 суммирует характеристики из этих трех фильтров, показывая, как каждый оптимизирует специфический параметр за счет всего остального. Чебышев оптимизирует *roll-off* (*завал, спад*), Буттерворт оптимизирует *passband flatness* (*пологость полосы пропускания*), и Бессель оптимизирует *step response* (*переходная характеристика*).

Выбор фильтра антипсевдонима почти полностью зависит от одной проблемы: как информация, которую Вы намереваетесь обработать представлена в сигналах. В то время как имеются много путей для информации, которая будет закодирована в аналоговой форме волны, только два метода обычны, **кодирование домена времени**, и **кодирование частотной области**. Разность между ними критическая в ЦОС, и будет темой постоянно встречающейся во всей этой книге.

	Voltage gain at DC	Step Response			Frequency Response		
		Overshoot	Time to settle to 1%	Time to settle to 0.1%	Ripple in passband	Frequency for x100 attenuation	Frequency for x1000 attenuation
Bessel							
2 pole	1.27	0.4%	0.60	1.12	0%	12.74	40.4
4 pole	1.91	0.9%	0.66	1.20	0%	4.74	8.45
6 pole	2.87	0.7%	0.74	1.18	0%	3.65	5.43
8 pole	4.32	0.4%	0.80	1.16	0%	3.35	4.53
Butterworth							
2 pole	1.59	4.3%	1.06	1.66	0%	10.0	31.6
4 pole	2.58	10.9%	1.68	2.74	0%	3.17	5.62
6 pole	4.21	14.3%	2.74	3.92	0%	2.16	3.17
8 pole	6.84	16.4%	3.50	5.12	0%	1.78	2.38
Chebyshev							
2 pole	1.84	10.8%	1.10	1.62	6%	12.33	38.9
4 pole	4.21	18.2%	3.04	5.42	6%	2.59	4.47
6 pole	10.71	21.3%	5.86	10.4	6%	1.63	2.26
8 pole	28.58	23.0%	8.34	16.4	6%	1.34	1.66

ТАБЛИЦА 3-2

Характеристики трех классических фильтров.

Фильтр Бесселя(Бесселери) обеспечивает лучшую переходную характеристику, делая это выбором для кодированных сигналов домена времени. Фильтры Чебышева и Буттерворта используются, чтобы устранить частоты в полосе задерживания, делая их идеалом для кодированных сигналов частотной области. Значения в этой таблице находятся в единицах *секунд* и *герц*, для одной частоты среза герц.

В кодировании частотной области, информация содержится на (в) синусоидальных волнах, которая объединяются, чтобы формировать сигнал. Сигналы звуковой частоты – превосходный пример этого. Когда человек слышит речь или музыку, воспринятый звук зависит от воспроизведенных (представленных) частот, а не от специфической *формы* волны. Это можно показать, пропуская сигнал звуковой частоты через цепь, которая изменяет фазу различных синусоид, но сохраняет их частоту и амплитуду. Заканчивающийся сигнал *выглядит* полностью отличным на осциллографе, но идентичен в *звуках*. Подходящая информация была оставлена неповрежденной, даже притом, что форма волны была знаменательно изменена. Так как наложение спектров размещается не на место и накладывается на частотные компоненты, это непосредственно уничтожает информацию, закодированную в частотной области. Следовательно, преобразование этих сигналов в цифровую форму обычно вовлекает (втягивает, увлекает, влечь за собой) фильтр антипсевдонима с резкой отсечкой, типа Чебышева, Эллиптического, или Буттерворта. Что относительно противной переходной характеристики этих фильтров? Это не имеет значения; на закодированную информацию этот тип искажения не воздействует.

Напротив, (*shape of the waveform*) кодирование домена времени, использует для сохранения (*shape of the waveform*) информацию о форме волны. Например, врачи могут контролировать электрическое действие сердца человека, прикрепляя электроды к их груди и рукам (электрокардиограмма или EKG). Форма волны ЭКГ обеспечивает разыскиваемую информацию, типа того, когда различные камеры сжимаются при биении сердца (ритм работы сердца). Образы(images) - другой пример этого типа сигнала. Скорее чем форма волны, которая изменяется через какое-то время, изображения(образы) кодируют информацию в форме формы волны, которая изменяется по *расстоянию*. Картинки (кадры)

сформированы из областей(зон) яркости и цвета, и как они касаются (соотносятся) других областей(зон) яркости и цвета. Вы не смотрите на (*Mona Lisa*) (Монну Лизу) и говорите, " *O!*, *какая интересная совокупность синусоид* ".

	Voltage gain at DC	Step Response			Frequency Response		
		Overshoot	Time to settle to 1%	Time to settle to 0.1%	Ripple in passband	Frequency for x100 attenuation	Frequency for x1000 attenuation
Bessel							
2 pole	1.27	0.4%	0.60	1.12	0%	12.74	40.4
4 pole	1.91	0.9%	0.66	1.20	0%	4.74	8.45
6 pole	2.87	0.7%	0.74	1.18	0%	3.65	5.43
8 pole	4.32	0.4%	0.80	1.16	0%	3.35	4.53
Butterworth							
2 pole	1.59	4.3%	1.06	1.66	0%	10.0	31.6
4 pole	2.58	10.9%	1.68	2.74	0%	3.17	5.62
6 pole	4.21	14.3%	2.74	3.92	0%	2.16	3.17
8 pole	6.84	16.4%	3.50	5.12	0%	1.78	2.38
Chebyshev							
2 pole	1.84	10.8%	1.10	1.62	6%	12.33	38.9
4 pole	4.21	18.2%	3.04	5.42	6%	2.59	4.47
6 pole	10.71	21.3%	5.86	10.4	6%	1.63	2.26
8 pole	28.58	23.0%	8.34	16.4	6%	1.34	1.66

Таблица 3-2. Характеристики трех классических фильтров.

