ВОЛОГДИН Э.И.

АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ АУДИО СИГНАЛОВ

Конспект лекций

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
2012

СОДЕРЖАНИЕ

1. Введение.....3
2. Линейная импульсно-кодовая модуляция.....5
3. Спектр и звучание ошибок квантования.....12
3.1. Спектр ошибок квантования.....12
3.2. Звучание ошибок квантования.....20
4. Аудио технологии.....23
4.1.Технология Dithering.....23
4.2.Технология Noise Shaping.....30
4.3.Технология Super Bit Mapping (SBM).....34
4.4.Технология Oversampling.....36
5. Сигма-дельта модуляция.....39
5.1. Технология Noise Shaping.....39
5.2. Математические модели сигма-дельта модулятора.....40
5.3. Одноразрядный АЦП на основе сигма-дельта модуляции.....43
5.4. Одноразрядный ЦАП на основе сигма-дельта модуляции.....47
5.5. Многоразрядные ЦАП.....50
6. ИКМ с линейным предсказанием.....53
6.1.Основы теории.....53
6.2. Дифференциальная ИКМ и дельта модуляция.....57
6.3. Адаптивная дифференциальная ИКМ (ADPCM).....59
7. ИКМ с неравномерным шагом квантования.....61
7.1. Мгновенное компандирование.....61
7.2. Почти мгновенное компандирование.....64
7.3. ИКМ с плавающей запятой.....65
7.3. Транскодер ИКМ с плавающей запятой.....67
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....68

1. Введение

В зависимости от назначения и технических требований в современной аудиотехнике аналого-цифровое преобразование (АЦП) аудио сигналов осуществляется на основе использования четырех видов модуляции:

- импульсно-кодовая модуляция с равномерным квантованием (линейная ИКМ),
- импульсно-кодовая модуляция с неравномерным квантованием (с применением компандерных систем),
- дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ИКМ с предсказанием),
- сигма-дельта модуляция (SDM).

Для улучшения отношения сигнал/шум (SNR) часто также применяется адаптивное квантование.

Линейная ИКМ преимущественно используется в студийной технике звукозаписи, в которой нет жестких ограничений в отношении допустимых скоростей цифровых потоков, и главным является высокое качество преобразования. В такой технике обычно применяются 22…24 разрядные АЦП с частотой дискретизации не ниже 48 кГц, стоимостью от 10 до 100 тысяч долларов.

Сигма-дельта модуляция является современным развитием ИКМ с предсказанием. В настоящее время она большей частью используется в массовой аппаратуре магнитной и оптической записи/воспроизведения звука, в которой главным критерием качества является технологичность массового производства и цена изделия. Число разрядов АЦП на основе этой модуляции не превышает 1…5 бит, но частота дискретизации может достигать 10…20 МГц, цена такого АЦП не превышает 1 доллара. Аналого-цифровое преобразование на основе SDM быстро совершенствуется, динамический диапазон расширяется до 100…120 дБ, благодаря чему становится возможным использовать его и в студийной технике.

Работа SDM основывается на двух принципах. Первое, уменьшение числа разрядов в кодовом слове без ухудшения SNR за счет увеличения частоты дискретизации. Второе, как следствие, увеличение частоты Найквиста далеко за пределы звукового диапазона и перенесение в эту область спектра шумов квантования. Это обеспечивает высокое значение SNR в звуковом диапазоне даже при одноразрядном квантовании.

Компандерные системы и дифференциальная ИКМ, как правило, используются в технике передачи звуковых сигналов по цифровым каналам связи, в которых главным является уменьшение скорости цифровых потоков. При этом речевой сигнал передается с использованием 8-разрядного кодирования с частотой дискретизации 8 кГц при скорости цифрового потока 64 или 32 Кбит/с. При передаче вещательных сигналов число разрядов увеличивается до 10…12, и частота дискретизации повышается до 22,05, 44,1 или 48 кГц. При этом скорость цифрового потока составляет 128 или 256 Кбит/с.

В компандерных системах для сокращения скорости цифрового потока на передающей стороне компрессор производит сжатие динамического диапазона звуковых сигналов, а на приемной стороне с помощью экспандера производится восстановление динамического диапазона. При этом сокращение скорости цифрового потока достигается за счет неравномерного квантования, при котором чем выше уровень сигнала, тем больше величина шага квантования. При использовании дифференциальной ИКМ для сокращения скорости цифрового потока кодируется и передается в тракт только разностный сигнал между текущим и предсказанным значениями звукового сигнала. Таким образом в обеих системах снижение скорости цифрового потока достигается за счет уменьшения статистической избыточности аудиосигналов. Поэтому такие способы аналого-цифрового преобразования можно назвать статистическим компрессированием звуковых сигналов.

За последние 20…30 лет в результате совершенствования технологии и принципов цифровой звукозаписи плотность ее на оптических и магнитных дисках повысилась во много раз и достигла значения 60 Мбит/мм^2. В настоящее время емкость оптических дисков формата *Blue-Ray* составляет 50 Гбайт, близки к практической реализации голографическая и фотонная запись, которые обеспечивают емкость дисков прежних размеров до 600…800 Гбайт.

Благодаря этим достижениям при аналого-цифровом преобразовании звуковых сигналов существенно упростились проблемы с возможностью повышения частоты дискретизации и числа разрядов ИКМ преобразователей, не стало жестких ограничений в отношении времени записи и числа записываемых звуковых каналов. Однако некоторые проблемы многоканальной записи пока остались. Скорость цифрового потока, при которой длительность записи один час, составляет около 10 Мбит/с . При этом без компрессирования 6-канальная запись аудио сигналов возможна только в формате 24/48 кГц. С повышением частоты дискретизации до 192 кГц скорость цифрового потока увеличивается в 4 раза до 27,5 Мбит/с, и приходится либо уменьшать время записи в 4 раза или использовать сжатие цифрового потока без потерь с коэффициентом компрессии около 2,7.

В каналах передачи цифровой звуковой информации проблем значительно больше. Частотный диапазон кабельных и эфирных линий передачи разделяется на полосы, выделяемые пользователям. Число полос ограничено, поэтому каждый лишний бит, расширяющий полосу передачи, стоит очень дорого. Именно поэтому в этой области (радиовещание) и ведутся интенсивные разработки по сокращению скорости цифровых потоков, часто в ущерб качеству.

В качестве основных критериев оценки качества методов аналого-цифрового преобразования в технической литературе до сих пор используются число бит и частота дискретизации, чем выше их значения, тем вроде лучше должно быть качество звукового сигнала. В какой то мере это применимо к линейной ИКМ, но очень условно, так как разработаны технологии повышения отношения сигнал-шум (SNR) без увеличения числа разрядов в кодовом слове, такие как *Dithering, Noise Shaping, Super Bit Mapping* и другие. Увеличение числа разрядов имеет практический смысл только до таких значений, при котором динамический диапазон сигналов начинает превышать динамический диапазон канала передачи.

Возможно уменьшение числа разрядов без снижения качества за счет использования неравномерного квантования и устранения статистической избыточности звуковых сигналов. Однобитовые АЦП на основе SDM могут иметь значительно лучшие характеристики, чем многоразрядные АЦП на основе линейной ИКМ. Более реальной оценкой качества является динамический диапазон или SNR. Так у современных звуковых карт с 24 разрядным АЦП SNR не превышает 106 дБ, тогда как теоретически он должен быть равен 144 дБ.

По теореме Котельникова достаточно, чтобы частота дискретизации сигнала превышала вдвое верхнюю границу звукового диапазона, поэтому теоретически для музыкальных программ более чем достаточна частота дискретизации 44,1 кГц. Тем не менее, в аудиотехнике ее увеличили сначала до 48, потом до 96 и 192 кГц, ожидается, что даже в бытовой технике она достигнет значения 384 кГц. Возникает вопрос зачем.

С одной стороны некоторые музыкальные инструменты имеют частотный диапазон до 40 и даже до 100 кГц, и, возможно, в чем некоторые абсолютно уверены, мы такие звуки воспринимаем. С другой стороны, повышение частоты дискретизации технически реализуется достаточно просто. Более весомым аргументом является экономическая сторона вопроса, значительно дешевле поднять частоту и сделать фильтр низкой частоты 2-3 порядка, чем 7…11 порядка, причем с фильтром низкого порядка звучание становится даже лучше.

2. Линейная импульсно - кодовая модуляция

Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразования звука в высококачественных цифровых трактах наиболее часто осуществляются на основе линейной импульсно-кодовой модуляции (ИКМ). Она отличается тем, что цифровое преобразование звуковых сигналов (ЗС) малого и высокого уровня производится с одинаковой абсолютной точностью. При этом обеспечивается пока наилучшее качество звучания, но достигается это за счет слишком высокой скорости цифрового потока и дорогостоящей технологии изготовления АЦП и ЦАП.

Принцип работы ИКМ. Для преобразования ЗС в цифровой код производится его дискретизация, при которой с частотой f_S делаются очень короткие по времени выборки, так чтобы за время их длительности ЗС не успевал существенно измениться. Эти выборки запоминаются на время, необходимое для преобразования их в двоичный код. Частота дискретизации, в соответствии с теоремой В.П.Котельникова, должна, по крайней мере вдвое, превышать максимальную частоту спектра звукового сигнала $F_{\max}$

$$f_S > 2F_{\max}.$$

Чем выше частота дискретизации и больше число разрядов, используемых для кодирования, тем лучше звучание при воспроизведении цифровой записи музыкальных программ.

Функциональная схема ИКМ модулятора схема приведена на рис.2.1. В этой схеме *антиэлайзинговый фильтр* АФНЧ в соответствии с требованиями теоремы Котельникова В.П. ограничивает спектр входного ЗС частотой Найквиста, равной половине частоты

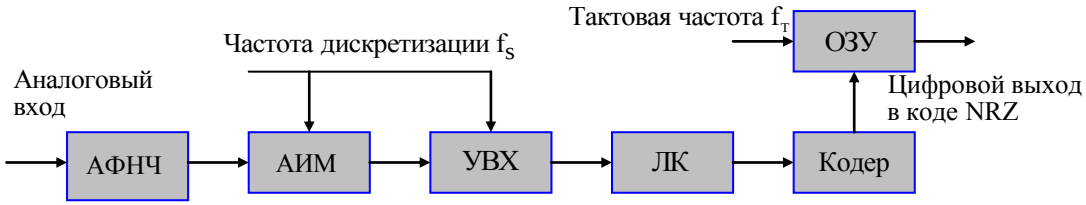


Рис.2.1. Функциональная схема ИКМ модулятора

дискретизации. Дискретизация осуществляется с помощью амплитудно-импульсной модуляции (АИМ). *Линейный квантователь* (ЛК) *и двоичный кодер* осуществляют аналого-цифровое преобразование АИМ сигнала, при котором формируется последовательность двоичных q – разрядных кодовых слов с частотой выборки f_S. При этой операции устанавливается полярность выборки, ее величина и осуществляется отсчет в двоичном коде. *Оперативное запоминающее устройство* (ОЗУ) предназначено для формирования выходного цифрового сигнала в канальном коде NRZ (Non Return to Zero). В этом коде осуществляется передача двоичной информации между элементами цифровой схемотехники.

Антиэлайзинговая фильтрация в схеме модулятора предназначена для исключения возможности перекрытия спектров звукового и АИМ сигналов. В спектре такого сигнала около каждой гармоники частоты дискретизации возникают верхняя и нижняя боковые полосы. Огибающие спектров этих полос являются соответственно прямым и зеркальным отражениями огибающей спектра ЗС (рис.2.2.). Антиэлайзинговый ФНЧ подавляет все продукты модуляции выше частоты Найквиста f_N. В случае отсутствия АФНЧ и когда он плохо спроектирован из-за перекрытия спектров невозможно восстановить исходный ЗС при ИКМ демодуляции и возникают очень сильные искажения.

Звуки речи и музыкальных инструментов не превышают частоты 15…20 кГц. Особая необходимость подавлять более высокие частоты, возникает при использовании как источника музыкальных программ аналоговых магнитофонов, у которых вместе со звуком присутствует сигнал высокочастотного подмагничивания с частотой 50….250 кГц. Частоты выше 20 кГц могут быть также в шуме, синтетической музыке и звуках, издаваемыми животными и птицами.

Для надежного подавления спектральных составляющих выше частоты Найквиста антиэлайзинговый ФНЧ должен иметь частоту среза несколько ниже частоты Найквиста и очень сильно (не меньше 90 дБ) подавлять оставляющие спектра сигнала на этой частоте. Обычно это эллиптические фильтры 7…9 порядков.

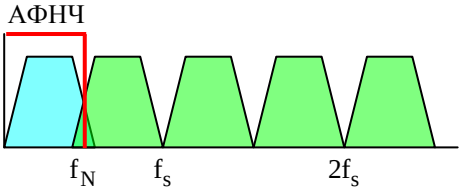


Рис.1.2. Перекрытие АИМ спектров

Высокая крутизна среза ФНЧ приводит к специфическим искажениям в виде «звона». Это связано с тем, что отклик на импульсное воздействие такого фильтра описывается осциллирующей функцией вида sinc(ϖ). Чем выше крутизна среза ФНЧ, тем медленнее происходит затухание звуковых колебаний. Единственным способом борьбы с этими искажениями является повышение частоты выборок, Это позволяет уменьшить крутизну спада антиэлайзингового ФНЧ без уменьшения эффективности подавления спектральных составляющих выше частоты Найквиста.

Дискретизация заключается в преобразование *аналогового* ЗС в дискретную последовательность коротких выборок положительной и отрицательной полярности длительностью τ. Такая операция выполняется с помощью *балансной* АИМ. На один вход модулятора подается ЗС, а на второй - управляющий сигнал, который представляет собой последовательность коротких импульсов с частотой дискретизации. На выходе модулятора формируется АИМ сигнал $U_d(j)$ (рис.2.3.). Чем меньше длительность выборки, тем более точно выполняется операция дискретизации и меньше нелинейные искажения.

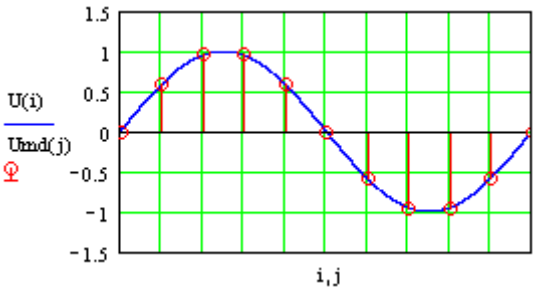


Рис.2.3. АИМ сигнал

В УВХ, часто включаемой в состав дискретизатора, значения выборок запоминаются на время T_s и дискретные выборки $U_d(j)$ преобразуются в непрерывный аналоговый сигнал ступенчатой формы $U_{dh}(i)$. Аналоговая память в УВХ реализуется с помощью конденсатора, заряд и разряд которого осуществляется через управляемый ключ. В этом устройстве очень малая постоянная времени заряда и очень большая постоянная времени разряда.

АИМ сигнал является периодическим только при условии, что периоды звукового сигнала T_F сигнала дискретизации T_s находятся в целочисленном отношении, то есть когда в x периодов ЗС укладывается точно y периодов сигнала дискретизации. Это значит, что частота ЗС F всегда кратна или субкратна частоте дискретизации f_s . Коэффициент кратности этих частот определяется отношением простых чисел y / x

$$k = \frac{T_F}{T_s} = \frac{f_s}{F} = \frac{y}{x} > 2,$$

например, k = 3/1, 4/1,.....5/2, 7/3, 9/4.... 973/127…

Таким образом, если k целое число – частоты f_s и F кратны, если дробное – субкратны. Период АИМ сигнала T_m определяется равенством

$$T_m = \frac{x}{F}.$$

Это значит, что, на *субкратных частотах нижняя граничная частота спектра АИМ сигнала в x раз ниже частоты ЗС.* В качестве иллюстрации на рис.2.4. приведен АИМ сигнал с периодом, когда в нем укладывается 5 периодов ЗС и 11 периодов сигнала дискретизации, при этом $k = 11/5$.

При амплитудной модуляции расчетные формулы для сигналов и ошибок удобно представлять в функции дискретного времени i тогда аналитическое выражение для ЗС синусоидальной формы принимает вид

$$U(i) = A \cdot \sin(\Delta\varphi \cdot i), \quad \Delta\varphi = \frac{2\pi}{K_f}, \quad A = \frac{A_m}{Q},$$

где $\Delta\varphi$ - изменение фазы синусоидального сигнала между выборками, A - нормализованное значение амплитуды ЗС A_m в квантах, Q - шаг квантования по уровню, $i = 0,1/h,...y$, h – число точек отсчета на интервале между выборками.

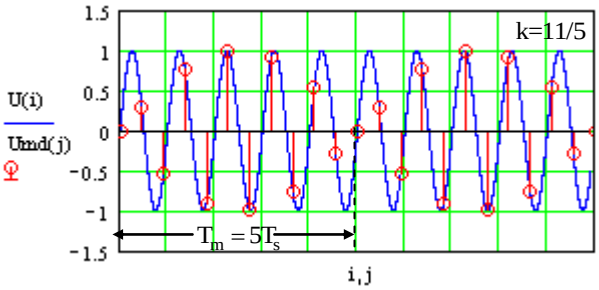


Рис.2.4. АИМ сигнал на субкратной частоте

Дискретизированный сигнал задается только в моменты выборок, поэтому он рассчитывается в соответствии с равенствами:

$$U_d(j) = A \cdot \sin(\Delta\varphi \cdot j), \quad \text{или } U_d(j) = A \cdot \sin(\Delta\varphi \cdot \mathrm{floor}(i)),$$

где $j = 0,1,2...y$, floor(·) - функция, равная целому значению числа в скобках.

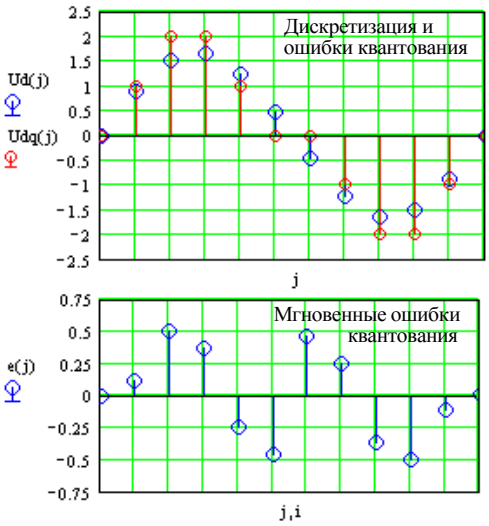


Рис.2.5. Квантование

Частота выборок имеет стандартные значения: для профессиональной аппаратуры звукозаписи –48 кГц, для бытовой - 44,1кГц. В последнее время для повышения качества звучания такой аппаратуры стали использовать более высокие частоты, превышающие стандартные значения в 2 или 4 раза. Так, в формате DVD-Audio предусмотрена возможность осуществлять запись с частотами дискретизации 96 и 192 кГц.

Линейное квантование выборок осуществляется с помощью линейной шкалы, разделенной на множество уровней квантования с одинаковым шагом Q. В процессе квантования производится округление значений выборок до целого значения шкалы. При этом определяется полярность выборок и *число уровней квантования ЗС в десятичной форме* N_q. Процесс квантования последовательности выборок $U_d(j)$ и возникновение ошибок квантования в моменты выборок поясняется рис.2.5.