Фильтр Бесселя обеспечивает лучшую переходную характеристику, делая это выбором для кодированных сигналов домена времени. Фильтры Чебышева и Буттерворта используются, чтобы устранить частоты в полосе задерживания, делая их идеалом для кодированных сигналов частотной области. Значения в этой таблице даны в секундах и герцах, для одной частоты среза герц.

Имеется проблема: выборочная теорема – анализ того, что случается в частотной области (домене) в течение преобразования в цифровую форму. Это делает идеалом понять аналого-цифровое преобразование сигналов, имеющих их информацию, закодированную в частотной области. Однако, выборочная теорема - немного справки в понимании, как кодированные сигналы домена времени должны быть отсчитаны. Давайте рассмотрим это ближе.

This makes it ideal to under-stand the analog-to-digital conversion of signals having their information encoded in the frequency domain. However, the sampling theorem is little help in understanding how time domain encoded signals should be digitized. Let's take a closer look.

Рисунок 3-15 иллюстрирует выборы для отсчитывания (преобразования в цифровую форму) кодированного сигнала домена времени. Рисунок (а) - пример аналогового сигнала, который будет отсчитан (представлен в цифровой форме). В этом случае, информация, которую мы хотим фиксировать - *форма* прямоугольных импульсов. Короткая пачка импульсов синусоидальной волны высокой частоты также включена в этот пример сигнала. Она представляет собой широкополосный шум, интерференцию, и подобный мусор, который всегда появляется на аналоговых сигналах. Другие рисунки показывают, как отсчитанный (оцифрованный) сигнал появился бы с различными параметрами фильтра антипсевдонима: Фильтра Чебышева, фильтра Бесселя(Бесселери), и без фильтра.

Важно понять, что *ни один* из этих параметров не позволит исходному сигналу быть восстановленным от дискретных данных. Это - то, потому что исходный

сигнал неотъемлемо содержит частотные компоненты большие чем половина частоты выборки(частоты дискретизации). Так как эти частоты не могут существовать в отсчитанном сигнале, восстановленный сигнал также не может содержать их. Эти высокие частоты следуют из двух источников: (1) шум и интерференция, которые Вы хотели бы устранить, и (2) крутые фронты в форме волны, которые вероятно, содержат информацию, которую Вы хотите сохранить.

Чебышевский фильтр, показанный в (b), нападает на проблему, настойчиво удаляя все компоненты высокой частоты. Это приводит к фильтрованному аналоговому сигналу, который *может быть* выбран (дискретизирован и позже совершенно восстановлен. Однако, восстановленный аналоговый сигнал идентичен *фильтрованному сигналу*, но не *исходному сигналу*. Хотя ничто не потеряно в осуществлении выборки, форма волны была строго искажена фильтром антипсевдонима. Как показано в (b), лечение хуже, чем болезнь! Не Делайте это!

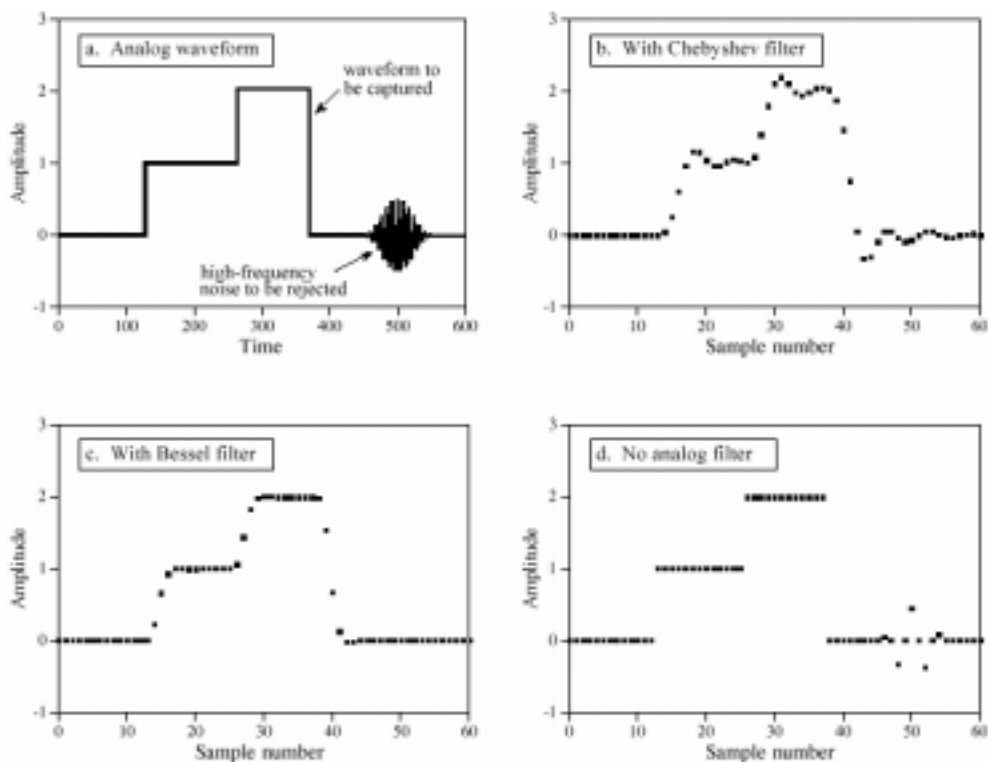


РИСУНОК 3-15.