Максимальное число уровней квантования шкалы *для каждой полярности* ЗС $N_{q\max}$ зависит от числа разрядов в кодовом слове q

$$N_{q\max} = 2^{(q-1)}, \quad q > 1.$$

Чем больше q, тем на большее число уровней разбивается шкала и тем с большей точностью производится аналого-цифровое преобразование. Если задано максимальное число уровней квантования $N_{q\max}$, то необходимое число разрядов в кодовом слове рассчитывается по формуле

$$q = \log_2(N_{q\max}).$$

Шаг квантования Q шкалы (в единицах напряжения: мВ, мкВ…) определяется максимально допустимой амплитудой входного сигнала $A_{m\max}$ и максимальным числом уровней шкалы квантования

$$Q = \frac{A_{m\max}}{N_{q\max}} \quad .$$

Входное напряжение квантователя не должно превышать значения $A_{m\max}$, в противном случае возникает перегрузка по входу и появляется отсечка (сверху и снизу) в выходном сигнале ИКМ демодулятора и сильные искажения звука.

Важной характеристикой квантователя является его передаточная функция**.** Возможны 3 варианта ее реализации, отличающиеся нормализованными (в квантах) значениями порогов квантования z = 0,5; z = 0 и z =1 . В первом варианте округление производится к ближайшему значению шкалы квантователя, во втором – к меньшему, а в третьем – к большему значению. Наибольшее распространение получил первый вариант, при котором ошибка квантования не превышает половины шага квантования $\pm Q/2$.

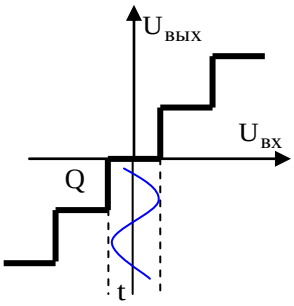


Рис.2.6. Передаточная функция квантователя

На рис.2.6. приведен график передаточной функции квантователя при z = 0,5. Она имеет вид лестницы, у которой ступени равны шагу квантования Q. Как видно, пока пиковое значение входного сигнала не превышает 0,5 кванта, выходной сигнал квантователя равен нулю, т.е. имеет место центральная отсечка. Это приводит к нелинейности преобразования и возникновению больших искажений при малых амплитудах ЗС. Пока значение $A \le 1{,}5$ выходной сигнал демодулятора представляет собой последовательность прямоугольных импульсов, у которых с изменением уровня ЗС меняется длительность (рис.2.7). Это обусловлено ошибками квантования, которые соизмеримы с амплитудой входного сигнала. Искажения начинают заметно уменьшаться только при $A > 2$.

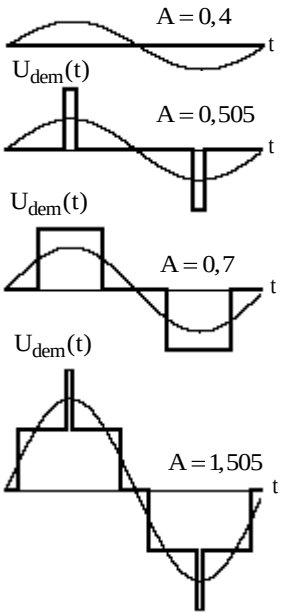


Рис.2.7. Выходной сигнал демодулятора

В ИКМ модуляторе квантуется дискретизированный сигнал в виде последовательности выборок. Функция выходного сигнала квантователя определяется равенством

$$U_{dq}(j) = \mathrm{floor}[A \cdot \sin(\Delta\varphi \cdot j) + z] \, .$$

Ошибкой квантования называется разность между мгновенными значениями выходного и входного сигналов квантователя в моменты выборок

$$e(j) = \mathrm{floor}[A \cdot \sin(\Delta\varphi \cdot j) + z] - A \cdot \sin(\Delta\varphi \cdot j) \, .$$

Двоичный кодер в схеме на рис.2.1. определяет полярность выборки и осуществляет преобразование положительного десятичного значения уровня квантования в двоичное. Это производится в соответствии с известными правилами с подбором весовых коэффициентов или с помощью таблицы. Например, если q =8 и N_q = 85, то это соответствует двоичному числу a(x) = 1010101. Существуют несколько способов двоичного кодирования, но всегда старший разряд в кодовом слове является знаковым и определяет его полярность.

Для примера в табл.2.1 приведены два наиболее распространенных способа двоичного представления положительных и отрицательных десятичных чисел, известные под названиями «2`s *complemet format*»(двоичное дополнение) и «*offset binary*» (двоичный сдвиг). В обоих форматах отрицательные десятичные значения преобразуются в двоичные путем инверсии положительной значащей части двоичной кодового слова того же уровня и прибавления «1» в младшем разряде.

Оперативное ЗУ непосредственно относится к двоичному кодеру, являясь его элементом цифровой памяти. Значения кодовых слов в двоичном виде вводятся в ОЗУ в параллельном коде с частотой выборок и с этой же частотой выдаются на параллельном выходе. С последовательного выхода двоичные данные поступают с тактовой частотой $f_т$ на кодер коррекции ошибок или на вход мультиплексора, в зависимости от схемы построения цифрового тракта.

Т а б л и ц а 2.1. **Двоичные коды**

Десятичное число	Двоичный сдвиг	Двоичное дополнение
+5	1101	0101
+4	1100	0100
+3	1011	0011
+2	1010	0010
+1	1001	0001
0	1000	0000
-1	0111	1111
-2	0110	1110
-3	0101	1101
-4	0100	1100
-5	0011	1011

Вся цифровая схемотехника строится на передачи двоичных данных в виде двух уровней сигнала – высокого и низкого. Первый соответствует логической «1», второй- логическому «0». Это значит, что выходной сигнал ОЗУ представляет собой последовательность импульсов одной полярности с тактовой частотой f_T, равной

$$f_T = f_s \cdot q .$$

Длительности импульсов и интервалы между ними кратны периоду тактовой частоты. Переход от одного уровня к другому происходит только при изменении последовательности двоичных данных, когда после «0» следует «1» или наоборот. Представление двоичной последовательности в таком виде называется кодом NRZ. Запись цифрового сигнала производится всегда с использованием самосинхронизирующегося канального кода.

На рис.2.8. приведена функциональная схема ИКМ демодулятора. В ней сигналы с тактовой частотой f_T и с частотой f_s выделяется из канального кода и используются для демодуляции. Входной сигнал в коде NRZ подается на ОЗУ демодулятора, которое формирует последовательность q-разрядных кодовых слов в параллельном двоичном

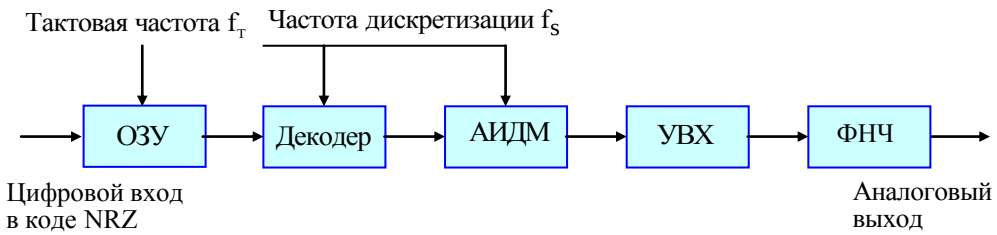


Рис.2.8. Функциональная схема демодулятора

коде с частотой f_s. Двоичный декодер восстанавливает квантованные выборки в виде положительных и отрицательных дискретных значений $U_{dec}(j)$, Они имеют точно такой же вид, как и на выходе квантователя модулятора и определяются равенством

$$U_{dec}(j) = \mathrm{floor}[A \cdot \sin(\Delta\varphi \cdot j) + z] .$$

УВХ осуществляет *аппроксимацию* сигнала двоичного декодера с помощью интерполяции нулевого порядка. При такой интерполяции запоминаются значения выборок $U_{dec}(j)$ на время от одной выборки до другой. В результате на выходе ИКМ демодулятора (до ФНЧ) формируется непрерывный по времени *ступенчатый сигнал* $U_{dem}(i)$. Математически реализация процесса интерполяции выполняется функцией floor(·) в соответствии с равенством

$$U_{dem}(i) = \mathrm{floor}[A \cdot \sin(\Delta\varphi \cdot \mathrm{floor}(i)) + z] .$$

Аппроксимация предназначена для увеличения уровня спектральных составляющих звукового диапазона и частичного подавления высокочастотных продуктов модуляции еще до ФНЧ и для ее осуществления может использоваться интерполяция высоких порядков. Вместе с сигналом аппроксимируются и ошибки квантования, возникшие в ИКМ мо-

дуляторе. Они становятся непрерывной функцией времени в виде последовательности прямоугольных импульсов различной амплитуды и длительности, расчетное соотношение для них принимает вид

$$e_h(i) = U_{dem}(i) - U_{dh}(i)\,.$$

Спектр такой последовательности ограничен частотой Найквиста, поэтому ошибки квантования фильтром нижних частот на выходе демодулятора не ослабляются.

Спектры АИМ сигналов на выходах модулятора и демодулятора существенно отличаются (рис.2.9.), так как передаточная функция УВХ демодулятора является частотно-зависимой и определяется равенством

$$K(\eta)_{dem} = \left|\mu \operatorname{sinc}\ \pi\mu\eta\ \right|, \qquad \eta = \frac{f}{f_s}, \quad \mu = \frac{T_{sh}}{T_s}$$

где η - нормализованная частота, T_{sh} – время удержания УВХ.

На рис.2.9. приведены графики спектра широкополосного ЗС, рассчитанные с использованием этой формулы при μ=1. Из них видно, что УВХ вносит достаточно сильные частотные искажения. На частотах выше частоты Найквиста амплитуда побочных продуктов модуляции быстро затухает и это упрощает требования к ФНЧ. В тоже время в звуковом диапазоне возникает спад высоких частот, который на частоте Найквиста достигает минус 3 дБ. Поэтому после ФНЧ включают частотный корректор, называемый аппретурным коррелятором, который компенсирует спад частотной характеристики. К сожалению, этот корректор вносит существенные фазовые искажения, ухудшающие качество звучания. Частотные искажения уменьшаются с уменьшением времени удержания, но при этом сильно падает уровень ЗС.

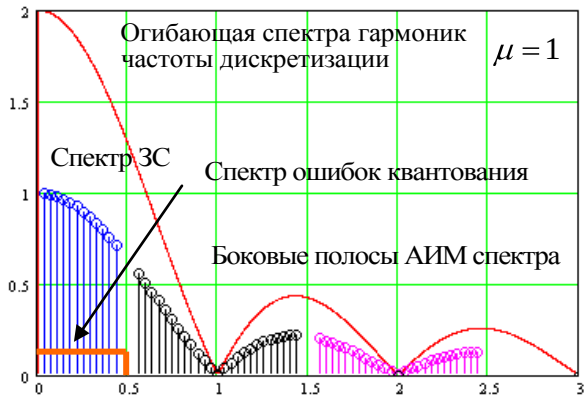


Рис.2.9. Спектр сигнала на выходе УВХ демодулятора

ФНЧ на выходе демодулятора осуществляет демодуляцию ИКМ сигнала, при которой он подавляет высокочастотные продукты модуляции выше частоты Найквиста и выделяет составляющие спектра в звуковом диапазоне частот. Для реконструкции ЗС в аналоговой форме особой необходимости применения фильтра для ослабления и подавления этих частот нет, так как на слух они не воспринимаются. Однако, необходимо учитывать, что последующие каскады усилителей на транзисторах и акустическая аппаратура из-за неизбежной их нелинейности могут создавать комбинационные искажения попадающие в полосу звуковых частот. Если, например, частота выборок равна 44,1 кГц, а частота ЗС – 20 кГц, то нижняя частота зеркального спектра 24,1 кГц может создавать хорошо слышимую разностную частоту 4,1 кГц. По этой причине подавление выше частоты Найквиста должно быть не меньше 40…60 дБ.

Не очень высокие требования к ФНЧ ИКМ демодулятора обусловлены следующими причинами:

- звуковые акустические системы имеют малую чувствительность на высоких частотах,
- музыкальный сигнал с множеством обертонов создает значительную спектральную маскировку,
- переходные искажения порождают временное маскирование.

В демодуляторе на вход ФНЧ с частотой дискретизации подаются квантованные выборки ЗС сигнала в виде последовательности прямоугольных импульсов различной амплитуды и полярности. Выходной отклик идеального ФНЧ с частотой среза равной часто-

те Найквиста при каждом импульсном воздействии описывается функцией sin*x*/*x*, у которой пиковое значение которой равно амплитуде входного импульса (рис.2.10), а затухающий колебательный процесс происходит с периодом дискретизации.

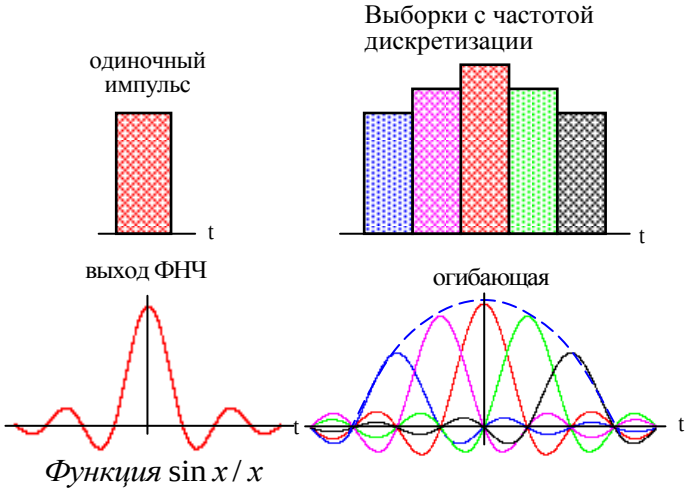


Рис. 2.10. Реконструкция ЗС

В случае непрерывной последовательности выборок происходит перекрытие откликов от отдельных выборок. При этом пиковое значение каждого отклика равно амплитуде входного импульса, и оно не зависит от соседних откликов. Значение восстановленного ЗС в каждой точке между выборками определяется суммой огромного числа откликов, возникших как раньше, так и позже рассматриваемого момента времени. Особо большую роль при этом играют медленно затухающие колебания.

Реконструкция ЗС осуществляется ФНЧ по отдельным выборкам путем их интерполяции. Для восстановления звукового сигнала с широким спектром от 20 Гц до 20 кГц необходимо накопление примерно 2000 выборок, а более точно оно определяется известным равенством.

$$N_{выб} = F_{\max} / F_{\min} = 4000 \text{ выборок.}$$

Это очень жесткий критерий. Считается, что для музыкальных программ при частоте дискретизации 44100 Гц вполне достаточно 2200 выборок. Для того чтобы обеспечивалось такое число интерполируемых выборок *время задержки ФНЧ* должно быть больше разности периодов граничных спектральных составляющих широкополосного ЗС со спектром прямоугольной формы. В противном случае возникают нелинейные интермодуляционных искажения, которые на слух проявляются в виде диссонансов, «грохота» и «хвостов». Это значит, что для частотного диапазона 20…20000 Гц время задержки ФНЧ должно быть 50 мс. Для сигнала с полосой от 10 Гц до 20 кГц, время задержки фильтра должна быть уже 100 мс и.т.д. Такие фильтры создать очень сложно, поэтому надо ограничивать нижний диапазон частот.

Чем большее число выборок используется в реконструкции ЗС, тем ближе восстановленный сигнал к исходной форме. При этом восстанавливаются без ошибки не только выборки, но все промежуточные значения между ними. Число точек, по которым осуществляется восстановление звукового сигнала, определяется крутизной среза ФНЧ. Чем ближе реальный ФНЧ к идеальному фильтру, с крутизной среза близкой к бесконечности, тем больше время задержки сигнала в этом фильтре и тем больше выборок связываются в этом фильтре друг с другом. Переходные процессы в фильтре дополняют восстанавливаемый сигнал между значениями соседних выборок.

На практике время задержки ФНЧ, рассчитанного на пропускание спектра от 20 Гц до 20 кГц составляет всего 5…10 мс. Это значит, что при подаче цифрового сигнала на вход ФНЧ ЗС на выходе он появится через указанное время. С такой маленькой задержкой при формировании ЗС участвуют только 220…440 выборок и поэтому при реконструкции широкополосных музыкальных сигналах неизбежно возникают нелинейные искажения.

В современной аппаратуре для реконструкции ЗС в аналоговой форме ФНЧ с катушками индуктивности и конденсаторами, а также активные транзисторные RC-фильтры практически не применяются. Для этих целей более целесообразно использовать цифровые интерполяторы 15…16 порядка или производить вычисление выходного сигнала по формуле из теоремы В.П.Котельникова

$$U_{фнч}(i) = \sum_{j=0}^{j_{\max}} U_{дем}(j) \cdot \mathrm{sinc}[(i-j)\cdot\pi]$$

где $j_{\max}$ - число выборок, по которым производится интерполяция. По этой формуле правильно рассчитываются значения ЗС не только в моменты выборок, но и во всех точках между выборками. В обоих случаях требуется высокоскоростной процессор и достаточно большая память.

3. Спектр и звучание ошибок квантования

3.1. Спектр ошибок квантования

Для расчета спектра ошибок квантования обычно применяется быстрое преобразование Фурье квантованного сигнала на выходе интерполятора ИКМ демодулятора. Когда основным интересом является исследование звучания ошибок квантования, более важным становится сам процесс формирования этого спектра. Поэтому для расчета спектра воспользуемся особым математическим приемом, который заключается в изменении порядка выполнения математических операций в ИКМ модуляторе. Для этого в схеме модулятора квантователь переносится на место перед амплитудно-импульсным модулятором.

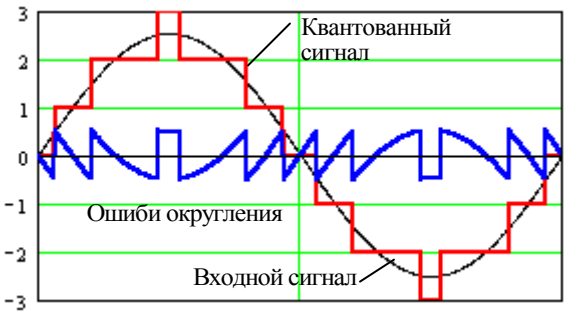


Рис.3.1. Квантование синусоидального сигнала. Ошибки округления.

При таком подходе на входе квантователя действует синусоидальный входной сигнал. Его выходной сигнал $U_r(i)$ представляет собой ступенчатую функцию времени (рис.3.1.). Высота всех ступенек равна шагу квантования и не зависит от скорости изменения ЗС, а вот их длина от этой скорости зависит. Чем скорость изменения ЗС выше, тем меньше ширина ступенек. Аналитически квантованный сигнал записывается в виде:

$$U_r(i) = \mathrm{floor}[A \cdot \sin(\Delta\varphi \cdot i) + z],$$

Разность между входным и выходным сигналами квантователя формально является ошибкой квантования, так ее и называют в большинстве публикаций по аудиотехнике. Однако, эта ошибка является результатом выполнения только одной операции – квантования, поэтому ее спектр не ограничен сверху частотой Найквиста. Интересующая нас *ошибка квантования* всегда является результатом выполнения двух операций: *квантования и дискретизации.* Чтобы не создавалась путаница в названиях, будем называть ошибку, возникающую *только при квантовании* синусоидального сигнала *ошибкой округления* и обозначать ее как $e_r(i)$. Это более соответствует ее физической природе. Ошибка округления рассчитывается по формуле

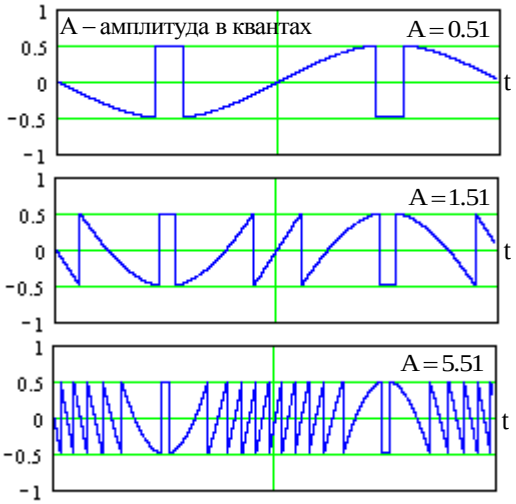


Рис.3.2. Функции ошибок округления

$$e_r(i) = U_r(i) - U(i)$$

Из графиков на рис.3.2. видно, что ошибки округления являются периодическими *непрерывными функциями времени*. Форма сигнала ошибки в пределах периода имеет вид детерминированной последовательности пилообразных импульсов с размахом равным

шагу квантования, независимо от амплитуды ЗС A. Длительность, форма и частота повторения импульсов меняются в пределах периода, так как они зависят от крутизны синусоидального входного сигнала в функции времени. Период повторения ошибок округления быстро уменьшается с увеличением A. Из приведенных графиков следует, что спектр гармоник ошибок квантования ограничен номером гармоники, у которой амплитуда максимальная. Эта гармоника грубо определяется числом импульсов ошибок квантования за период ЗС. Чем больше значение A, тем выше номер этой гармоники $\nu(A_{\nu\max})$. При $A > 2$ этот номер рассчитывается по приближенной формуле

$$\nu(A_{\nu\max}) \approx 2\pi A$$

Суммарная мощность ошибок округления P_r зависит только от шага квантования Q

$$P_r = Q^2/12.$$

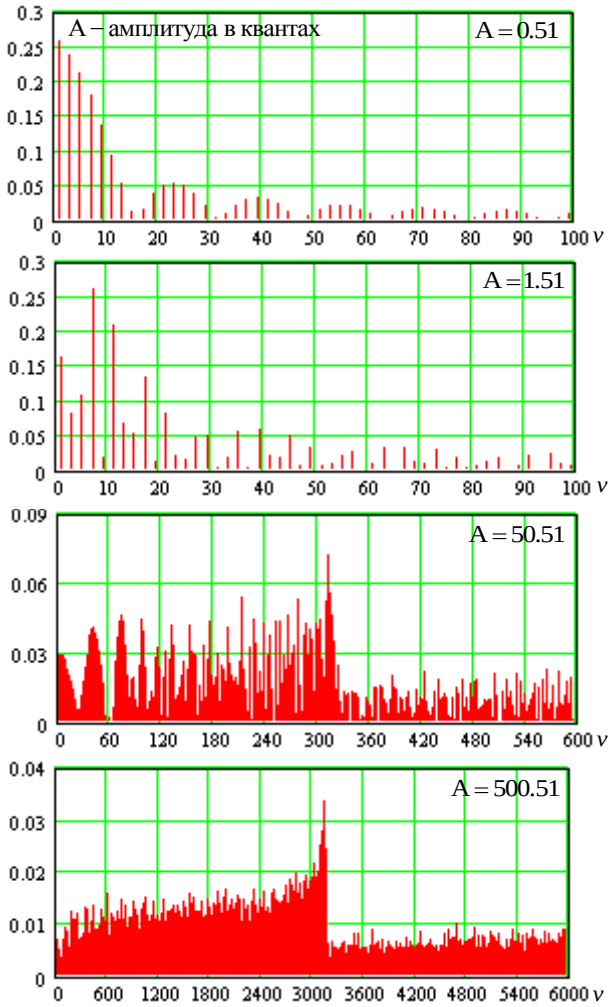


Рис.3.3. Спектры гармоник ошибок округления

Функция ошибок округления периодическая и симметричная относительно оси времени, поэтому спектр ошибок округления дискретный в виде *нечетных гармоник сигнала ошибок округления.* Это позволяет производить расчет *спектра гармоник* с помощью БПФ по формуле

$$S(\nu) = 2 \cdot \mathrm{fft}(e_r(i)) \cdot m^{-0.5}$$

где $m = 2^x \cdot n$, n - число рассчитываемых гармоник спектра, представляемое числом 2^y, m – число точек отсчета на период ЗС $i = 0,1...m-1$. Чем больше m, тем большее число гармоник может быть вычислено. Чем больше значение переменной x, тем выше точность вычисления гармоник. Для перехода к частотному спектру достаточно изменить масштаб по оси абсцисс, заменив номера гармоник ν частотой $F(\nu) = \nu \cdot F$.

На графиках (рис.3.3.) по оси ординат определяется амплитуда гармоник ошибок округления в квантах, а по оси абсцисс – номера гармоник. Из приведенных графиков видно, что в спектре ошибок округления имеется составляющая первой гармоники.

При минимально возможной амплитуде ЗС A = 0,51 максимум спектра совпадает с первой гармоникой ошибок округления и спектр быстро сходится. При дальнейшем увеличении A максимальные значения составляющих спектра уменьшаются и смещаются все к более высоким гармоникам в соответствии с приведенным выше равенством. Амплитуды гармоник выше номера $\nu(A_{\nu\max})$ резко уменьшаются в 2…4 раза и образуют равномерный спектр. Приведенные графики справедливы в равной мере как при 8, так и 16-разрядном квантовании, когда амплитуды сигналов и ошибок выражаются в квантах. При использования логарифмического масштаба по оси ординат вид графиков будет совершенной иной.

Частотный спектр ошибок квантования формируется в процессе дискретизации квантованного ЗС. При выполнении этой операции осуществляется *балансная модуляция,*

при которой дискретизируются как ЗС, так и ошибки округления, преобразуясь в ошибки квантования, как это показано на рис.3.4. Мощности ошибок квантования и округления одинаковые, но спектры совершенно различные.

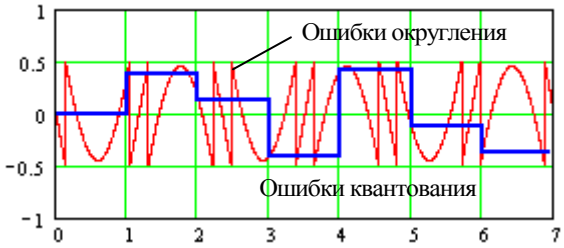


Рис. 3.4. Дискретизация ошибок округления

В спектр АИМ сигнала прежде всего входят нечетные гармоники спектра ошибок округления v, попадающие в полосу частот до частоты Найквиста F_N. Их число может быть несколько тысяч и спектр простираться до 3…5 мегагерц.

В результате модуляции при каждой гармонике частоты дискретизации образуются верхняя и нижняя боковые полосы. Верхние боковые полосы являются *прямым, а нижние - зеркальным отображением спектра ошибок округления*. Мощности компонент спектра во всех полосах равны мощности ошибок округления.

Необычность формирования спектра ошибок квантования заключается в том, что ширина спектра модулирующего сигнала во много раз превышает частоту дискретизации. Поэтому составляющие спектра нижних боковых полос попадают в область отрицательных значений (рис.3.5). Физически это означает, что происходит отражение спектров нижних боковых полос от нулевой частоты, и отрицательные значения частот становятся

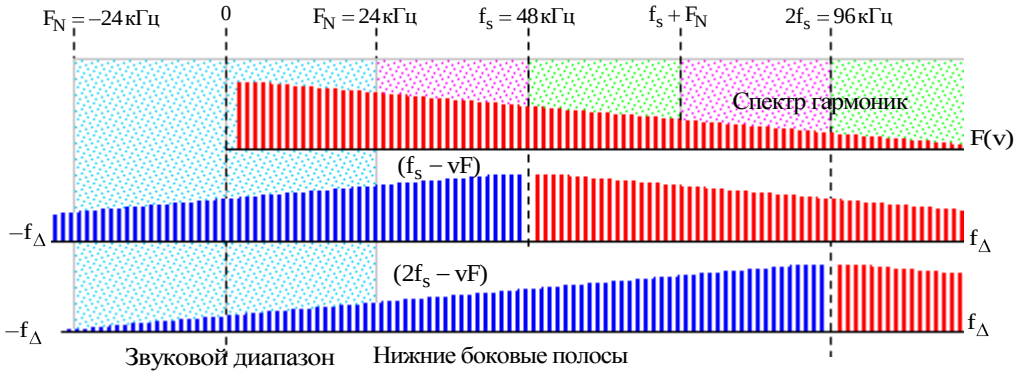


Рис.3.5. Формирование спектра ошибок квантования

положительными.

Гармоники ошибок округления, частота которых не превышает частоту Найквиста, образуют *прямой спектр* ошибок квантования. Все гармоники выше f_N попадают в звуковой диапазон в виде продуктов модуляции

$$f_\Delta = s \cdot f_s - vF .$$

Эти продукты имеют знак плюс, если $(s \cdot f_s - f_N) \le v \cdot F \le s \cdot f_s$, и знак минус, если $s \cdot f_s \le v \cdot F \le (s \cdot f_s + f_N)$.

Сказанное поясним на частном простом примере кратных частот, когда F= 1 кГц и f_s = 48 кГц. В этом случае в звуковой диапазон попадают гармоники ошибок округления с 1 по 23, образующие *прямой спектр*. Гармоники с 25 по 47 попадают в этот же диапазон, как продукты модуляции нижней боковой полосы 1 порядка. Они создают частоты от 23 до 1 кГц с интервалом 1 кГц. Гармоники с 49 по 71 преобразуются в такие же частоты, но

с отрицательным знаком. Аналогичные преобразования происходят с гармониками выше 71 в нижних боковых полосах 2 и более высокого порядков и т. д. Суммирование составляющих спектра происходит с учетом фазы каждой гармоники. Если частоты f_s и F не кратны, то при небольшом отклонении частоты ЗС от кратного значения каждая гар-

моника сигнала ошибок округления создает в звуковом диапазоне свою составляющую спектра.

Все вместе продукты модуляции в звуковом диапазоне частот формируют так называемый *зеркальный спектр*. *Сумма спектральных компонент прямого и всех зеркальных спектров нижних боковых полос в области звукового диапазона является спектром ошибок квантования.* В него всегда входят все гармоники ошибок округления в виде продуктов модуляции. Так как зеркальные частоты могут совпадать по частоте между собой и с составляющими прямого спектра, то суммарная мощность спектральных составляющих может быть существенно меньше, чем мощность ошибок округления.

Прямой спектр определяется на основе комплексного спектра ошибок округления

$$S_{fr}(v) = 2\,\mathrm{fft}(e_r)\cdot m^{-0.5},$$

где - $v = 1, 2, \ldots v_{\max}$, $v_{\max}$ – -максимальный *нечетный номер гармоники* ЗС в полосе до частоты Найквиста, m – число точек отсчета за период ЗС. Этот номер рассчитывается с использованием Булевой алгебры:

$$v_{\max} = \left| \begin{array}{l} \alpha, \; if \;\; \mathrm{mantissa}(\alpha) \neq 0 \\ (\alpha - 1), \; if \;\; \mathrm{mantissa}(\alpha) = 0 \end{array} \right. ,$$

где $\alpha = \mathrm{floor}\left(\dfrac{f_s}{2F}\right)$, $\mathrm{mantissa}(\alpha) = \dfrac{\alpha}{2} - \mathrm{floor}\left(\dfrac{\alpha}{2}\right)$

Расчет составляющих *зеркального спектра* производится также на основе спектра ошибок округления

$$S_{fr}(v) = 2\,\mathrm{fft}(e_r)\cdot m^{-0.5}$$

где $v = (v_{\max} + 2), (v_{\max} + 4) \ldots (2n - 1)$, n – число рассчитываемых гармоник.

Частоты этих составляющих в звуковом диапазоне определяются равенством

$$F(v) = \qquad F(v) = \left| \gamma_s(v)\cdot f_s - F(v) \right|,$$

где

$\gamma_s(v) = \mathrm{round}\left(\dfrac{F(v)}{f_s}\right)$, $\gamma_s(v)$ – это порядковый номер гармоники частоты дискретизации. Приведенные формулы позволяют рассчитывать частотный состав спектра ошибок

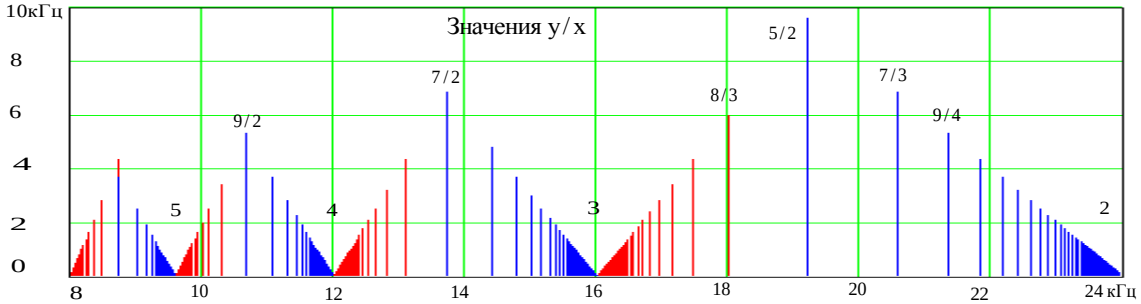


Рис.3.6. График изменения $F_n(x)$ от частоты ЗС

квантования даже при отклонении ЗС от кратной частоты на доли герца.

К основным параметрам гармонического спектра относится нижняя граничная частота $F_n(x)$ и интервал между составляющими dF. В общем случае, когда частоты f_s и F субкратны и отношение этих частот может быть представляется простой дробью y/x, период амплитудно-модулированного сигнала после дискретизации в x раз больше периода ЗС. Поэтому нижняя граничная частота спектра ошибок квантования определяется равенством

$$F_n(x) = \frac{F}{x}.$$

Посередине каждого интервала между кратными частотами субкратная частота имеет максимальный порядок $x = 2$. В обе стороны от этого значения порядок субкратности увеличивается, стремясь к бесконечности вблизи кратных частот. Нижняя граница спектра ошибок квантования на этих частотах максимальна и она уменьшается в обе стороны от середины до нулевого значения вблизи кратных частотах (рис.3.6). Иногда эта частота является основным тоном звука ошибок квантования.

При отклонении частоты ЗС возникает низкочастотный звук, основной тон которого прямо пропорционален величине отклонения ΔF. Высота основного тона этого звука определяется равенством

$$F_t = |\Delta F_{kr}| \cdot y_{kr},$$

где y_{kr} – значение числителя коэффициента k на кратной (субкратной) частоте, ΔF_{kr} - отклонение от кратной (субкратной частоты). Из этого равенства следует, что чем больше значение y_{kr} (ниже частота ЗС), тем быстрее увеличивается высота тона отклонения. Такой же звук возникает и при отклонении от субкратных частот. Если y_{kr} число четное, то в спектре присутствуют как четные, так и нечетные гармоники F_t. Если же это число нечетное, то в спектре присутствуют только нечетные гармоники тона отклонения. Частота F_t всегда *кратна* или равна *нижней граничной частоте спектра* $F_n(x)$.

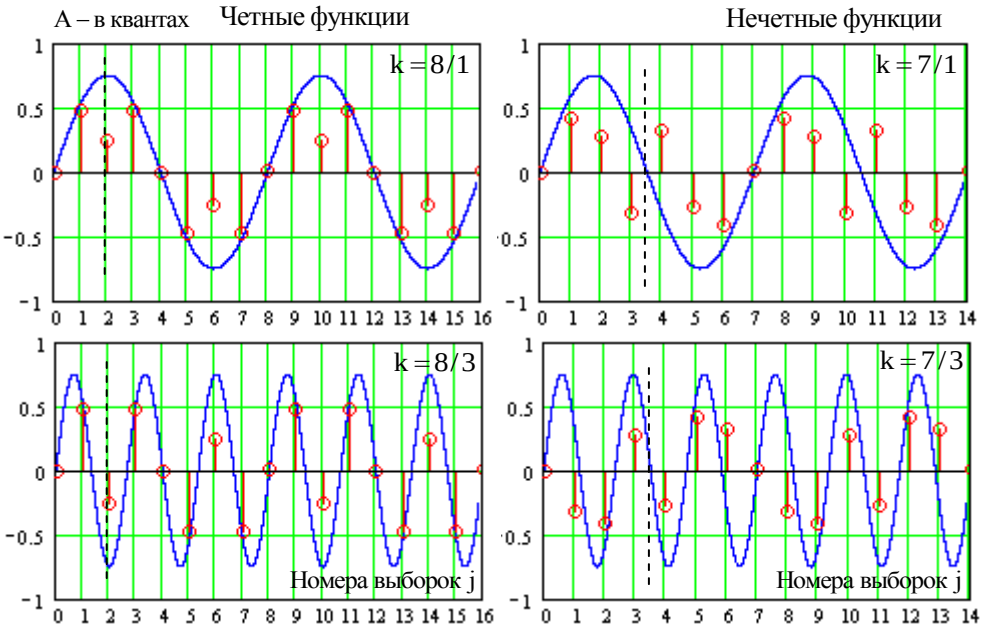


Рис.3.7. Функции ошибок квантования с разными коэффициентами кратности

В спектре ошибок округления присутствуют только нечетные гармоники, так как функция ошибок округления всегда четная. Функция ошибок квантования может быть как четной, так и нечетной в зависимости от значения y коэффициента кратности. На рис.3.7. приведены 4 временные диаграммы *функций ошибок квантования* с разными коэффициентами кратности.

Из графиков видно, что функции с четным значением y обладают симметрией 1 рода, а у функций с нечетным значением y – симметрия второго рода. Это значит, что если y число четное, то в спектре ошибок квантования кратных частот будут только нечетные гармоники частоты ЗС. Если же y число нечетное, то будут как четные, так и нечетные гармоники. Отличие для субкратных частот в том, что это будут гармоники не частоты ЗС, а граничной частоты спектра гармоник $F_n(x)$, а частота ЗС при этом будет одной из гармоник.

Спектр ошибок квантования всегда линейчатый, а частотный интервал между составляющими спектра dF для кратных и субкратных частот равен

$$dF = \begin{vmatrix} F_n(x), & \text{если } y - \text{нечетное} \\ 2F_n(x), & \text{если } y - \text{четное} \end{vmatrix}$$

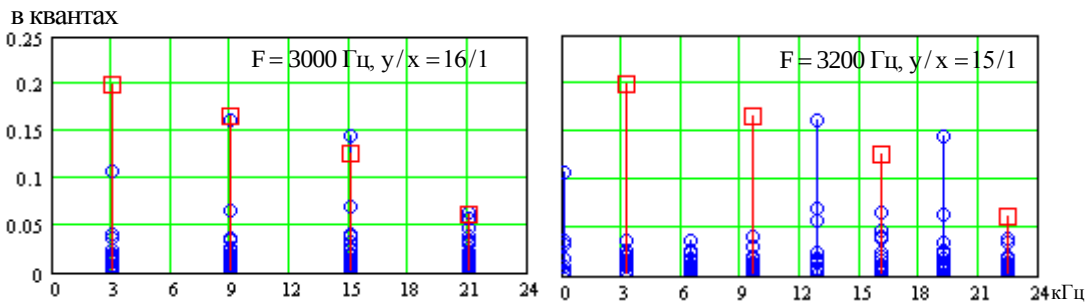


Рис.3.8. Спектры ошибок квантования на кратных частотах ЗС (А=3,49)

Это иллюстрируется графиками спектров ошибок квантования при четных и нечетных значениях y, приведенными на рис.3.8 и 3.9. На этих графиках красными квадратиками обозначены нечетные гармоники прямого спектра ошибок квантования, а синими кружочками– спектральные составляющие зеркального спектра.