Три необязательных параметра фильтра для кодированных сигналов домена времени. Цель состоит в том, чтобы устранить высокие частоты (которые будут псевдонимом - ложной частотой) (в течение осуществления выборки), при одновременном сохранении резкости края изображения (который несет информацию). Рисунок (a) показывает пример аналогового сигнала, содержащего и крутые фронты и всплеск шумов высокой частоты. Рисунок (b) показывает отсчитанный (цифровой) сигнал, используя *фильтр Чебышева*. В то время как высокие частоты были эффективно удалены, фронты были чрезвычайно искажены. Это - обычно ужасное решение. *Фильтр Бесселя*, показанный в (c), обеспечивает пологое сглаживание фронтов при удалении высоких частот. Рисунок (d) показывает отсчитанный (цифровой) сигнал, *не используя фильтр антипсевдонима*. В этом случае, фронты сохранили точную остроту; однако, пачка импульсов высокой частоты имеет aliased (смешивание) в нескольких бессмысленных (не имеющих значения) выборках.

Фильтр Бесселя, (c), предназначен только для этой проблемы. Его выход близко походит на первоначальную форму волны, только со округлением пологих

фронтов. Регулируя частоту среза фильтра, гладкостью граней (фронтов) можно торговать для устранения высоких частотных компонентов в сигнале. Использование большего количества полюсов в фильтре позволяет лучшую сделку *между* этими двумя параметрами. Общее руководство должно установить частоту среза в относительно с одной четвертью из частоты посылок (выборочной частоты). Это приводит приблизительно к двум выборкам по повышающейся части каждого края (фронта). Обратите внимание, что и фильтр Бесселя и фильтр Чебышева удалили пачку импульсов шума высокой частоты, представленную в исходном сигнале.

В Последнем выборе вообще не должно использоваться никакого фильтра антипсевдонима, как показывается в (d). То, что значение каждой выборки *идентично* значению первоначального аналогового сигнала, имеет сильное (полное, совершенное) преимущество. Другими словами, это имеет точную (совершенную) резкость фронта изображения; изменение в исходном сигнале немедленно (непосредственно) отражено в цифровых данных. Недостаток – то, что наложение спектров (*aliasing*), может исказить сигнал. Это принимает две различных формы. В первых, интерференция высокой частоты и шум, типа примера синусоидальный пачки импульсов, которые превратятся в бессмысленные (незначащие, бесцельные) выборки, как показано в (d). То есть любой шум высокой частоты представленный в аналоговом сигнале будет появляться как смешанный шум в цифровом сигнале. В большем количестве общего смысла, это - не проблема осуществления выборки, а проблемы вверх по течению (предшествующей) аналоговой электроники. Это - не цель аналого-цифрового преобразователя привести шум и интерференцию; это - ответственность аналоговой электроники прежде, чем преобразование в цифровую форму имеет место. Может оказываться, что фильтр Бесселя (Бесселери) должен быть помещен перед кодировщиком, чтобы управлять этой проблемой. Однако, это означает, что фильтр должен рассматриваться как часть аналоговой обработки, а не чем то, что делается ради (для удобства) цифрового преобразователя.

Второе проявление наложения спектров (*aliasing*) более тонко (трудно уловимо). Когда в аналоговом сигнале происходит случай (явление, событие) (типа края (ребра)), цифровой сигнал в (d) обнаруживает изменение на *следующей* выборке. Не имеется никакой информации в цифровых данных, чтобы показать то, что случается между выборками. Теперь, сравните использование *никакого фильтра* с использованием *фильтра Бесселя* для этой проблемы. Например, вообразите вывод рисунка прямыми линиями между выборками в (c). Время, когда эти созданные пересечения линии половины амплитуды шага обеспечивает вычисление (оценку) *subsample* (*выборки из выборки*) когда край (ребро) произошел в аналоговом сигнале. Когда никакой фильтр не используется, эта информация выборки из выборки полностью потеряна. Вам не нужна причудливая теорема, чтобы оценить, как это затронет вашу специфическую ситуацию, нужно только хорошее понимание того, что Вы планируете делать с впервые приобретенными данными.

Multirate Data Conversion

Мультичастотное Преобразование Данных

Имеется сильная тенденция в электронике к замене *аналоговой электрической схемы - цифровыми алгоритмами*. Преобразование данных - превосходный пример этого. Рассмотрите проект цифрового звукового записывающего устройства - системы, которая оцифровывает звуковой сигнал, сохраняет данные в цифровой форме, и позже восстанавливает сигнал для магнитофона. Чтобы воссоздать понятную речь, система должна фиксировать частоты приблизительно от 100 до 3000 герц. Однако, аналоговый сигнал, произведенный микрофоном, содержит также и много высоких частот, примерно до 40 кГц. Подход решения "в лоб" состоит в том, чтобы передать аналоговый сигнал через низкочастотный восьмиполосный фильтр Чебышева 3 кГц, и затем производить выбор в 8 кГц. На другом конце, ЦАП восстанавливает аналоговый сигнал в 8 кГц с заказанным хранением нулевого-порядка. Другой Чебышевский фильтр в 3 кГц используется, чтобы произвести конечный звуковой сигнал.

Имеются много полезных выгод в осуществлении выборки *быстрее*, чем этот прямой анализ. Например, вообразите перепроектирование цифрового звукозаписывающего устройства, используя частоту выборки 64 кГц. Фильтр антипсевдонима теперь имеет более простую задачу: передать все частоты ниже 3 кГц, и при этом, исключая все частоты более 32 кГц. Подобное упрощение происходит для фильтра реконструкции. Короче говоря, более высокая частота выборки позволяет заменить восьми полюсный фильтр простой цепью резистор-конденсатора (RC цепью). Проблема, цифровая система теперь забита помехами с данными от более высокой частоты выборки.

Следующий уровень изощренности подразумевает использование метода **multirate (мультичастоты)**, используя в той же самой системе более чем одну частоту выборки. Это работает подобно примеру системы для цифровой записи звукового сигнала. В первых, передайте звуковой сигнал через простой RC фильтр нижних частот, и произведите выбор данных в 64 кГц. Получившиеся цифровые данные содержат желательную звуковую зону между 100 и 3000 герц, но имеют также и непригодную зону между 3 кГц и 32 кГц. Во вторых, удалите эти непригодные частоты в *software* (программном обеспечении, программах), используя цифровой фильтр нижних частот в 3 кГц. Третьим, повторно произведите выбор цифрового сигнала от 64 кГц до 8 кГц, просто отказываясь от каждых семи из восьми выборок, процедура называемая **decimation (прореживанием)**. Заканчивающиеся цифровые данные эквивалентны произведенному агрессивным аналоговым фильтрованием и непосредственной (прямой) выборкой 8 кГц.

Методы Мультичастоты могут также использоваться в выходной части системы нашего примера. Данные 8 кГц тянут от памяти и преобразованы(конвертированы) к частоте выборки 64 кГц, процедура называемая **interpolation (интерполяцией)**. Это подразумевает размещение семи выборок, со значением ноля, между каждой из выборок, полученных от памяти. Заканчивающийся сигнал - цифровая *импульсная последовательность*, содержащая желательную звуковую зону между 100 и 3000 герц, положительные спектральные дублирования(копирования) между 3 кГц и 32 кГц. Вернитесь назад к Рис. 3-6 а и в, чтобы понять почему это истина. Все более чем 3 кГц тогда удалено с *цифровым* фильтром нижних частот. После преобразования к аналоговому сигналу через ЦАП, простая RC цепь - все, что требуется, чтобы произвести финальный звуковой сигнал.

Преобразование данных Мультимастотой ценно по двум причинам: (1) это заменяет аналоговые компоненты программным обеспечением, чистое экономическое преимущество в при массовом производстве, и (2) это может достигать более высоких уровней эффективности в критических (нормируемых) приложениях (прикладных программах). Например, компакт-диск аудио систем используют методы этого типа, чтобы достичь лучшего возможного звукового(нормального) качества. Эта увеличенная эффективность - результат замены аналоговых компонентов (прецизионность 1 %), цифровыми алгоритмами (прецизионность 0.0001 % от ошибки округления). Как обсуждено в последующих главах, цифровые фильтры превосходят аналоговые фильтры по быстрдействию в *сотни раз* в ключевых областях.

Единое Разрядное Преобразование данных Single Bit Data Conversion

Популярная методика в передаче данных и воспроизведении музыки высококачественного воспроизведения - **единым разрядным Аналого-цифровым и Цифро-аналоговым преобразователем** (единым АЦП и ЦАП). Они - методы мультимастоты, где более высокой частотой выборки(частотой дискретизации) торгуют (спекулируют) для более низкого числа битов. В экстремуме (в крайности), только одиночный (один) бит, необходим для каждой выборки. В то время как имеются много различных конфигураций цепи, больше всего основаны на использовании **delta modulation** (дельта-модуляции). Три примера цепей будут представлены, чтобы дать Вам вид поля. Все эти цепи осуществлены в интегральной схеме (ИС), так что не волнуйтесь, где все индивидуальные транзисторы и ор amps должны идти. Никто не собирается просить, чтобы Вы формировали одну из этих цепей из основных (базисных) компонентов.

Рисунок 3-16 показывает блок-схему типичного дельта модулятора. Аналоговый входной сигнал - звуковой сигнал с амплитудой нескольких вольт, в то время как выходной сигнал – поток цифровых (дискретных) единиц и нолей. Компаратор решает (выбирает), который имеет большее напряжение, входящий аналоговый сигнал, или напряжение, сохраненное на конденсаторе. Это решение, в форме цифровой (дискретной) единицы или ноля, применяется к входу ключа (ключевая схема с фиксацией состояния). В каждом синхронизирующем импульсе, типично в несколько сотен килогерц, ключ переключает состояние его выхода (0 или 1) на противоположное - одним из состояний (0 или 1), появляющихся на его входе. Этот ключ обеспечивает, чтобы выход был синхронизирован с часами (генератором синхронизирующих импульсов; генератором тактовых импульсов), таким образом определяя частоту выборки (частоту дискретизации), то есть, частоту, в которой 1 разряд (бит) может модифицировать (корректировать, изменять в соответствии с новыми данными) себя (обособленно, изолировано).