Как видно, спектр ошибок квантования *на кратных частотах* состоит только из гармоник ЗС, и все составляющие зеркального спектра совпадают с гармониками прямого спектра. Если y четное – в спектре присутствуют только *нечетные гармоники*, если нечетное, то в спектре появляются четные гармоники ЗС и, что очень важно, составляющая

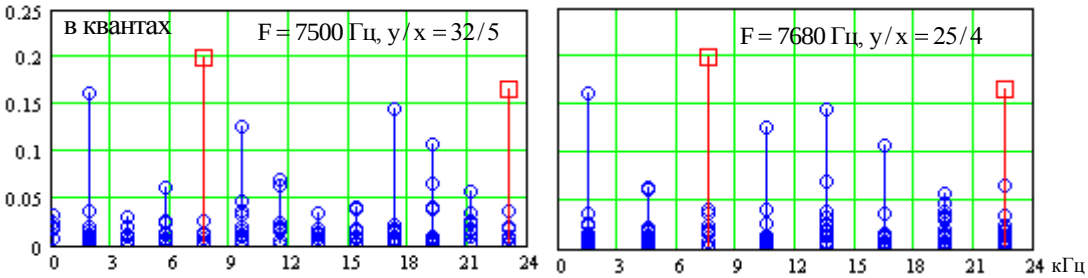


Рис.3.9. Спектры ошибок квантования на субкратных частотах ЗС (А=3,49)

на нулевой частоте. Все они порождаются только зеркальным спектром.

На *субкратных частотах* в спектре возникают составляющие ниже частоты ЗС, и спектр становится гармоническим по отношению к нижней граничной частоте. При этом *нижняя граничная частота рассматривается как частота основного тона*, а ее гармоники - *как обертона*, которые создают своеобразную окраску звука и тембр их звучания зависит от характера огибающей спектра гармоник. В этом созвучии высшие гармоники могут значительно превышать уровень нижней граничной частоты. Слух определяет частоту основного тона независимо от того, есть четные гармоники или нет. Однако, это возможно, если число гармоник не менее 5-6. Если их меньше, то они воспринимаются как отдельные звуки.

Из приведенного анализа следует, что частотный состав спектра ошибок квантования однозначно определяется коэффициентом кратности, а составляющие этого спектра также однозначно определяются амплитудой ЗС в квантах. Таким образом, графики спектров на рис.3.8 и 3.9 в равной мере справедливы как при 8, так и 16-разрядном квантовании, так как все составляющие выражены в квантах.

Эти же графики будут совершенно иными, если спектры, как это принято, представлять в логарифмической шкале по оси ординат относительно нулевого электрического уровня (шкала *FS* dB). В этом случае спектры ошибок квантования при 8 и 16-разрядном квантовании будут одинаковы при существенно разных уровнях ЗС $L(8bit)$ и $L(16bit)$. Связь этих уровней квантования описывается равенством

$$L(16\,bit) = L(8\,bit) - 48,\ dB\,.$$

Из этой формулы следует, что по отношению сигнал/шум и спектру ошибок квантования уровень минус 48 дБ 16-разрядного цифрового звука соответствует нулевому уровню 8 разрядного звука. Это значит, что ниже уровня минус 48 дБ 16-разрядный звук воспринимается как 8-разрядный, со свойственными ему проблемами с ошибками квантования. Однако, крайне неприятному 8-разрядному звуку с уровнем ЗС минус 30 дБ соответствует 16-разрядный звук с уровнем ЗС уже минус 78 дБ и, следовательно, ошибки квантования проявляются только на очень тихой музыке, близкой к порогу слышимости. Важно, что частотная характеристика слуха очень сильно зависит от уровня звукового давления, поэтому одинаковые спектры субъективно воспринимаются совершенно по разному и часто они вообще не слышны.

Таким образом, механизм формирования и изменения спектра ошибок квантования в зависимости от различных факторов не зависит от числа используемых разрядов. На этом основании измерение спектров ошибок квантования и прослушивание проводились только при 8-разрядном квантовании.

Особо важно как изменяется спектр и звук ошибок квантования, когда частота цифрового звука отклоняется от кратного значения на небольшую величину $\pm\Delta F$ от 0 до 50 Гц. Если это происходит с аналоговым звуком, то на слух это заметить трудно. В случае цифрового звука около всех гармоник, *включая нулевую*, возникают боковые полосы

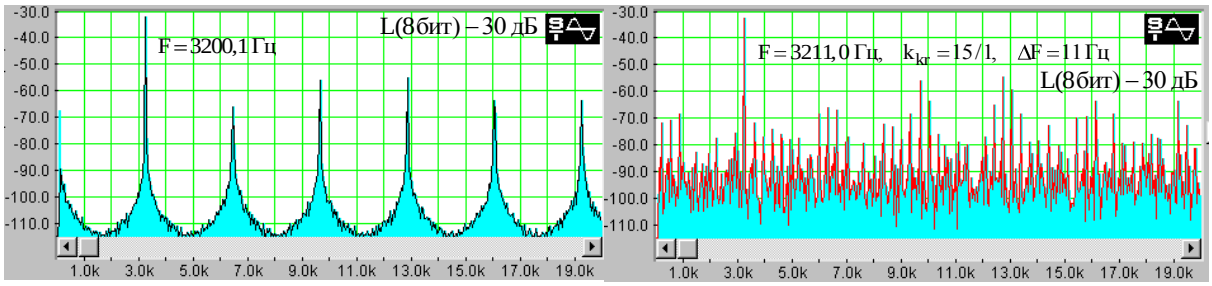


Рис.3.10. Спектры ошибок квантования при отклонении частоты ЗС от кратного значения

спектральных компонент зеркального спектра, в которых преобладают гармоники тона отклонения. При малой величине отклонения они быстро затухают, с увеличением отклонения полосы начинают перекрываться и спектр становится более равномерным (рис.3.10). Составляющие спектра тона отклонения F_t максимальны вблизи всех гармоник частоты $F_n(x)$ спектра.

Если, например,

$$F = 3211\,Гц,\quad то\quad k_{kr} = 15/1,\quad k = f_s / F = 48000/3211,\quad x = 3211,\quad F_n(x) = F/x = 1\,Гц,$$
$$\Delta F = 11\,Гц,\quad F_t = y_{kr}\cdot\Delta F = 15\cdot 11 = 165 Гц$$

и, следовательно, спектр состоит из нечетных гармоник $F_n(x)$ с интервалом 2 Гц и нечетных гармоник тона отклонения с интервалом 330 Гц (рис.3.10). Причем амплитуды гармоник тона отклонения на 20…40 дБ больше других составляющих спектра, поэтому они хорошо видны на графике спектра и должны быть слышны. Таким образом, в приведенном примере, звук ошибок квантования порождается очень низкочастотными биениями нечетных гармоник нижней граничной частоты спектра и биениями гармоник тона отклонения. Низкочастотные биения на слух воспринимаются как рокот с большим числом неприятных обертонов. Звучание нечетных гармоник тона отклонения ближе к созвучию. На слуховое восприятие этих биений сильное влияние оказывает частотная маскировка, которая на высоких и низких частотах ЗС проявляется по разному.

Зависимость формы огибающей спектра ошибок квантования от величины ΔF иллюстрируется графиками на рис.3.11. При кратной частоте ЗС 16 кГц с уровнем минус 30 дБ в спектре все составляющие зеркального спектра имеют частоту 16 кГц, поэтому при 8-разрядном квантовании измеренное значение SNR составляет 146 дБ. При отклонении от кратного значения в спектре появляются все составляющие зеркального спектра и значе-

ние SNR уменьшается до своего теоретического значения около 18 дБ, независимо от величины отклонения.

Как видно из графиков, пока отклонение мало, могут быть слышны, причем слабо, только очень низкие частоты и их гармоники. С увеличением ΔF спектр выравнивается, и увеличиваются амплитуды составляющих спектра, особенно в области максимальной слышимости. Это связано, с увеличением частоты тона отклонения и интервалов между его гармониками. Так при ΔF = 10 Гц составляющие спектра в этом диапазоне возрастают на 30…40 дБ. Это значит, что с увеличением отклонения возрастает громкость звучания ошибок квантования.

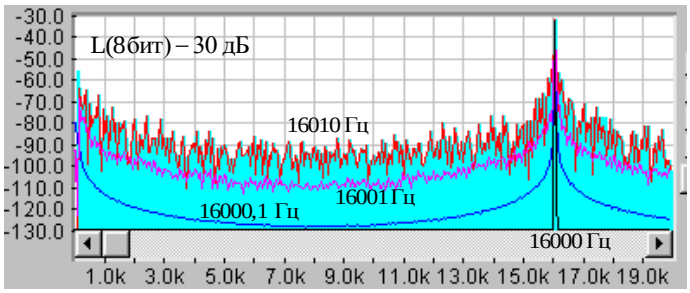


Рис.3.11. Спектры ошибок квантования при отклонении от кратной частоты 16 кГц

Возникновение НЧ составляющих спектра при отклонении от кратных и субкратных частот вызывает ощущение не чистого, крайне неприятного звука, так как при этом искажается и временная структура сигнала ошибок квантования. При небольшом отклонении от кратных частот в сигнале на выходе ИКМ демодулятора всегда появляется огибающая по форме близкая к квантованной полусинусоиде с периодом равным $1/F_t$ (рис.3.12), по форме напоминающая амплитудную модуляцию. Глубина этой «модуляции» достигает 100% при $k = 2$ и она медленно уменьшается с увеличением значения k. Ее возникновение связано с биениями составляющих спектра вблизи кратной частоты. Эти биения создают амплитудную модуляцию сигнала ошибок квантования, которая хорошо заметна на слух.

На рис.3.12 приведены выходной сигнал ИКМ демодулятора и сигнал ошибок квантования, увеличенный в A раз при отклонении ЗС от частоты 12 кГц на 20 Гц. Как видно, периодичность огибающей АИМ сигнала передается на функции ошибок квантования и, следовательно, на ее спектр. Благодаря частотной фильтрации, амплитудные искажения огибающей синусоидального ЗС на выходе ФНЧ демодулятора устраняются во всем звуковом диапазоне частот, а *зависимость огибающей сигнала ошибок квантования от коэффициента кратности остается.*

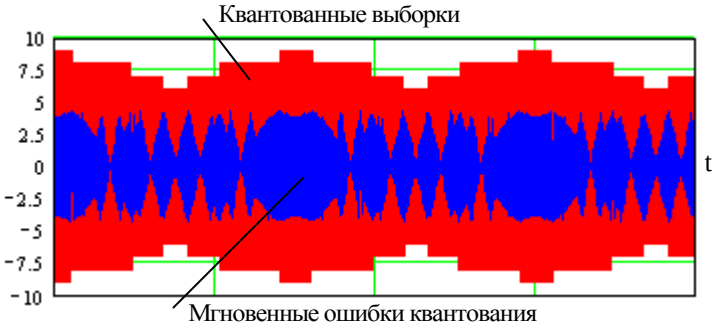


Рис.3.12. Огибающие сигналов квантованных выборок и ошибок квантования

Рассматривая спектры ошибок квантования необходимо хотя бы кратко остановится на их зависимости от числа используемых разрядов и уровня ЗС. Если ограничиться увеличением числа разрядов от 8 и выше, то с достаточной точностью можно считать, что с каждым дополнительным разрядом все составляющие спектра ошибок квантования одинаково уменьшаются на 6 дБ. Это значит, что уже при 16 разрядах в большей части звукового диапазона они будут ниже абсолютного порога слышимости.

Зависимость спектра ошибок квантования от амплитуды ЗС на кратных и субкратных частотах проявляется в том, что одни составляющие спектра могут увеличиваться, а другие уменьшаться на несколько децибел или вообще исчезать. Так как составляющих много, это приводит к не очень заметному изменению громкости и тембра звучания ошибок квантования.

Эта зависимость выражена значительно сильнее, когда спектр ошибок квантования является почти сплошным и число составляющих спектра очень велико. Из графиков на

рис.3.13 создается иллюзия, что интегральная мощность шума квантования становится больше с увеличением уровня ЗС, что противоречит теории. На самом деле измеренные значения SNR мало отличаются от расчетных, определяемых равенством

$$SNR = 6,02 \cdot q + 1,76 - L,$$

где q -число разрядов, L -уровень ЗС в дБ.

Этот любопытный феномен объясняется тем, что с увеличением уровня ЗС расширяется спектр ошибок округления и число составляющих зеркального спектра в звуковом диапазоне увеличивается. Однако, они все когерентны уже имеющимся составляющим, поэтому происходит не энергетическое суммирование, а алгебраическое, с учетом фаз. В результате происходит усиление одних составляющих и ослабление других. Общая мощность ошибок квантования при этом не меняется. Так как увеличение уровня составляющих спектра достигает 25…30 дБ, то громкость звука ошибок квантования с увеличением уровня ЗС становится существенно больше.

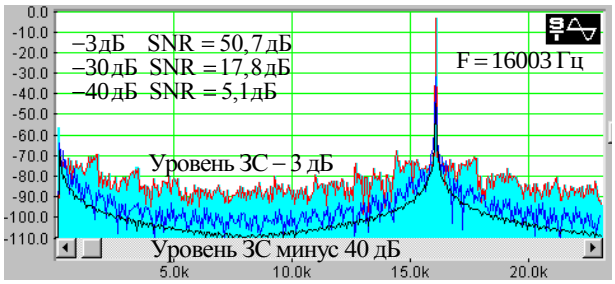


Рис.3.13. Спектры ошибок квантования при уровне ЗС минус 3, 30 и 40 дБ

Аналогичные преобразования спектра ошибок квантования происходят и при 16-разрядном кодировании, когда амплитуда ЗС составляет 1…10 квантов, что соответствует уровню ниже минус 70 дБ.

3.2. Звучание ошибок квантования

Характер звучания ошибок квантования можно уверенно оценить только при относительно грубом 8-разрядном квантовании, при котором абсолютный порог слышимости меньше влияет на результаты прослушивания. При этом ошибки квантования слышны почти во все звуковом диапазоне и вызываемые ими искажения замечают даже не подготовленные слушатели.

На кратных частотах звучание ошибок квантования в *большинстве случаев вообще незаметно или проявляется только в изменении тембра*. На высоких частотах 16 и 12 кГц, у которых в звуковом диапазоне нет никаких гармоник, естественно, ошибки квантования не слышны. В диапазоне от 2 до 9,6 кГц 2-3 гармоники попадают в область с высоким абсолютным порогом слышимости, поэтому ошибки квантования тоже не слышны. В этом диапазоне на частотах 2 и 3,2 кГц дополнительно имеет место еще частотная маскировка ближайших гармоник.

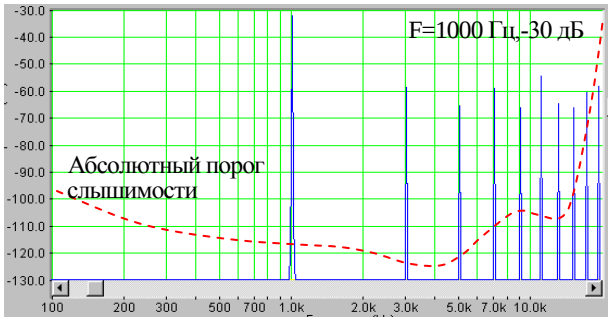


Рис.3.14. Спектр ошибок квантования

На ЗС с частотой 1 кГц почти все гармоники находятся выше абсолютного порога слышимости (рис.3.14). При уровне ЗС минус 30 дБ они слышны в виде свистящего звука, но с увеличением уровня звука начинает действовать эффект частотной маскировки. На частотах 500, 100 и 50 Гц большая часть гармоник попадает в область максимальной слышимости от 2 до 5 кГц. Они создают приятно звучащее созвучие, в котором обертона звучат громче, чем основной тон.

При небольшом отклонении частоты цифрового звука от кратного значения всегда возникает низкочастотный тон отклонения, который особо заметен на высоких частотах при нечетных значениях y_{kr}. Это связано с возникновением боковых полос из гармоник

тона отклонения около всех гармоник ЗС, *включая нулевую*. В качестве примера на рис 3.15 А приведены спектры ошибок квантования при отклонении от кратных частот ЗС 12 и 16 кГц на 3 Гц. Как видно, при частоте ЗС 16 кГц составляющие спектра вблизи нулевой частоты на 30…40 дБ выше, чем при частоте ЗС 12 кГц, поэтому громкость их звучания выше. Из спектра в области низких частот, приведенного на рис.3.15В, следует, что слышны нечетные гармоники тона отклонения. При частоте ЗС 12 кГц в спектре вблизи нулевой частоты нет гармоник тона отклонения и звук ошибок квантования определяется биениями гармоник нижней граничной частоты спектра $F_n(x)$. Звук крайне неприятный.

Звук тона отклонения определяется и биениями его гармоник около частоты ЗС и его гармоник. Однако, низкочастотные биения слышны только при условии, если хорошо слышны сами частоты, которые создают биения. Это происходит только при частотах ЗС

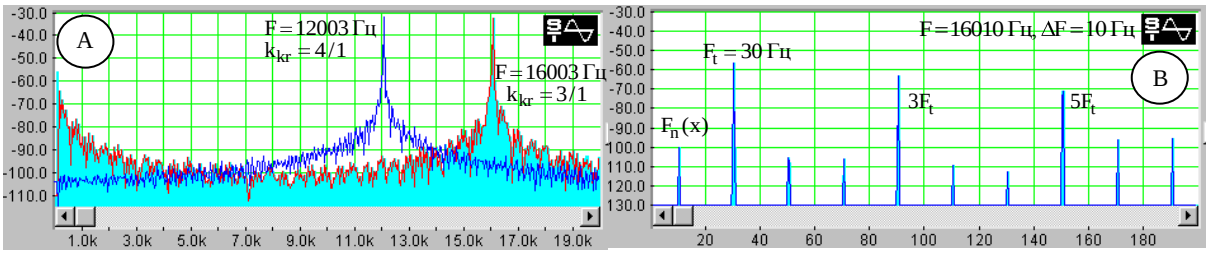


Рис.3.15. Спектры ошибок квантования при отклонении частоты ЗС от кратного значения

ниже 5…6 кГц.

Пока величина отклонения от 16 кГц (k=3/1) ΔF не превышает 0,03….5 Гц слышны периодические сухие щелчки, выше – биения в виде глухого рокота и с 50 Гц – звонкое созвучие с основным тоном F_t, причем, *чем больше отклонение, тем уровень громкости звука выше.* Это связано с тем, что с увеличением ΔF гармоники тона отклонения перемещаются в область максимальной слышимости.

Эффект меньшей громкости звучания ошибок квантования при небольших отклонениях от кратных частот с четным значением y имеет место и на всех более низких кратных частотах, но он не так сильно выражен. Это связано с тем, что звук тона отклонения порождается биениями гармоник около гармоник ЗС ниже частоты 5..6 кГц. Начиная с 3 кГц, звук отклонения становится все менее заметным на слух и на частотах меньше 1000 Гц из-за маскировки его практически не слышно.

На субкратных частотах в спектре ошибок квантования возникают составляющие ниже частоты ЗС, которые обычно воспринимаются на слух как тональный призвук. Это

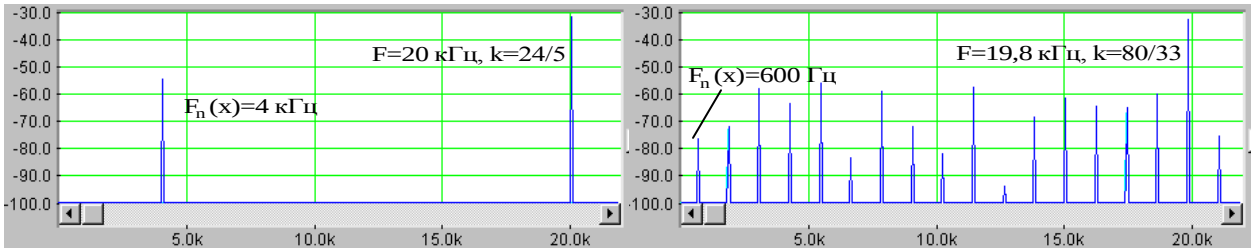


Рис.3.16. Спектры ошибок квантования на субкратных частотах

особо проявляется на высоких частотах с малым порядком субкратности, как, например, на 20 кГц (рис.3.16), когда вместо ЗС сигнала слышен только призвук с частотой 4 кГц. Объясняется это тем, что основной тон созвучия определяется на слух при числе нечетных гармоник не менее 5-6. Если их меньше, то они воспринимаются как отдельные частоты.

Если значение x достаточно велико, спектр ошибок квантования на высоких частотах простирается вниз до очень низких частот и тогда возникает призвук в виде созвучия с частотой основного тона $F_n(x)$ (рис.3.16), гармоники этой частоты определяют тембр созвучия. На более низких частотах призвуки маскируются ЗС. На субкратных частотах незаметны различия в звучании ошибок квантования при четном и нечетном значении y.

При небольшом отклонении частоты цифрового звука от любого субкратного значения происходит расширение спектра, резко увеличивается число его составляющих и всегда возникает низкочастотный звук, также как этот имеет место при отклонении ЗС от кратного значения. При этом звучание ошибок квантования также зависит от значения *y* коэффициента кратности (четное он имеет значение или нечетное).

Главное отличие, оказывающее влияние на звучание ошибок квантования при отклонения ЗС от субкратных частот от аналогичного отклонения от кратных частот в том, что у этих сигналов исходно принципиально разные спектры ошибок квантования. При кратных частотах этот спектр простирается только вверх от частоты ЗС, где биения слышны плохо. При субкратных частотах он простирается от высоких частот вниз (рис.3.16), в области, где биения гармоник тона отклонения слышны хорошо. Кроме того, на субкратных частотах значения *y* достигают 100 и более, поэтому даже при очень небольшом отклонении от субкратной частоты возникает хорошо слышимый тон F_t .

Возникающие призвуки особенно заметны на высоких субкратных частотах, когда НЧ составляющие спектра попадают в область максимальной слышимости от 2 до 4 кГц (рис.3.17). Например, при частоте ЗС 9001 Гц низшая граница спектра равна 1 Гц, но уровень спектральных составляющих в этой области ниже минус 100 дБ. Зато в районе частоты 3 кГц возникает множество составляющих с интервалом равным частоте тона отклонения 16 Гц. Между ними возникают биения, которые очень хорошо слышны.

На субкратных частотах выше 5 кГц, на которых спектральные компоненты ошибок квантования попадают в область максимальной слышимости 2…4 кГц (рис.3.17), звучание ошибок квантования может приобретать очень своеобразный характер. Когда отклонению на ΔF соответствует тон около 5 Гц, возникает звук похожий на звон колоколь-

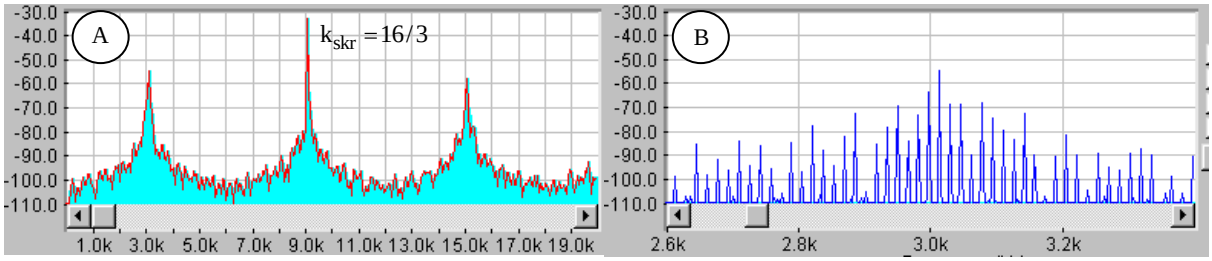


Рис.3.17. Спектр ошибок квантования при отклонении от субкратной частоты ЗС 9 кГц на 1 Гц
А- полный спектр, В – спектр в области биений в диапазоне 2800…3200 Гц

чиков, раздражающе действующий на слух. С увеличением отклонения звуковые биения становятся глухими и с 50 Гц постепенно переходят в созвучие.

При отклонении от кратных и субкратных частот ЗС ниже 4...5 кГц, при котором возникает тон отклонения с частотой 5 Гц, всегда звучание ошибок квантования похоже на переливы колокольчиков. Высокая слышимость биений с частотой 5 Гц связана с хорошо известным в психоакустике фактом, что частотная и амплитудная модуляция ЗС наиболее заметны при частоте модуляции 4..5 Гц.

Таким образом, при *синусоидальных звуковых испытательных сигналах* независимо от частоты и уровня ЗС ошибки квантования никогда не воспринимаются как шум. Даже удивительно, что при очень маленьких отклонениях ЗС от кратных и субкратных частот, когда частотный интервал между составляющими спектра ошибок квантования меньше 1 Гц во всем звуковом диапазоне, их звучание даже близко не напоминает шум и воспринимается как низкочастотный рокот. Если же в качестве испытательного сигнала использовать несколько некогерентных тональных звуков, то тогда биения составляющих спектра ошибок квантования воспринимаются как обычный белый шум.

На тестовых синусоидальных сигналах никаких особо неприятных для слуха звуков ошибки квантования не создают. На субкратных частотах из-за них возникают НЧ призвуки в виде тона или созвучия, либо звонкие биения. В связи с очень большим числом кратных и субкратных частот, особенно на высоких частотах, наиболее характерным искажением является звук в виде рокота. На музыкальных сигналах с 8- разрядным квантованием этот рокот воспринимается как «грязное звучание» или дробовой шум. При 16-разрядном квантовании ни на тестовых синусоидальных сигналах, ни на музыке ошибки квантования практически не слышны.

4. Аудио технологии

4.1.Технология Dithering

Особенности цифрового звука. Цифровой звук формируется с помощью квантователя с принципиально нелинейной передаточной функцией в виде лестницы (рис 4.1.). По этой причине порождаются детерминированные ошибки квантования звуковых сигналов (ЗС), спектр и характер звучания которых зависит как от коэффициента кратности частоты ЗС и частоты дискретизации, так и от вида самого ЗС. Спектр может быть гармоническим, субгармоническим и близким к белому шуму. На слух эти ошибки наиболее часто воспринимаются в виде неприятного ощущение грязного звука.

Округление цифровых данных при квантовании может производиться по двум алгоритмам: до ближайшего двоичного значения или к меньшей величине. Первый алгоритм принято называть *rounding*, второй - *truncating*. При аналого-цифровом преобразовании на основе импульсно-кодовой модуляции используется первый алгоритм округления, который реализуется путем смещения шкалы квантования (рис.4.1). В этом случае выходной сигнал квантователя симметричен относительно оси времени, и квантование осуществляется *с порогом, равным 0,5 шага квантования Q*.

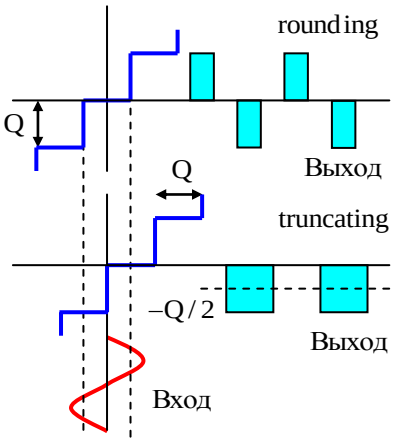


Рис. 4.1. Передаточные функции квантователя

Пока входной сигнал меньше этого порога выходной сигнал квантователя равен нулю, это значит, что квантование осуществляется с центральной отсечкой. Выше порога квантования выходной сигнал имеет вид последовательности импульсов со скважностью, зависящей от уровня ЗС.

Ситуации, когда входной сигнал может быть ниже порога квантования, возникают при реверберации звука и отражении звуковых колебаний, которые очень медленно затухают по амплитуде, но несут важную акустическую информацию об объеме помещении, где происходит звукозапись. При квантовании эта информация частично теряется и *пространственное восприятие звука сильно искажается*.

Величина ошибок квантования определяется только числом используемых двоичных разрядов q, и, следовательно, выбранным шагом квантования Q. При выбранном числе разрядов эффективное значение ошибок квантования не зависит от уровня ЗС и определяется равенством

$$E_{qef} = 0,289Q$$

Поэтому в цифровом звуке, в отличие от аналогового, чем меньше уровень ЗС тем относительные искажения квантования больше, а при уровне ЗС близком к 0,5 кванта они достигают 100%. Искажения, вызванные ошибками квантования, *уверенно заметны на слух* уже при 8-разрядном кодировании, хотя при этом величина искажений не превышает 0,5%. Это значит, что при 16-ти разрядном кодировании, используемом при запи-

си CD, *реальный динамический диапазон* цифрового звука не превышает 48 дБ, а не 96 дБ, как это пишется в рекламе.

Указанные особенности цифрового звука в значительной мере устраняются или делаются менее заметными на слух при использовании технологии *Dithering.* Эта технология при аналого-цифровом преобразовании позволяет линеаризовать передаточную функцию квантователя, расширить реальный динамический диапазон ЗС, преобразовать детерминированные ошибки квантования в случайные и при этом существенно понизить их заметность на слух.

При аналого-цифровом преобразовании ЗС *технология Dithering заключается в добавлении к сигналу небольшого шума*. Более часто эта технология используется при *реквантовании цифровых ЗС*, когда производится уменьшение числа разрядов кодовых слов. В этом случае в технологии *Dithering* применяется *цифровой шум*. В настоящее время исходная запись в студии осуществляется с 24 разрядами, а затем производиться реквантование, обычно до 16 разрядов, как это принято в стандарте CD. При этом качество такого CD по шумам соответствует 20- разрядной записи.

В процессе реквантования чаще применяют операцию *truncating,* при которой просто отбрасываются младшие разряды кодовых слов. В этом случае в выходном сигнале реквантователя возникает отрицательная постоянная составляющая, равная половине кванта (рис.4.1). При таком алгоритме округления пока входной синусоидальный сигнал меньше одного кванта выходной сигнал квантователя имеет вид однополярных прямоугольных импульсов с постоянной скважностью 0,5, а шум паузы любого уровня преобразуется в случайную однополярную последовательность импульсов.

Технология Dithering решает три основные задачи. Первое, это *линеаризация передаточной функции квантователя.* Под действием шума дизеринга в процессе квантовании происходит хаотическое перескакивание между соседними уровнями и в результате передаточная функция спрямляется (рис.3.2.). Чем больше пиковые значения шума относительно шага квантования, тем линейность передаточной функции становится лучше.

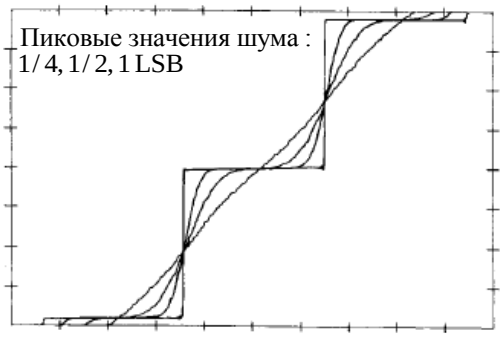


Рис.4.2. Линеаризация передаточной функции квантователя

Вторая задача технологии *Dithering* - это *декорреляция ошибок квантования*. Благодаря шуму дизеринга происходит беспорядочное дрожание квантуемого сигнала относительно шкалы квантования. Поэтому ошибки квантования становятся случайными, корреляционные связи между ними уменьшаются или вообще пропадают. При этом происходит декорреляция и рандомизация детерминированных ошибок квантования. Чем больше пиковые значения шума относительно шага квантования, тем сильнее декорреляция ошибок квантования но сильнее ухудшается отношение сигнал/шум. В результате гармонические и субгармонические искажения преобразуются в белый шум, который на слух действует менее раздражающе и субъективно не искажает музыкальные сигналы.

Третья задача технологии *Dithering* - это *расширение полного динамического диапазона АЦП*, в котором используется операции округления. В таких АЦП пока пиковое значение ЗС на входе не превышает половины шага квантования, выходной сигнал отсутствует, а динамический диапазон DR определяется числом разрядов q

$$DR = 6 \cdot q$$

Если, например, $q = 8$, это значит, что ЗС с уровнем ниже минус 48 дБ через АЦП не передаются.

Расширение динамического диапазона за счет передачи через АЦП ЗС с амплитудой меньше 0,5 кванта при использовании технологии *Dithering* достигается необычным путем благодаря возникновению паразитной *модуляции шума, вводимого при использовании технологии Dithering звуковым сигналом*.

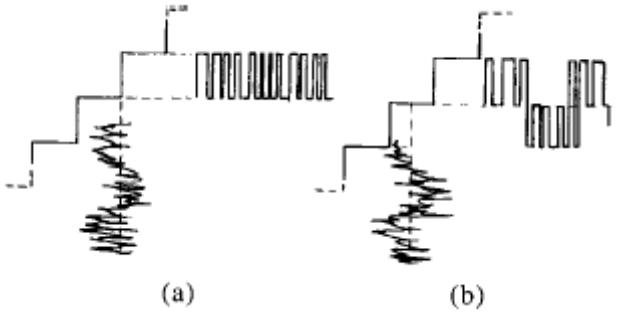


Рис.4.3. К вопросу расширения динамического диапазона АЦПс помощью технологии *Dithering*
a) – truncating b) rounding

Это поясняется рис.4.3. При использовании технологии квантования rounding вводимый шум с амплитудой чуть больше 0,5 кванта на входе квантователя порождает на выходе стационарный поток двух полярных импульсов со случайной частотой и длительностью с амплитудой 1 квант.

Благодаря нелинейности квантователя звуковой сигнал с уровнем меньше шума вызывает *модуляцию частоты повторения и длительности* случайной последовательности импульсов (времяимпульсная модуляция). Естественно в спектре этой последовательности появляется составляющая ЗС, которая может быть выделена. В квантователе с технологией truncating происходит примерно тоже. Отличие только в том, что шум любого уровня на входе порождает стационарный поток на выходе одно полярных импульсов с амплитудой 1 квант.

Аналоговый и цифровой шум, используемые в технологии *Dithering* могут иметь различные *законы распределения плотности вероятности пиковых значений* (*PDF-Probability Density Function*) - такие как прямоугольный (*RPDF*), треугольный (*TPDF*) и

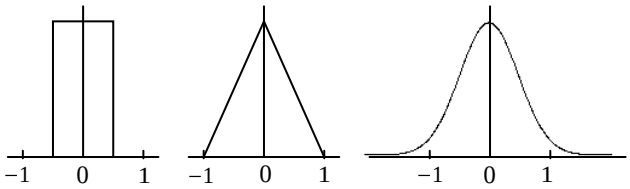


Рис. 4.4. Законы изменения плотности вероятности пиковых значений шума (PDF)

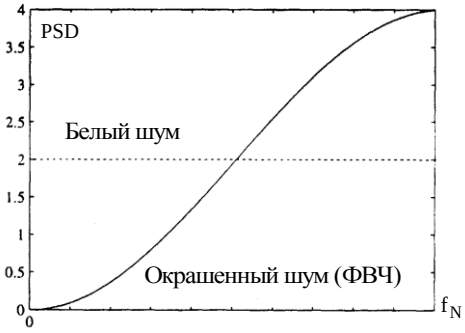


Рис.4.5. Графики спектральной плотности мощности шума

Гаусса (*GPDF*) (рис.4.4). Пиковые значения шума могут быть от 0,5 младшего разряда до 10 и более разрядов.

Шум с гауссовым законом распределения возникает из-за тепловых шумов активных и пассивных элементов электронных схем. Поэтому он часто используется в операции «*dithering* » при аналого-цифровом преобразовании. Два других шума обычно реализуются в цифровом варианте, и применяется при реквантизации кодовых слов в процессе редактирования цифровых данных, при фильтрации и изменении уровня.

Спектральная плотность мощности вводимого шума (*PSD-Power Spectral Density*) обычно имеет равномерное распределение в диапазоне от нуля до частоты Найквиста f_N (белый шум). Лишь в отдельных случаях используется окрашенный шум с равномерным подъемом *PSD* в области высоких частот (рис.4.5.). Такой окрашенный шум формируется из белого шума с использованием фильтра верхних частот (ФВЧ). В этом случае в названии закона распределения добавляется слово *shaped*. В звуковых

редакторах разных фирм используются ФВЧ с различными передаточными функциями, поэтому значения *SNR* при одном и том же законе распределения шума могут существенно отличаться.

Надо отметить, что в звуковом редакторе WavLab в технологии *dithering* используется шум с равномерной спектральной плотностью в диапазоне от 20 до 22 кГц, поэтому шум квантования почти не слышен.

Таблица 4.1. Характеристики шума			
Вид функции *PDF*	Пиковые значения	Мощность шума	Уменьшение *SNR*, дБ
Прямоугольный-*R*	$\pm 0{,}5Q$	$Q^2/12$	-3
Прямоугольный-*R*1	$\pm Q$	$Q^2/3$	-6
Треугольный-*T*	$\pm Q$	$Q^2/6$	-4,77
Гаусса-*G*	$\pm 1{,}5Q$	$Q^2/4$	-6

Применение в технологии *dithering* шума для декорреляции ошибок квантования неизбежно сопровождается ухудшением объективных характеристик ИКМ тракта: шум на выходе квантователя увеличивается, а значение *SNR* уменьшается.

В табл.4.1. приведены пиковые значения белого шума с широко известными функциями *PDF*, которые в технологии *Dithering* обеспечивают преобразование дискретного спектра ошибок квантования в белый шум. Как видно из таблицы, это достигается при различных мощностях шума и сопровождается заметным ухудшением *SNR*.

Если при реквантовании используется операция округления *rounding*, то для декорреляции ошибок квантования с помощью шума с прямоугольной функцией *PDF* достаточно, чтобы его пиковые значения достигали половины кванта. Если же применяется технология *truncating*, то для декорреляции ошибок требуется в 4 раза увеличить мощность вводимого шума с тем, чтобы пиковые значения шума достигали 1 кванта. Шум с такими характеристиками используются в звуковых картах фирмы *Sound Forge* при выполнении операций реквантования звуковых фонограмм.

Когда спектр шума определяется только ошибками квантования расчетная формула для *SNR* имеет вид

$$SNR = 6.02q + L_S ,$$

где q – число разрядов, L_S – уровень сигнала в дБ. Значение *SNR* максимально при L_S равном нулю. Уровень спектральной плотности мощности шума квантования L_n не зависит от уровня сигнала и определяется равенством

$$L_n = -SNR_{max} - 10\log(F_{max}).$$

По этим формулам несложно рассчитать, что при 8 разрядном кодировании $\mathrm{SNR}_{max} = 48\,\mathrm{dB}$ и $\mathrm{L_n} = -91{,}8\,\mathrm{dB}$, а при уровне ЗС минус 40 дБ *SNR* уменьшается до 8 дБ.