(c) АВТЭКС, Сз

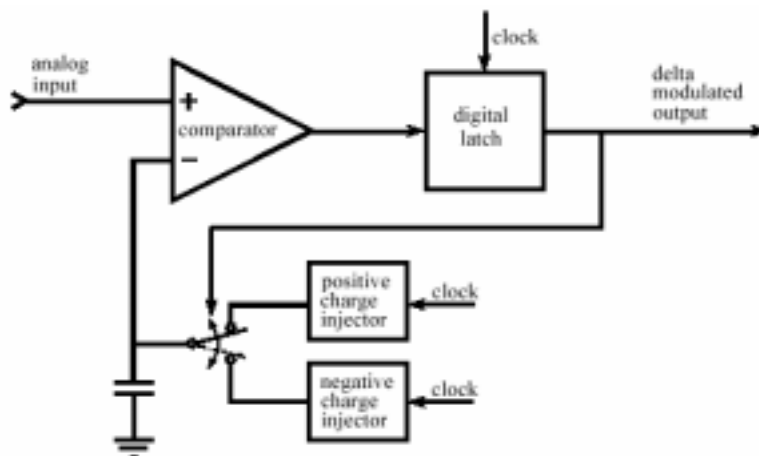


Рисунок 3-16. Блок-схема цепи дельта-модуляции.

Входное напряжение - по сравнению с напряжением, сохраненным на конденсаторе, приводя к цифровому нулю или единицы будучи применяемым к входу ключа. Выход ключа модифицирована в синхронизации с часами, и используется в контуре (цепи) обратной связи, чтобы заставить конденсаторное напряжение следить входное напряжение.

Контур обратной связи сформирован, беря цифровой выход и используя это, чтобы управлять электронным выключателем. Если выход – цифровая *единица*, выключатель подключает (соединяет) конденсатор с *positive charge injector* (инжектором положительного заряда). Это - очень неточный термин для цепи, которая увеличивает напряжение на конденсаторе фиксированным количеством, скажем 1 милливольт в тактовый цикл. Это не может быть ничто больше чем резистор, связанный с большим положительным напряжением. Если выход - цифровой ноль, выключатель связан с *negative charge injector* (инжектором отрицательного заряда). Это уменьшает напряжение на конденсаторе тем же самым фиксированным количеством.

Рисунок 3-17 иллюстрирует сигналы, произведенные этой цепью. Во время равное нулю, и входной аналоговый сигнал и напряжение на конденсаторе начинаются с напряжением ноль. Как показано в (а), на восьмом тактовом цикле входной сигнал скачкообразно увеличивается до 9.5 вольт. Так как входной сигнал теперь более положителен, чем напряжение на конденсаторе, выход цифрового устройства изменяется к *единице*, как показано в (b). Это приводит к выключателю, связанному с инжектором положительного заряда, и напряжением на конденсаторе, увеличивающемся на маленькое количество на каждом тактовом цикле. Хотя в (а) показывается приращение 1 вольт в тактовый цикл - это только для иллюстрации и значение 1 милливольт наиболее типично. Это ступенчатое увеличение в конденсаторном напряжении продолжается, пока не превысит напряжения входного сигнала. Здесь система достигла равновесия с выходом, генерирующим между цифровой единицей и нулем, вызванным напряжением на конденсаторе, чтобы генерировать между 9 и 10 вольтами. Этим способом цепь обратной связи вынуждает конденсаторное напряжение следить напряжение входного сигнала. Если входной сигнал изменяется очень быстро, напряжение на конденсаторе изменяется с постоянной скоростью до получения соответствия. Этот постоянная скорость изменения называется **slew rate (скорость нарастания выходного напряжения)**, так же, как в других электронных устройствах типа op amps.