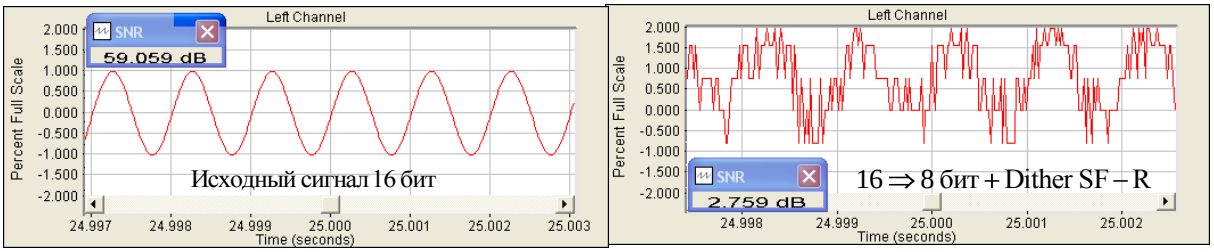


Рис.5.6. Осциллограммы реквантования сигнала 1000 Гц с уровнем минус 40 дБ

На рис. 4.6 . показано как при использовании технологии *Dithering* с прямоугольным законом распределения шума видоизменяются осциллограмма реквантованного сигнала и значение *SNR* . Исходный 16-ти разрядный сигнал с уровнем минус 40 дБ синусоидальный, а при реквантовании $16 \Rightarrow 8$ бит его форма сильно искажается и появляется постоянная составляющая, обусловленная отбрасыванием при реквантовании 8 младших разрядов. При этом значение *SNR* понижается на 5,2 дБ по отношению к расчетному знанию 8 дБ.

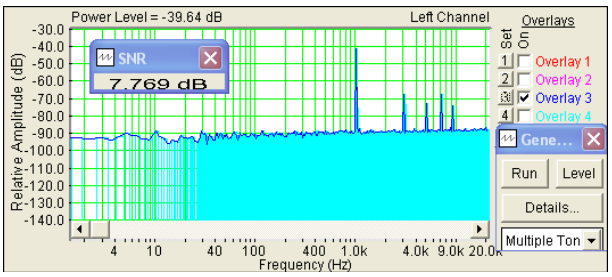


Рис.4..7. Модуляционный шум реквантования

Чем меньше пиковые значения шума, тем меньше ухудшение расчетного ния *SNR*, но хуже декоррелируются ошибки квантования, и в спектре остаются дискретные составляющие, как это видно на рис.4.7. Эти составляющие модулируют шум и они могут быть слышны. Этот эффект называется модуляционным шумом.

Для примера на рис. 4.8 . приведены спектры реквантованных сигналов при использовании технологии *Dithering* в звуковом редакторе *Sound Forge* 9, иллюстрирующие как видоизменяется спектр реквантованного сигнала и значение *SNR* в результате применения шума с разными законами распределения пиковых значений.

При реквантовании $16 \Rightarrow 8$ бит без применения технологии *Dithering* спектр ошибок квантования остается дискретный, и в нем присутствуют только нечетные гармоники ЗС, как и должно быть. Значение *SNR* несколько выше расчетного.

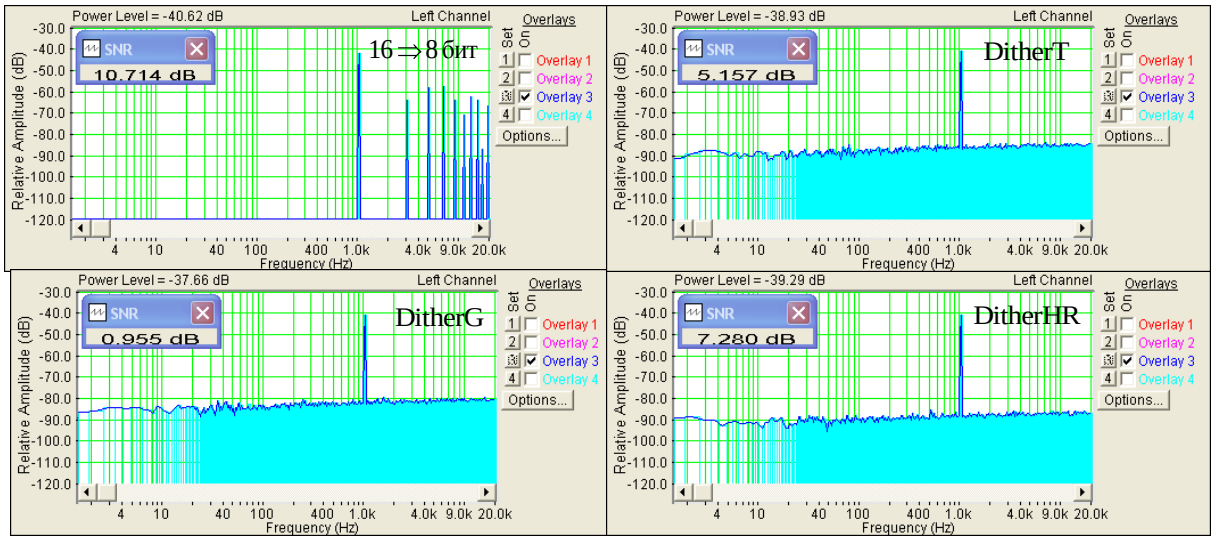


Рис.4.8. Спектры реквантованных сигналов $16 \Rightarrow 8$ бит с различными законами распределения шума (T-треугольный, G-гауссовый, HR-прямоугольный)

Как видно, при использовании технологии *Dithering* независимо от закона распределения шума дискретный спектр ошибок квантования преобразуется в белый шум, модуляционный шум отсутствует. Меньше всего ухудшается значение SNR при использовании прямоугольного закона распределения шума с пиковым значением *Q*, всего на 0,8 дБ. Худшие результаты при использовании гауссового закона распределения, *SNR* уменьшается почти 7 дБ.

В настоящее время стандартом *AES*17 принята технология декорреляции ошибок квантования, при которой используется случайный или псевдослучайный шум, у которого треугольная форма огибающей плотности вероятности (*TPDF –Triangle Probability Density Function*) мгновенных значений шума. Шум имеет размах от пика до пика 2 *LSB* (*Least Significant Bit* –биты младших разрядов), и с равномерную спектральную плотностью мощности от 0 до частоты Найквиста.

Эта технология сокращенно называется «*TPDF dither*». Она легко реализуется практически и гарантирует: нулевое среднее значение ошибки квантования, отсутствие коррелированных искажений, отсутствие больших вариаций амплитуды шума и шума модуляции, зависимого от сигнала. При использовании такой технологии цифровая система ведет себя также как идеальная аналоговая систем, у которой беспредельное разрешение ниже *LSB*, отсутствуют искажения и шум модуляции. Надо подчеркнуть, что при исполь-

зовании технологии «*TPDF dither*» шум становится более приятным на слух без использования эффектов маскировки искажений.

В соответствии с указанным стандартом при использовании технологии «*TPDF dither*» *значение SNR* в функции числа разрядов q и уровня ЗС L_s рассчитывается по формуле

$$SNR(TPDF)_{\max} = 6,02q - 3,01,\ dBFS\ .$$

Если используется повышенная частота дискретизации f_s, то формула принимает вид

$$SNR(TPDF) = 10\lg\left(\frac{F_{\max}}{0,5 f_s}\right) + 6,02q - 3,01 + L_s,\ dBFS\ .$$

.

Для оценки слышимости ошибок и шума квантования необходимо учитывать особенности восприятия человеком тональных звуков и шума. Тональные звуки слышны только при условии, что их звуковое давление выше абсолютного порога слышимости.

При построении графика абсолютного порога слышимости в шкале *FS* следует учитывать:

- 0 дБ в шкале *FS* всегда соответствует максимальный уровень звукового давления $L_{\max} SPL$.
- 0 дБ в шкале *SPL* (порог слышимости) всегда соответствует уровню минус $L_{\max} SPL$ в шкале FS.

Примем $L_{\max} = 120 dBSPL$, что соответствует давлению, близкого к болевому порогу слуха человека. Из рис.4.9 видно, при частоте ЗС 1 кГц абсолютный порог слышимости

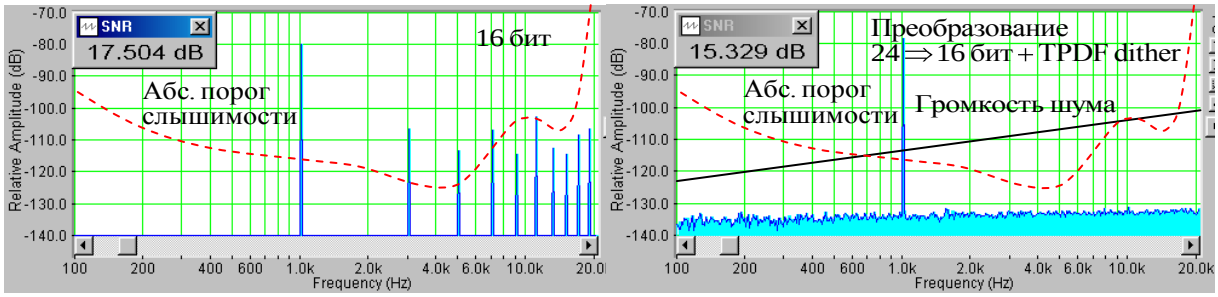


Рис.4.9. К вопросу слышимости ошибок и шума квантования

превышают только 3, 5 и 7 гармоники спектра ошибок квантования.

При решении вопроса слышимости шума квантования надо учитывать, что *органы слуха реагируют не на общую мощность шума, а на мощность шума в критических полосах слуха*. В качестве основных критериев слышимости шума принимаются его громкость и абсолютный порог слышимости тональных звуков (в шкале *SPL*). Шум слышен, если его уровень громкости выше абсолютного порога слышимости.

Расчет и построение графика громкости шума в функции частоты производится в следующем порядке. Сначала с помощью БПФ снимается график спектральной плотности мощности шума квантования при выбранном значении звукового давления. Затем производится его частотная коррекция, при которой учитывается, что громкость белого шума в критических полосах увеличивается с повышением частоты. Таблица корректирующих коэффициентов опубликованы, они меняются от 16,5 дБ на частоте 20 Гц до 33,9 дБ на частоте 20 кГц, на частоте 1 кГц этот коэффициент примерно равен 20 дБ. График частотной зависимости громкости белого шума достаточно точно представляется прямой линий с крутизной подъема 3 дБ/октаву (рис.4.9.).

Как видно из этого рисунка, при звуковом давлении 120 *SPL* шум квантования слышен в диапазоне от 0,7 до 9 кГц и от 11 до 16 кГц. При увеличении звукового давления частот-

ный диапазон слышимости шума квантования расширяется, а при его уменьшении сокращается. При звуковом давлении 100 дБ *SPL* шум квантования уже не слышен.

При увеличении числа разрядов реквантованного сигнала уровень шума квантования снижается на 6 дБ с каждым разрядом, поэтому в случае преобразования $24 \Rightarrow 20$ бит плюс *TPDF dither* при давлении 120 дБ *SPL* уровень шума квантования находится на всех частотах ниже абсолютного порога слышимости.

При расчете и построении графика громкости шума квантования очень важно учитывать все возможные погрешности спектрального анализа с помощь БПФ, связанные с тем, что ширина полосы сканирования не равна 1 Гц и, следовательно, снятый в программе *SpectraLab* спектр не является графиком спектральной плотности мощности.

Табл.4.2.

Window	Scaling Bandwidth
None (rectangular)	1.00000 bins
Hamming	1.36283 bins
Hann	1.50000 bins
Blackman-Harris-4	2.00435 bins
Gaussian	2.21535 bins
Rife-Vincent-4	2.31000 bins
Rife-Vincent-5	2.62653 bins
Equiripple	2.63191 bins
Flat-top	3.82211 bins

Ширина полосы сканирования зависит от выбора оконной функции, числа выборок и частоты дискретизации. Коэффициент коррекции определяется равенством

$$K_{ww} = 10 \cdot \log(\frac{N_s}{SB \cdot f_s}),$$

где N_s – число используемых выборок (*FFT Size*), *SB*(*Scaling bandwidth*) – коэффициент оконной функции (из табл.4.2.). Если, например, выбрана оконная функция *Blackman-Harris-4*, $N_s = 65536$ и $f_s = 48$ кГц, то $K_{ww} = -1,67$ дБ. С уменьшением *FFT Size* погрешность измерения спектральной плотности шума квантования возрастает, коэффициент коррекции соответственно также увеличивается и может достигать до 20 дБ.

Слуховая заметность шума квантования при использовании технологии *Dithering* может быть уменьшена, если с помощью ФВЧ осуществляется подъем спектра

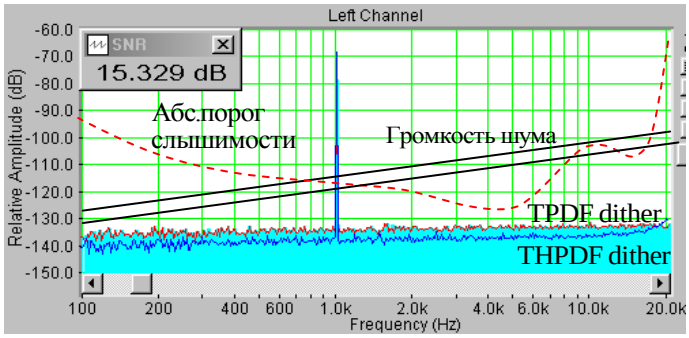


Рис.4.10. Громкость шума при реквантовании $24 \Rightarrow 16$ бит при использовании TPDF и THPDF dither

вводимого белого шума в области частот выше 16…20 кГц до частоты Найквиста (рис.4.10). При использовании в этом случае шума с треугольным законом распределения (технология *THPDF dither*) уровень громкости шума квантования в звуковом диапазоне понижается 4…5 фон по сравнению с технологией *TPDF dither* . Такой алгоритм реквантования используется в звуковых картах фирмы Sound Forge под названием *High Pass Triangular Dither*.

Заключение. В области аудиотехники считается, что за последние 10 лет разработка и теоретическое обоснование применения технологии «*TPDF dither*» при аналого-цифровом и цифро-аналоговом преобразовании были наиболее значимыми практическими результатами по улучшению качества звучания цифровых записей.

Широкое применение технологии *Dithering* ограничивается тем, что после этой операции нельзя производить цифровое микширование, цифровую фильтрацию и цифровое регулирование уровня, иначе могут возникнуть серьезные искажения звука. Эта технология может быть только завершающей операцией. Поэтому при аналого-цифровом преобразовании она применяется только при записи мастер-дисков и мастер-лент, причем не всегда. Более широко ее применяют в процессе реквантования после окончания редактирования цифровых звукозаписей (микширование, изменение уровня, фильтрация…). Это связано с тем, что при выполнении этих операций вычисления часто производятся с 32-разрядными словами, а при записи используются только 16 разрядов.

4.2.Технология Noise Shaping

Основы теории. Под технологией *Noise Shaping* (*NS*) понимается преобразование огибающей спектральной плотности мощности шума квантования. Она является логическим развитием технологии *Dithering* и с ее помощью шум квантования из белого преобразуется в окрашенный шум с передаточной функцией такой же, как у фильтра высоких частот - с завалом низких частот и подъемом в области высоких частот.

В современной аудиотехнике эта технология наиболее широко используется в аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователях, работающих на основе сигма-дельта модуляции. В этих структурах технология *NS* реализуется при частоте дискретизации значительно выше, чем это требуется по теореме В.П. Котельникова и основная мощность шума квантования переносится в область выше частоты Найквиста, поэтому достигается значительное увеличение *SNR* .

В настоящем разделе рассматривается применение такой технологии только при импульсно-кодовой модуляции в процессе реквантования цифровых музыкальных фонограмм, например, с помощью звуковых карт. В этом случае передискретизация не используется и происходит изменение огибающей спектра шума квантования только в звуковом диапазоне. При этом обеспечивается понижение уровня спектральной плотности шума в области максимальной чувствительности слуха и повышение в области высоких частот, близких к частоте Найквиста. Поэтому слуховая заметность шума квантования существенно уменьшается, хотя значение *SNR* ухудшается.

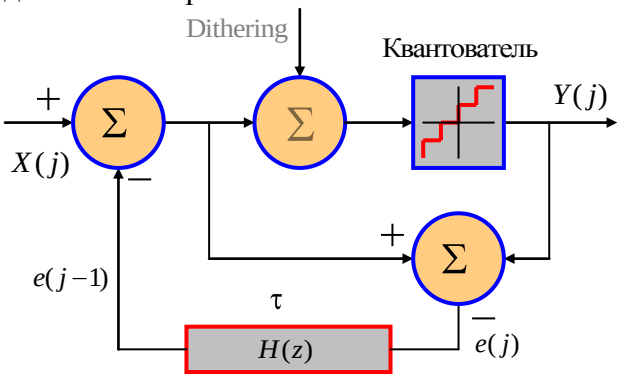


Рис.4.11. Схема реквантователя *NS* первого порядка

Реализация технологии *NS* осуществляется путем использования в реквантователе частотно-зависимой отрицательной обратной связи по ошибке квантования. На рис.4.11 приведена простейшая схема реквантователя *NS* с элементом временной задержки $\tau = 1/f_s$ в цепи отрицательной обратной связи на один такт. Этот элемент и сумматор выполняют функцию фильтра высоких частот первого порядка для ошибок квантования. Реквантование может осуществляться с использованием операций rounding или *truncating*.

На входе и выходе схемы сигналы $X(j)$ и $Y(j)$ в цифровой форме, работа всех узлов тактируется с частотой дискретизации, а операция *Dithering* выполняется в цифровом виде. Применение этой операции линеаризует передаточную функцию квантователя и преобразует ошибки квантования в белый шум. В принципе технология *NS* работает и без этой операции, только качество звука при этом значительно ухудшается. Это обстоятельство позволяет при выводе расчетных формул исключать операцию *Dithering* и рассматривать шум от внешнего источника как аддитивную составляющую.

В функции дискретного времени j (номер выборки) сигнал на выходе реквантизатора можно представить в виде равенства

$$Y(j) = X(j) + e(j) - e(j-1),$$

из которого следует, что мгновенная ошибка реквантования определяется как

$$e(j)_{ns} = e(j) - e(j-1).$$

Эта формула отражает основную суть технологии *NS*. Очевидно, что ошибки двух последовательных выборок на низких частотах почти не отличаются и разностная ошибка стремится к нулю. На высоких частотах скорость изменения ЗС большая и эти ошибки могут отличаться очень значительно, они могут иметь и разную полярность, поэтому суммарная ошибка квантования сильно возрастает.

В приведенной схеме отрицательная обратная связь стремится уравнять выходной сигнал с входным сигналом по ошибкам квантования. Поэтому чем больше число разрядов входного сигнала реквантователя, тем меньше уровень шума на выходе и больше динамический диапазон. При 16-разядном выходном сигнале входной сигнал может иметь от 20 до 32 разрядов.