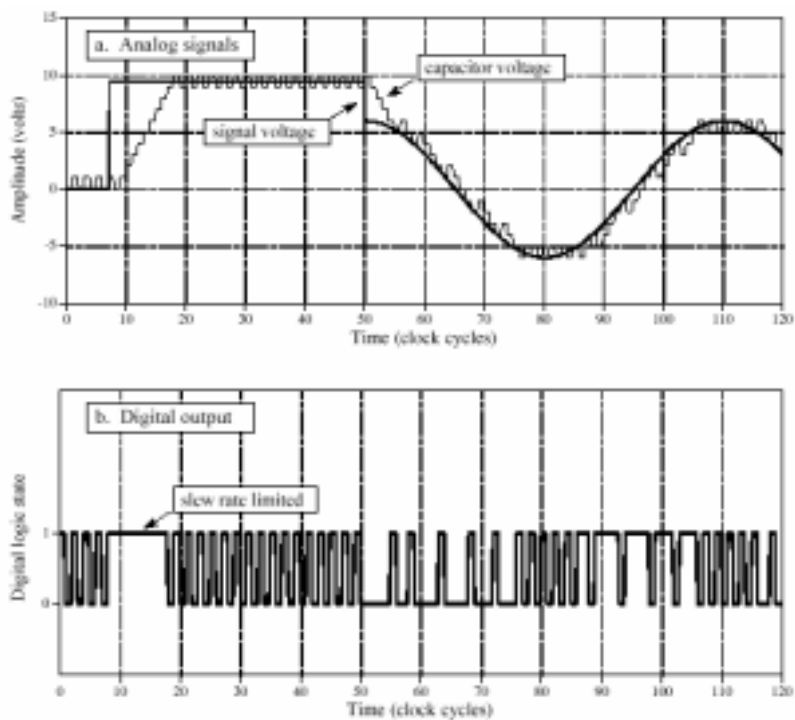


Рисунок 3-17. Пример сигналов, произведенных дельта модулятором в рис. 3-16. Рисунок (а) показывает аналоговый входной сигнал и соответствующее напряжение на конденсаторе. Рисунок (б) показывает дельте модулированный выход, цифровой поток (вереницу) единиц и нулей.

Теперь, рассмотрите характеристики дельта модулирования выходного сигнала. Если аналоговый входной сигнал *увеличивается* в значении, выходной сигнал будет состоять из большего количества единиц, чем нулей. Аналогично, если аналоговый входной сигнал *уменьшается* в значении, выход будет состоять из большего количества нулей, чем единиц. Если аналоговый входной сигнал постоянен, цифровой выход равномерное чередование нулей и единиц с равным количеством каждого. Выражаясь более общими терминами, относительное число единиц против нулей - пропорционально наклону (производной) входного аналогового сигнала.

Эта цепь – дешевый (выгодный) метод преобразования аналогового сигнала в последовательный поток единиц и нулей для передачи или цифрового хранения сигнала. Особенно притягивающая особенность - то, что все биты имеют то же самое (одинаковое) значение (смысл), в отличие от обычного (традиционного) последовательного формата: *start bit, LSB, . . . ,MSB, stop bit (стартовый бит, младший бит, . . . старший бит, стоповый бит)*. Цепь в приемнике идентична части цепи обратной связи передачи. Так же, как напряжение на конденсаторе в цепи передачи следует за аналоговым входным сигналом, создавая напряжение на конденсаторе в приемном контуре (цепи). То есть конденсаторное напряжение, показанное в (а) также представляет, как восстановленный сигнал появился бы.

Критическое ограничение этой цепи - неизбежная сделка между (1) максимальной скоростью нарастания выходного напряжения), (2) размером (величиной) квантования, и (3) скоростью передачи данных. В частности если максимальная скорость нарастания выходного напряжения и размер квантования откорректированы к приемлемым значениям для передачи речевых сигналов, скорость передачи данных достигается в диапазоне МГц. Это слишком высоко, (с) АВТЭКС, Санкт-Петербург, <http://www.autex.spb.ru>, e-mail: info@autex.spb.ru

чтобы быть коммерческим (выгодным, удобным) значением. Например, обычное осуществление выборки звукового сигнала требует только приблизительно 64,000 бит/секунду.

Решение этой проблемы показывается в рис. 3-18, Плавная регулировка дельта спада (CVSD), методика плавной регулировки спада модулятора, осуществленная в Фирме Motorola Методика, осуществленная в фирме Motorola семейством MC3518. В этом подходе, тактовая частота и размер квантования установлены в нечто приемлемое, скажем уровням 30 кГц, и 2000. Это приводит к внушающей страх (громадной) скорости нарастания выходного напряжения, которую Вы корректируете дополнительной электрической схемой. В операции, сдвиг пересестра непрерывно (непрерывность; неразрывность; ход программы) наблюдаются последние(прошлые) четыре бита, которые система произвела. Если цепь находится в состоянии ограничения скорости нарастания выходного напряжения, все четыре последние(прошлые) бита будут единицами (положительный спад) или все будут нолями (отрицательный спад). Логическая схема обнаруживает это положение(ситуацию) и производит аналоговый сигнал, который увеличивает уровень заряда, произведенного инжекторами заряда. Это стимулирует скорость нарастания выходного напряжения, увеличивая размер ступеней напряжения, применяемых к конденсатору.

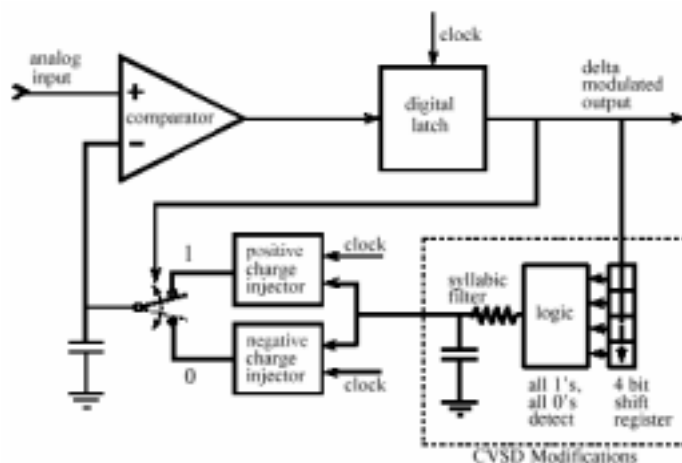


Рисунок 3-18. модуляционная блок-схема CVSD.

Логическая схема добавлена к основному (базисному) дельта модулятору, чтобы улучшить скорость нарастания выходного напряжения.