В цифровой технике для определения передаточных функций используются не преобразования Лапласа, а z –преобразования, поэтому в приведенной схеме передаточная функция цепи обратной связи определяется равенством

$$H(z) = z^{-1}$$

и выходной сигнал имеет вид

$$Y(z) = X(z) + (1 - z^{-1}) \cdot e(z).$$

Из этой формулы следует, что модули коэффициентов передачи по сигналу и ошибке соответственно равны:

$$|T_x(z)| = 1, \quad |T_e(z)| = 2\left|\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\right|,$$

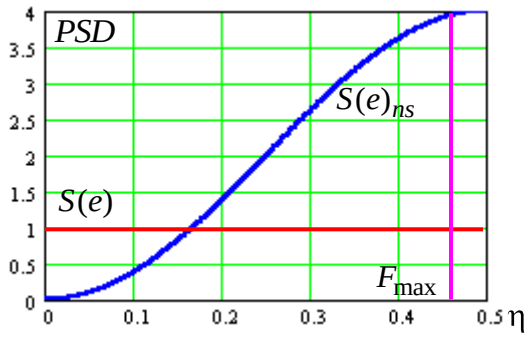


Рис.4.12. Спектральные плотности шума квантования

где $z = e^{i\theta}$, $\theta = 2\pi\eta$, $\eta = \frac{f}{f_s}$, , $i = \sqrt{-1}$, i – мнимая единица, $0 < \theta < \pi$, f – текущая частота, η - нормализованная частота, f_s - частота дискретизации. Таким образом, как следует из приведенной формулы, передаточная функция по сигналу не зависит от частоты, а передаточная функция для ошибки квантования имеет такой же вид как у фильтра верхних частот.

Наиболее важной характеристикой технологии *NS* является форма огибающей спектральной плотности мощности шума квантования (*PSD*) на выходе реквантизатора

$$S(e)_{ns1} = S(e) \cdot \left(4\left|\sin^2\left(\frac{\theta}{2}\right)\right|\right).$$

В этой формуле $S(e) = const$, это *PSD* шума квантования реквантователя (белый шум), определяемая числом разрядов реквантователя без учета влияния отрицательной обратной связи

$$S(e) = \frac{Q^2}{12 \cdot f_s},$$

где Q - шаг квантования.

На рис.4.12. приведены графики этих спектров. Из них видно, что в реквантователе 1 порядка уменьшение спектральной плотности $S(e)_{ns}$ происходит только на частотах ниже $\eta = 0{,}16$, что при $f_s = 48$ кГц соответствует частоте ЗС 7,68 кГц. Выше этой частоты спектральная плотность увеличивается и на частоте Найквиста она больше $S(e)$ в 4 раза. Мощности шума квантования на выходе реквантователя с применением и без применения технологии *Noise Shaping* рассчитываются по формулам

$$P_{ns} = S(e)\cdot\left[2\theta_1\cdot\left(1-\frac{\sin\theta_1}{\theta_1}\right)\right], \qquad P = S(e)\cdot\theta_1,$$

где $\theta_1 = \dfrac{2\pi F_{\max}}{f_s}$, $F_{\max}$ - максимальная частота звукового диапазона.

Из этих равенств следует, что в диапазоне от 0 до частоты Найквиста ($\eta = 0{,}5$) при использовании технологии *NS* мощность шума квантования удваивается. Без учета отрицательной обратной связи величина *SNR* на выходе реквантователя в звуковом диапазоне

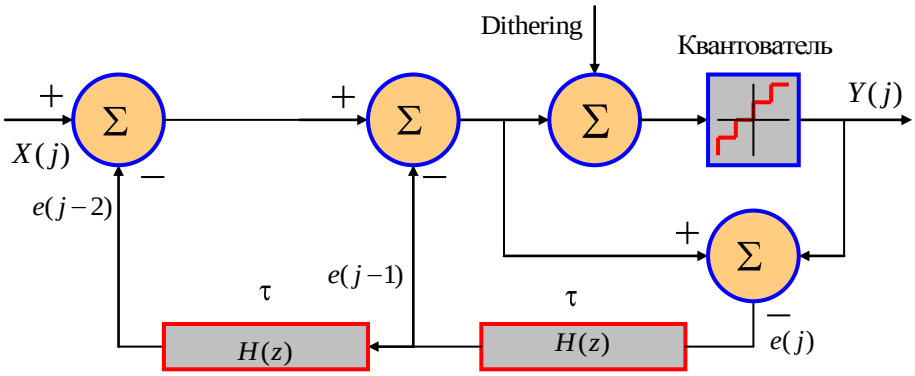


Рис.4.13. Схема реквантователя *NS* второго порядка

частот определяется известным равенством

$$SNR = 6{,}02q + 1{,}78 + 10\cdot\log\left(\frac{f_s}{2F_{\max}}\right),$$

где q - число разрядов реквантователя. Отрицательная обратная связь приводит к ухудшению *SNR*, которое определяет величиной приращения

$$\Delta SNR_1 = -10\cdot\log\left(2\left(1-\frac{\sin(\theta_1)}{\theta_1}\right)\right)$$

Для реквантователя 1 порядка $\Delta SNR_1 = -3$ дБ.

Для формирования огибающей спектральной плотности необходимой формы используются реквантователи более высокого порядка вплоть до 9…12. На рис.4.13 приведена схема реквантователя NS 2 порядка с двумя цепями отрицательной обратной связи. В этой схеме выходной сигнал реквантователя в форме z – преобразования представить в виде равенства

$$Y(z)_2 = z^{-1}\cdot X(z) + (1-z^{-1})^2\cdot e(z),$$

из которого не сложно определить модуль передаточной функции ошибки квантования

$$|T_e(z)_2| = \left[2\left|\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\right|\right]^2.$$

Аналогичным образом можно показать, что для схемы с реквантователем *NS* ζ порядка

$$\left|T_e(z)_\zeta\right| = [2\left|\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\right|]^\zeta,$$

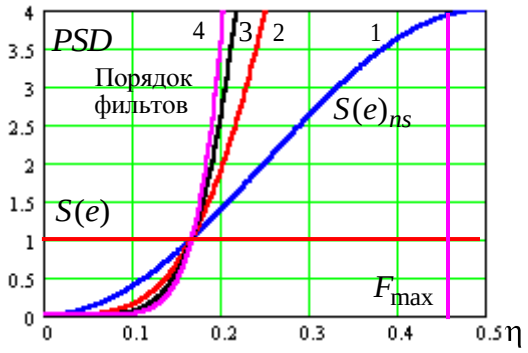


Рис.4.14. Графики спектральной плотности шума квантования

а спектральная плотность мощности шума квантования определяется равенством

$$S(e)_{ns\zeta} = S(e)\cdot\left(4\left|\sin^2\left(\frac{\theta}{2}\right)\right|\right)^\zeta.$$

Из этих формул и графиков на рис.4.14 следует, что с повышением порядка фильтра реквантователя резко уменьшается спектральная плотность шума квантования ниже $\eta = 0{,}16$ и увеличивается скорость ее нарастания выше этой частоты. Максимальное значение спектральной плотности мощности на частоте Найквиста для фильтра ζ порядка

$$S(e)_{ns\zeta\max} = S(e)\cdot 4^\zeta,$$

а ухудшение *SNR* может быть рассчитано по формуле

$$\Delta SNR_\zeta = -10\lg\left(\int_0^{\theta_1}\left(4\left|\sin^2\left(\frac{\theta}{2}\right)\right|\right)^\zeta d\theta\right).$$

Если для реквантователя *NS* 1 порядка это ухудшение составляет минус 3 дБ, то для реквантователя 5 порядка - уже минус 24 дБ.

Применение фильтров более 3 порядка с последовательным включением элементов задержки приводит к нестабильности работы реквантователя, поэтому они реализуются в виде нескольких ступеней с применением местных обратных связей. Причем все связи имеют собственные весовые коэффициенты.

В практическом приложении технология NS всегда осуществляется одновременно с технологией *Dithering*, поэтому все преимущества последней, описанные выше, естественно сохраняются. Новым является добавление фильтра верхних частот. Это позволяет понизить спектральную плотность мощности шума реквантования в диапазоне от 0 до 14…16 кГц, за счет резкого увеличения мощности шума реквантования на более высоких частотах, до частоты Найквиста.

В результате в области средних частот SNR увеличивается и динамический диапазон расширяется. При этом общее значение SNR резко возрастает, но высокие частоты человек плохо воспринимает или вообще не слышит, поэтому громкость шума квантования понижается, а качество звучания музыки улучшается. Во всех современных звуковых картах для реквантования на основе технологии NS используются достаточно сложные фильтры высоких порядков, при построении которых учитываются особенности слуха человека в отношении слышимости шума.

Все расчеты по громкости шума технологии NS такие же, как это изложено в разделе, поэтому приведем только один пример, показывающий различие между применением только технологии *Dithering* и одновременным применением двух технологий . Для этих целей был использован звуковой редактор *Steinberg WaveLab*., который позволяет получить лучшие результаты. Никакой информации об используемых в этом редакторе фильтрах нет, поэтому результат можно получить только методом проб и ошибок.

В этом редакторе производилось реквантование $24 \Rightarrow 16$, бит сигнала с частотой 1000 Гц и уровнем минус 60 дБ. Технология *Dithering* выполнялась с использованием шума типа 1, (предполагаем, что это *TPDF Dither*). Технология *NS* выполнялась с использованием шума типа 1 и *NS* типа 3 .

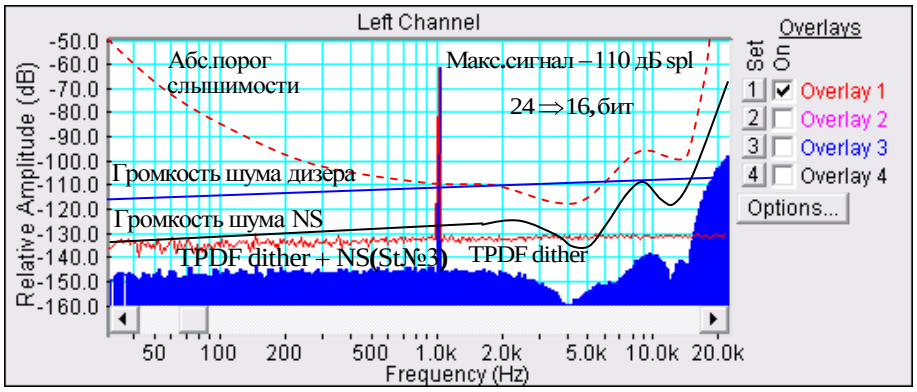


Рис.4.15. К вопросу слышимости шума дизера и шума технологии *NS*

На рис.4.15. приведены графики спектральной плотности мощности шума квантования при использовании технологии *TPDF Dither* (график красного цвета) и *TPDF Dither +NS* (график темно-синий). На этом же рисунке приведен график абсолютного порога слышимости.

В логарифмической шкале частот график частотной зависимости громкости шума реквантования при использовании только технологии достаточно точно представляется прямой линий с крутизной подъема 3 дБ/октаву (рис.4.15.). На графике это синяя линия с подъемом в области высоких частот, она характеризует громкость шума реквантования при использовании только технологии *TPDF Dither* .

График громкости шума квантования при использовании технологии *NS* также рассчитывается по его спектральной плотности мощности с использованием корректирующих коэффициентов, о которых говорилось выше. Как видно, из рис.4.15., этот график лежит ниже графика абсолютного порога слышимости на 10…20 дБ во всем звуковом диапазоне и, поэтому шум реквантования не слышен. Он не будет слышен и при повышении $L_{max}SPL$ до 120 дБ.

4.3.Технология Super Bit Mapping (SBM)

Эта технология, предложенная фирмой *Sony*, предназначена для изготовления современных компакт дисков. В настоящее время в студийных условиях в процессе изготовления мастер - диска нет особых проблем произвести запись звука с 20 и более разрядами. Однако, стандартом *CD* предусмотрена возможность использования только 16 бит, поэтому имеется возможность произвести округление 20 разрядных слов оптимальным образом так, чтобы звучание при 16 разрядном коде было почти такое же, как при 20 разрядном.

Основой технологии *SBM* является применение реквантователя *NS*, который формирует огибающую спектра шума квантования в виде *F*- взвешенной кривой равной громкости (рис.4.16). Этим достигается распределение шума квантования по всему диапазону от нуля до частоты Найквиста. При этом спектральная плотность мощности шума понижается в области максимальной чувствительности слуха от 1 до 6 кГц и существенно увеличивается на участках от 0 до 60 Гц и выше 15 кГц, где абсолютный порог слышимости резко падает. Достигается это при использовании в реквантователе фильтра 9 порядка.

В технологии *SBM* для уменьшения слышимости шума квантования используется еще эффект частотной маскировки шума квантования ЗС. С этой целью звуковой диапазон разбивается на полосы, близкие к критическим. В каждой полосе осуществляется непрерывное Фурье-преобразование и рассчитывается кривая частотной маскировки. В соответствии с этими расчетами непрерывно меняется передаточная функция в цепи отрицательной обратной связи квантователя *H*(*z*.) .

При больших уровнях ЗС, когда шум квантования маскируется ЗС, преобразование спектра шума квантования почти не используется. Когда же уровень ЗС мал, эффект маскировки не работает и тогда в действие вступает преобразователь спектра. Технология *SBM* наиболее эффективна при воспроизведении тихой музыки, когда ошибки квантования наиболее заметны.

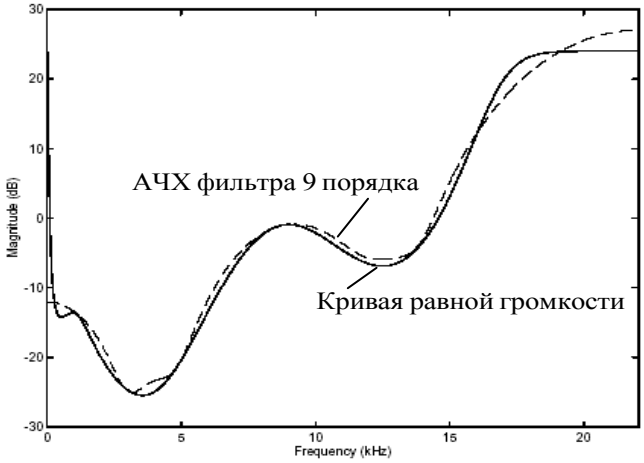


Рис.4.16. Кривая равной громкости и АЧХ фильтра 9 порядка

На рис.4.17. приведена эквивалентная схема такого реквантователя. В этой схеме на вход сумматора подаются 20- разрядные выборки $U(j)_{in}$ с частотой дискретизации f_s. В переквантователе с этой же частотой производится грубое округление, при котором младшие 4 разряда отбрасываются, и на выходе формируется 16-разрядный сигнал $U(j)_{out}$. Путем сравнения входа и выхода квантователя формируется сигнал ошибки округления $e(j)$, который подается на входной сумматор. Отрицательная обратная связь стремится сделать как можно меньшей разницу между входным и выходным сигналами и этим приближает 16 разрядный сигнал к 20-разрядному. В цепи отрицательной обратной связи включен фильтр 9 порядка с передаточной функцией по частоте *H*(*f*), приведенной на рис.4.17., которая определяет форму огибающей спектра шума квантования. Для расширения динамического диапазона во время квантования осуществляется операция *Dithering*.

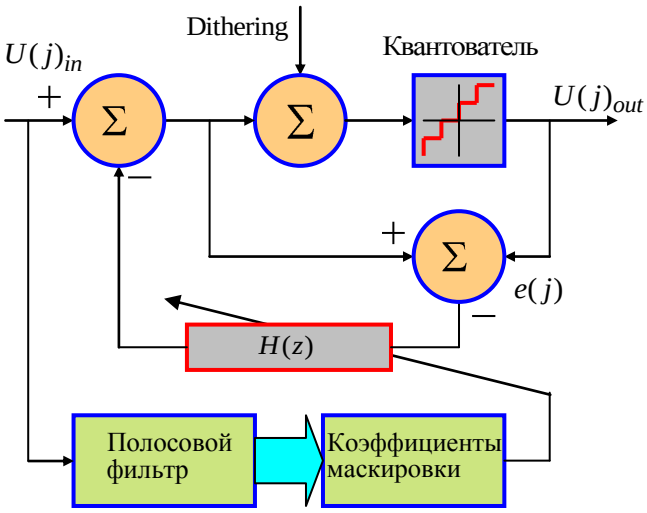


Рис.4.17. Реквантователь NS с психоакустической обратной связью

Применение технологии *SBM* отражает одно из направлений развития современной цифровой звукотехники, в соответствии с которым считается, что для обеспечения высококачественного звучания вполне достаточно 16 разрядов и частоты дискретизации 44,1 кГц. Очевидная недостаточность такого числа разрядов вполне может быть компенсирована использованием специальных технологий, обеспечивающих отношение сигнал/шум такое же, как и при 20-разрядном кодировании, когда шумы квантования находятся ниже порога слышимости.

Именно поэтому в настоящее время разработаны и широко применяются технологии подобные *SBM*. Из них наиболее известны: *Apogee UV22, Gambit, Harmonia Mundi* и *Sonic Solution Turbo Bit Mapping*. Эти технологии отличаются тем, что их применение удорожает только студийную аппаратуру, тогда как запись музыки может воспроизводиться простейшими плеерами.

Другим направлением развития является увеличение числа разрядов до 20 и даже до 24 с повышением частоты дискретизации до 96 или 192 кГц. В этом случае никакие технологии *Dithering, Noise Shaping, SBM* не требуются и проблемы решаются применением носителей с высокой плотностью записи, таких как *DVD-Audio* или *Blue Ray Disc*.

4.4.Технология Oversampling

Передискретизация - это способ уменьшения шума квантования путем повышения частоты выборок в несколько раз по сравнению с базовой частотой из стандартного ряда, 44,1 и 48 кГц. Коэффициент передискретизации K_{os} показывает во сколько раз повышается частота дискретизации. Этот коэффициент определяется через функцию 2^x

$$f_{ks} = f_s \cdot K_{os}, \quad K_{os} = 2^x, 2 \le x \le 10 \quad .$$

Передискретизация может быть аналоговой и цифровой.

Аналоговая передискретизации отличается только тем, что выборки делаются с повышенной частотой дискретизации f_{sk} и применяется она только в АЦП. Эти идеи используются в системе DVD-Audio, где частота дискретизации может быть 96 и 192 кГц, в системе Super Audio CD частота дискретизации еще намного выше и равна 2,88224 МГц.

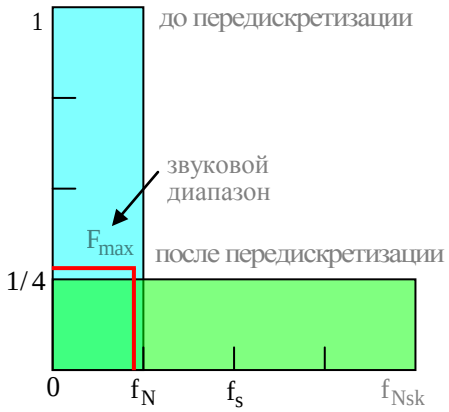


Рис.4.18. Спектр шума квантования

Когда рассматриваются вопросы передискретизации, всегда предполагается, что в тракте используется технология *«Dithering»,* осуществляющая декорреляцию ошибок квантования, при которой детерминированные ошибки квантования преобразуются в шум квантования с равномерной спектральной плотностью от 0 до частоты Найквиста f_N (рис.4.18.).