Аналоговый фильтр обычно помещается между логической электрической схемой и инжекторами заряда. Это позволяет размеру шага ступени зависеть от того, как долго цепь была в состоянии ограничения нарастания напряжения (прокручивание бумаги?). Пока цепь - ограниченный нарастанием напряжения, размер шага продолжает становиться большим и большим. Это часто называется *syllabic filter* (силлабическим фильтром), так как его характеристики зависят от средней длины слогов, составляющих речь. С надлежащей оптимизацией (от полости (техники) спецификации изготовителя кристалла, не ваша собственная работа), скорости передачи данных от 16 до 32 кГц производит приемлемую качественную речь. Непрерывно изменяющийся размер шага (ступени) делает цифровые данные трудно понимаемыми, но к счастью, Вы в этом не нуждаетесь. В приемнике, аналоговый сигнал восстановлен, включением силлабического фильтра, который является идентичным силлабическому фильтру в цепи

передачи. Если два фильтра согласованы, небольшое искажение следует из CVSD модуляции. CVSD - вероятно самый простой способ передать звуковой сигнал в цифровой форме.

Поскольку CVSD модуляция создана для кодирования звуковых сигналов, это не может использоваться для универсального аналого-цифрового преобразования. Даже если Вы обходите факт, что цифровые данные связаны с *производной* входного сигнала, *изменяющийся размер шага* (ступени) будет путать вещи вне ремонта. Кроме того, уровень DC (постоянного тока) аналогового сигнала обычно не фиксируется (захватывается) в цифровых данных.

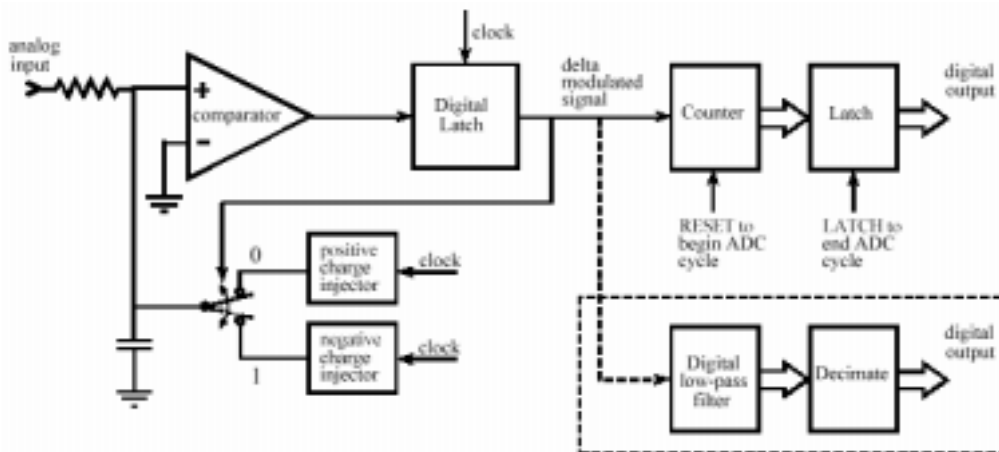


РИСУНОК 3-19. Блок-схема дельта-сигма аналого-цифрового преобразователя.

В самом простом случае, импульсы от дельта модулятора подсчитаны для predetermined числа тактовых циклов. Выход счетчика (counter) тогда запирают, чтобы закончить преобразование. В более сложной цепи, импульсы пропускают через цифровой фильтр нижних частот (digital low-pass filter) и затем передискретизатор (decimate - прореживатель) (на схеме и) к более низкой частоте выборки (частоте дискретизации).

Дельта-сигма конвертер, показанный в рис. 3-19, устраняет эти проблемы, умно комбинируя аналоговую электронику с алгоритмами (ЦОС). Обратите внимание, что напряжение на конденсаторе теперь - сравнивается с заземляющим потенциалом. Контур обратной связи также изменился так, чтобы напряжение на конденсаторе было *уменьшено*, когда выход цепи - цифровая *единица*, и *увеличено*, когда это - цифровой *ноль*. Поскольку входной сигнал увеличивается и уменьшается в напряжении, это пробует поднимать и понижать напряжение на конденсаторе. Это изменение в напряжении обнаружено компаратором, приводя к инжекторам заряда, производящим заряд *counteracting* (*противодействия*), чтобы сохранить конденсатор в нулевых вольтах.

Если входное напряжение положительно, цифровой вывод будет составлен из большего количества единиц, чем нулей. Избыточное число единиц, необходимо, чтобы генерировать *отрицательный* заряд, который отменяет с положительным входным сигналом. Аналогично, если входное напряжение отрицательно, цифровое устройство вывода будет составлено из большего количества нулей чем единиц, обеспечивая сетевую положительную инжекцию заряда. Если входной сигнал равен нулю вольт, равное число единиц и нулей будет сгенерировано в выходе, обеспечивая инжекцию заряда полного ноля.

Относительное число единиц и нолей на выходе теперь связано с *уровнем* входного напряжения, а не с *падением* (наклоном, спадом) как в предыдущей цепи. Это намного проще. Например, Вы могли формировать 12 разрядный аналогово-цифровой преобразователь (АЦП), подавая цифровой выход в счетчик (counter), и считая число *единиц* покрывая (более чем?), 4096 тактовых цикла. Цифровое число 4095 соответствовало бы положительному максимальному входному напряжению. Аналогично, цифровое число 0 соответствовало бы отрицательному максимальному входному напряжению, и 2048 будет соответствовать входному напряжению ноля. Это также показывает начало (происхождение?) названия *дельта-сигма*: дельта-модуляция, сопровождаемая суммированием (сигма).

Те единицы и ноли, произведенные этим типом дельта-модулятора очень просты для преобразования назад в аналоговый сигнал. Все, что требуется - аналоговый фильтр нижних частот, который мог бы быть столь же прост как отдельная (единая) RC сеть (цепь). Высокие и низкие напряжения, соответствующие цифровым единицам и нолям составляют среднее для формирования правильного (корректного) аналогового напряжения. Например, предположите, что те единицы и ноли представлены 5 и 0 вольт, соответственно. Если 80 % битов в потоке данных - *единицы*, и 20 % - *ноли*, выход фильтра нижних частот будет 4 вольта.

Этот метод преобразования единого одноразрядного потока данных назад в первоначальную форму волны важен по нескольким причинам. Во первых, это описывает гладкий способ заменить счетчик в дельта-сигма цепи АЦП. Вместо просто подсчета импульсов от дельта-модулятора, бинарный сигнал пропускают через *цифровой* фильтр нижних частот, и затем *прореживают*, чтобы привести частоту выборки (частоту дискретизации). Например, эта процедура могла бы начинаться, изменяя каждый из тех единиц и нолей в цифровом потоке в 12 разрядной выборке; единицы станут значением 4095, в то время как ноли станут значением 0. Использование цифрового фильтра нижних частот на этом сигнале производит цифровую версию первоначальной формы волны, так же, как аналоговый фильтр нижних частот формировал бы аналоговую рекреацию (восстановление). Прореживание тогда приводит частоту выборки(частоту дискретизации), отказываясь от большинства выборок. Это приводит к цифровому сигналу, который является эквивалентным непосредственно выбранной первоначальной формой волны.

Этот подход используется в многих коммерческих аналого-цифровых преобразователях для оцифровывания голоса и других сигналов звуковой частоты. Пример - National Semiconductor ADC16071 (Национальный полупроводниковый прибор ADC16071), который обеспечивает 16 разрядное аналого-цифровое преобразование в частотах выборки(частоте дискретизации) до 192 кГц. В частоте выборки(частоте дискретизации) 100 кГц, дельта-модулятор оперирует (работает) с частотой синхронизации 6.4 мГц. Низкочастотный фильтр цифровой фильтр - 246 точечный (вершинный) фильтр с конечной импульсной характеристикой, (КИХ-фильтр), типа описанного в Главе 16. Это удаляет все частоты в цифровых данных более чем 50 кГц, S возможной частоты выборки(частоты дискретизации). Концептуально, это может быть просмотрено как формирование цифрового сигнала в 6.4 мГц, с каждой выборкой, представленной 16 битами. Сигнал тогда прорежен(подкошен) от 6.4 мГц до 100 кГц, выполнен, удаляя каждые 63 из 64 выборок. Фактической, намного больше

операций происходит внутри этого устройства чем описано этим простым обсуждением.

Дельта-сигмы конвертеры могут также использоваться для цифро-аналогового преобразования голоса и сигналов звуковой частоты. Цифровой сигнал восстановлен(найден) от памяти, и преобразован(конвертирован) в дельту модулируемый поток и нолей. Как упомянуто выше, этот единый разрядный сигнал может легко быть изменен(заменен) в восстановленный аналоговый сигнал пропусканием через низкочастотный аналоговый фильтр. Как с фильтром антипсевдонима, обычно только единственная RC цепь требуется. Это - то, потому что большая часть фильтрации обработана цифровыми фильтрами с высокими показателями.

Дельта-сигма АЦП имеет несколько причуд, которые ограничивают их использование специфическими приложениями (удельными (критическими) прикладными программами). К примеру, трудно мультиплексировать их входы. Когда вход переключен от одного сигнала до другого, надлежащая операция не установлена, пока цифровой фильтр не может очищать себя от данных предыдущего сигнала. Дельта-сигма конвертеры также ограничены в другом отношении: Вы не знаете точно, *когда* каждая выборка была принята. Каждая приобретенная выборка - составной объект одной разрядной информации, принятого сегмента входного сигнала. Это - не проблема для сигналов, закодированных в частотной области, типа звукового, но это - существенное ограничение для закодированных сигналов домена времени. Чтобы понимать форму формы волны сигнала, Вы часто должны знать точный момент, каждая выборка была принята. Наконец, большинство этих устройств определено разработано(предназначено) для звуковых прикладных программ, и их технические требования эффективности котируются соответственно. Например, 16 разрядных АЦП, используемый для *звуковых сигналов* не обязательно подразумевает, что каждая выборка имеет 16 битов прецизионности. Много более вероятно, изготовитель заявляет, что звуковые сигналы могут быть отсчитаны к 16 битам *динамического диапазона*. Не ожидайте получить полные 16 битов полезной информации от этого устройства для универсального сбора данных.

В то время как эти объяснения и примеры обеспечивают введение в единый разрядный АЦП и ЦАП, должно быть подчеркнута, что они - упрощенные описания сложной технологии ЦОС и интегральной схемы. Вы не ожидали бы, что изготовитель сообщил своим *конкурентам* всю внутреннюю работу их ИС, так не ожидайте, что они сообщат это Вам.