При равномерном законе распределения плотность вероятности шума квантования определяется равенством

$$P_D(e) = 1/Q,$$

и его эффективное значение рассчитывается по формуле

$$\bar{e}(z_q = Q/2) = \sqrt{\int_{-Q/2}^{Q/2} e^2 \cdot P_D(e) \cdot d(e)} = \frac{Q}{2\sqrt{3}},$$

Модуль спектральной плотности мощности шума квантования $S_D(e)$ зависит от мощности шума квантования и частоты Найквиста f_N

$$\left| S_D \;\; e \right| = \frac{Q^2}{12 \cdot f_N} \quad .$$

Значение *SNR* в цифровых звуковых трактах рассчитывается как отношение максимального эффективного синусоидального напряжения на выходе ФНЧ ИКМ демодулятора $\bar{A}_{max}$ к эффективному значению напряжения шума квантования $\bar{e}$

$$SNR = 20 \cdot \lg\left(\frac{\bar{A}_{max}}{\bar{e}}\right), \text{ где } \bar{A}_{max} = \frac{Q \cdot 2^{(q-1)}}{\sqrt{2}},$$

поэтому

$$SNR = 6{,}02 \cdot q + 1{,}76; \quad q > 1, \text{ дБ.}$$

Повышение частоты дискретизации приводит к увеличению частоты Найквиста, и, как следствие, к расширению полосы частот шума квантования до f_{Nsk} и уменьшению модуля спектральной плотности мощности, определяемого равенством

$$|S_D(\mathrm{e})| = \frac{Q^2}{12 \cdot f_{N\mathrm{sk}}} .$$

Поэтому расчетное соотношение для SNR преобразуется к виду

$$SNR = 6,02 \cdot q + 1,74 + 10 \cdot \lg\left(\frac{f_s \cdot K_{os}}{2F_{\max}}\right), \text{ дБ},$$

где $F_{\max}$ - максимальная частота звукового диапазона.

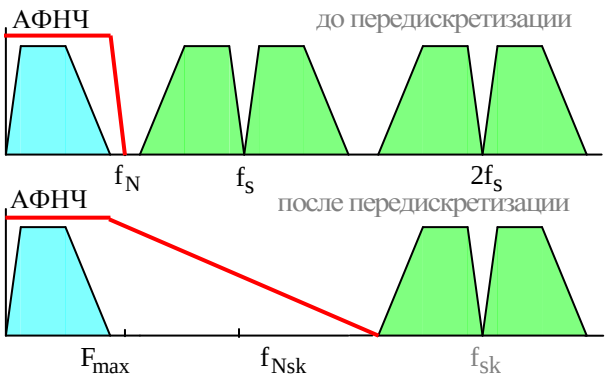


Рис.4.19. Спектры АИМ при передискретизации

Из приведенной формулы следует, что *SNR* увеличивается на 3 дБ при каждом удвоении частоты дискретизации. Это объясняется тем, что при увеличении частоты дискретизации спектр шума квантования расширяется и во столько же раз его спектральная плотность мощности уменьшается.

Относительно небольшое увеличение *SNR* сопровождается двукратным увеличением скорости цифрового потока и необходимостью двойного увеличения плотности записи. Поэтому при достаточно высокой частоте передискретизации возникают серьезные технические проблемы в ее реализации. По этой причине в ИКМ трактах при аналоговой передискретизации в модуляторе коэффициент K_{os} равен всего 2 или 4.

Использование аналоговой передискретизации позволяет в ИКМ трактах значительно упростить антиэлайзинговый аналоговый ФНЧ на входе модулятора, который предназначен для исключения возможности перекрытия спектров полезного сигнала и продуктов модуляции. Реализация такого фильтра в обычных ИКМ трактах весьма сложна, так как у него должна быть линейная АЧХ в рабочем диапазоне и крутой спад вблизи частоты Найквиста с затуханием не менее 90 дБ. При использовании передискретизации требования к крутизне спада этого АФНЧ существенно уменьшаются, так как существенно увеличивается частота Найквиста (рис.4.19), и в тоже время обеспечивается отсутствие комбинационных частот с участием ЗС.

Аналоговая передискретизация позволяет также значительно снизить требования к ФНЧ ИКМ демодулятора. Если, например, частота дискретизации равна 48 кГц, то в обычном тракте необходимо подавить частоты нижней боковой полосы 1 порядка выше 24 кГц. Это может быть выполнено лишь весьма сложным ФНЧ 7…11 порядка. При 2-х кратной передискретизации граница нижней боковой полосы повышается до 1,5 f_{Nsk} = 72 кГц (рис.4.19) и проблем с созданием ФНЧ не возникает.

При высокой частоте дискретизации целесообразно в ИКМ трактах частоту среза ФНЧ на выходе демодулятора увеличивать до 25…40 кГц. При этом *SNR* становится меньше, но зато расширяется полоса звуковых частот. Звучание становится более прозрачным, за счет уменьшения частотно-фазовых искажений на верхней границе звукового диапазона.

В некоторых публикациях по этому поводу авторы полагают, что можно использовать на выходе демодулятора ИКМ простые ФНЧ, как, например, фильтр Чебышева 3 порядка. Крутизна среза у них мала, но они обеспечивают хорошее подавление высокочастотных составляющих спектра модуляции. При этом забывается, что ФНЧ предназначен еще для накопления и интерполяции выборок при реконструкции ЗС, поэтому его постоянная времени не может быть малой, иначе возникнут значительные нелинейные искажения.

Цифровая передискретизация прежде всего используется в ЦАП на основе сигма-дельта модуляции с коэффициентом K_{os} до 128 и даже 1024 крат, так как при этом отсут-

ствуют проблемы, связанные со скоростью цифрового потока и плотностью записи. Надо обратить внимание на то, что передискретизация увеличивает коэффициент корреляции между последовательными отсчетами. Это обеспечивает большую точность работы интерполяционных фильтров. По этой причине операция декорреляции ошибок квантования производится после фильтрации.

Существуют *два способа цифровой передискретизации* (рис.4.20.). В первом варианте между уже существующими цифровыми выборками вводятся дополнительные, рассчитанные путем интерполяции. Другой способ получения значений промежуточных значений выборок состоит во вставке нулевых выборок, после чего вся последовательность подвергается цифровой фильтрации.

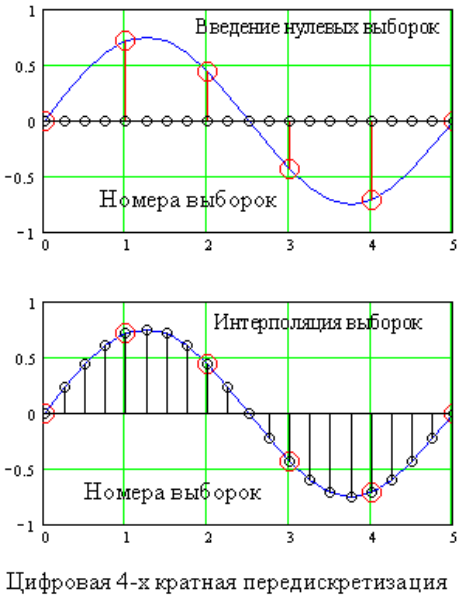


Рис.4.20. Цифровая передискретизация

Цифровые фильтры с предварительным расчетом интерполированных выборок имеют хорошие технические характеристики, но для них требуется значительная вычислительная мощность и они дороги. В *CD* проигрывателях с такими фильтрами присутствует надпись «18 bit 20× Oversampling». Это значит, что используется 20-ти кратная передискретизация, при которой *SNR* соответствует 18 разрядному кодированию.

Цифровые фильтры на основе введения нулевых выборок значительно проще и дешевле. Однако, при фильтрации в них возникают специфические помехи, которые могут достигать величины сигнала. Эти помехи большей частью фильтруются, но некоторая часть попадает в звуковой диапазон.

Базовые цифровые фильтры выпускаются с коэффициентом передискретизации 2, 4 и 8 крат. При необходимости они могут включаться последовательно с максимальным общим коэффициент передискретизации до 1024. Число разрядов на выходах фильтров может быть от 17 до 28, поэтому требуется их усечение.

При использовании цифровой передискретизации в ЦАПах ИКМ трактов полностью справедливы приведенные выше формулы для *SNR*. Из этих формул следует, что передискретизация позволяет использовать ЦАПы с меньшим числом разрядов без ухудшения *SNR*. При этом каждое уменьшение кодового слова на один разряд (6 дБ) может компенсироваться двукратным повышением частоты дискретизации. Например, для того чтобы вместо 16-ти разрядного ЦАПа использовать более дешевый 10-ти разрядный ЦАП, частоту дискретизации следует увеличить в 64 раза. При этом потребуется ЦАП с быстродействием во столько же раз большим, что обойдется еще дороже. Поэтому такой вариант использования передискретизации не нашел широкого практического применения.

5. Сигма-дельта модуляция

Сигма-дельта модуляция предназначена для аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразований звуковых сигналов. В отличие от импульсно-кодовой модуляции она позволяет использовать при этих операциях достаточно грубые преобразователи с числом разрядов вплоть до одного, обеспечивая при этом отношение сигнал шум до 120…140 дБ, что необходимо для профессиональной записи звука. Технология производства АЦП и ЦАП на основе сигма-дельта модуляции значительно проще и дешевле, поэтому такие преобразователи широко используются в современных цифровых магнитофонах, в оптической звукозаписи и звуковых картах компьютеров.

В отличие от ИКМ АЦП и ЦАП на основе сигма-дельта модуляции работают на частоте дискретизации в 4 и более раз выше стандартного значения, соответствующего требованиям теоремы В.П. Котельникова. В них используются грубые квантователи с числом разрядов от 1 до 6 с частотно-зависимой отрицательной обратной связью. Квантование уже квантованного цифрового сигнала в ЦАП на основе сигма-дельта модуляции называют реквантизацией.

5.1. Технология Noise Shaping

Основой сигма – дельта модуляции является так называемая технология Noise Shaping, при которой под действием частотно-зависимой отрицательной обратной связи изменяется вид огибающей спектральной плотности мощности шума квантования таким образом, что в звуковом диапазоне она существенно уменьшается, за счет увеличения ее за пределами этого диапазона. Технология Noise Shaping включает в себя операции Dithering, с помощью которой осуществляется декорреляция ошибок квантования и преобразование их в шум с равномерной спектральной плотностью, и аналоговую или цифровую передискретизации.

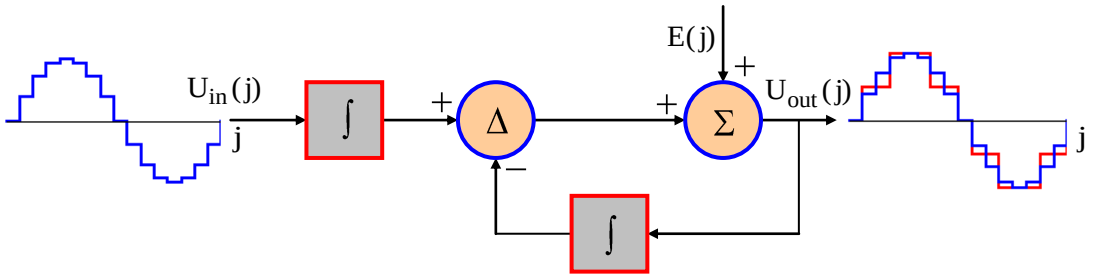


Рис.5.1. Квантование (реквантование) с отрицательной обратной связью

Реализация технологии Noise Shaping поясняется рис.5.1., в котором квантователь (реквантователь), представлен сумматором, на один вход которого подается квантуемый сигнал, а на второй - ошибки или шум квантования, соответствующий числу используемых двоичных разрядов. Для преобразования спектра ошибок квантования без изменения спектра квантуемого сигнала в предложенной модели используется отрицательная обратная связь, два интегратора и вычислитель разности между входным сигналом и сигналом обратной связи. Чтобы эта модель была справедлива как при квантовании аналоговых так и реквантовании цифровых сигналов, входной и выходной сигналы представляются в аналоговой форме в виде последовательности выборок с частотой дискретизации. В качестве этих выборок может быть сигнал на выходе устройства выборки и хранения после амплитудно-импульсной модуляции или уже квантованный цифровой сигнал, но в аналоговой форме представления.

Благодаря применению двух одинаковых интеграторов, один на входе и другой в цепи обратной связи, обеспечивается частотная независимость передачи квантуемого сигнала с входа на выход, так как разностный сигнал на входе сумматора в этом случае на всех частотах равен нулю. Сигнал ошибки квантования проходит только через один интегратор, поэтому возникает частотная зависимость его коэффициента передачи. Поэтому приведенную схему называют формирователем спектра шума квантования.

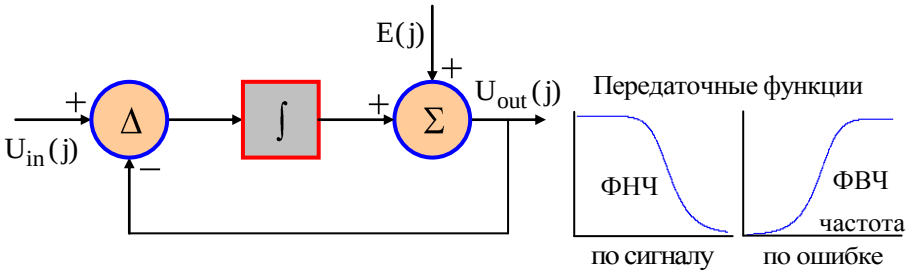


Рис.5.2. Эквивалентная схема формирователя спектра

Путем линейных преобразований схема на рис.5.2 может быть приведена к виду с одним интегратором в прямой ветви. В этой схеме интегратор имеет передаточную функцию

$$T(s)_{int} = \frac{1}{s},$$

где $s = j2\pi F\tau_i$ -оператор преобразования Лапласа, τ_i - постоянная времени интегратора.

Передаточная функция для сигнала

$$T(s)_s = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{1+s}, \text{ (когда } N(s) = 0\text{)}$$

такая же как у фильтра нижних частот (ФНЧ) первого порядка. Передаточная функция для ошибки квантования

$$T(s)_n = T(s)_n = \frac{Y(s)}{N(s)} = \frac{s}{1+s}, \text{ (когда } X(s) = 0\text{)}$$

имеет такой же вид как у фильтра верхних частот (ФВЧ) первого порядка. Таким образом, приведенной схеме в звуковом диапазоне частот квантуемый сигнал передается без изменений, а спектральная плотность ошибок квантования понижается на низких частотах и повышается на высоких. Отрицательная обратная связь стремится уравнять выходной сигнал с входным.

5.2. Математические модели сигма-дельта модулятора

В цифровой схемотехнике работа всех узлов тактируется и для их анализа используются не преобразования Лапласа, а z –преобразования, поэтому эквивалентная схема формирователя спектра шума квантования с интегратором 1 порядка несколько изменяется (рис.5.3). Для ее работы необходимо, чтобы сигнал обратной связи был сдвинут по времени на один такт по отношению к входному. Предполагается также, что ошибки квантования декоррелированы и спектр их равномерен от 0 до частоты Найквиста, а на входе действует сигнал после передискретизации с коэффициентом передискретизации $K_{os} = 2^x, \quad x = 0,1...10.$

В приведенной схеме используется дискретно-временной интегратор 1 порядка с собственной петлей обратной связи. У него единичный коэффициент усиления и он осуществляет внутреннюю задержку на один такт: $\tau = 1/f_{sk}$. В схеме интегратора функция z^{-1} является z- оператором временной задержки, сумматор - выполняет функции аналогово-

го накопителя в дискретной форме. Передаточная функция такого интегратора в форме z-преобразования имеет вид

$$H(z) = \frac{z^{-1}}{1+z^{-1}},$$

где $z = e^{i\theta}$, $\theta = \frac{2\pi f}{f_{sk}}$, $i = \sqrt{-1}$, i – мнимая единица, $0 < \theta < \pi$, f – текущая частота, θ - нормализованная частота, f_s - частота используется другая модель

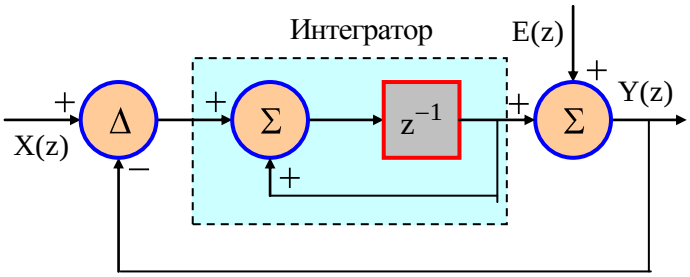


Рис.5.3. Модель ΣΔ модулятора 1 порядка

В технической литературе схему формирователя спектра ошибок квантования, часто называют сигма-дельта модулятором (SDM или ΣΔ). При этом уточняют, что он аналоговый, если производится квантование, или цифровой, если производится реквантование.

Вместо схемы на рис.5.3. часто используется другая модель SDM 1 порядка с задержкой в цепи обратной связи (рис.5.4.). В этих схемах сигнал на выходе модулятора в функции дискретного времени можно представить в виде равенства

$$Y(j)_{out1} = X(j) + e(j) - e(j-1),$$

из которого следует, что мгновенная ошибка квантования определяется как

$$e(j)_{SDM} = e(j) - e(j-1).$$

Эта формула отражает основную суть ΣΔ-модуляции. Очевидно, что ошибки двух последовательных выборок на низких частотах почти не отличаются и разностная ошибка стремится к нулю. На высоких частотах скорость изменения ЗС большая и эти ошибки могут отличаться очень значительно, они могут иметь и разную полярность, поэтому суммарная ошибка квантования сильно возрастает.

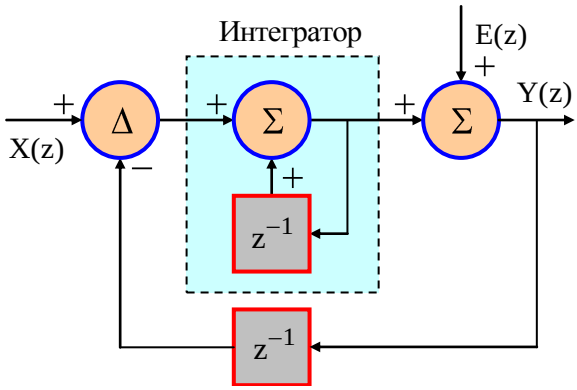


Рис.5.4. Модель ΣΔ модулятора 1 порядка

В приведенной схеме выходной сигнал в форме z-преобразования имеет вид

$$Y(z)_{out1} = z^{-1} \cdot X(z)_{in} + (1 - z^{-1}) \cdot e(z).$$

Из этой формулы следует, что модули коэффициентов передачи по сигналу и ошибке соответственно равны :

$$|T_x(z)| = |z^{-1}| = 1, \quad |T_e(z)_1| = |1 - z^{-1}| = 2\left|\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\right|$$

Это значит, что при использовании интегратора 1 порядка квантуемый сигнал проходит на выход модулятора без частотных искажений и только задерживается на один такт, а ошибка квантования является нелинейной функцией частоты.

На рис.5.5 приведена модель ΣΔ-модулятора второго порядка с последовательным включением двух интеграторов 1 порядка. Сигнал на выходе этого модулятора в функции дискретного времени можно представить в виде

$$Y(j)_{out2} = X(j)_{in} + e(j) - 2e(j-1) + e(j-2).$$

Из этой формулы следует, что суммарная ошибка квантования определяется алгебраической суммой 4 значений ошибок квантования, сдвинутых по времени.

Выходной сигнал в форме z - преобразования

$$Y(z)_{out2} = z^{-1} \cdot X(z)_{in} + (1 - z^{-1})^2 \cdot e(z).$$

Поэтому модуль передаточной функции ошибки квантования равен

$$|T_e(z)_2| = \left|(1 - z^{-1})^2\right| = \left[2\left|\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\right|\right]^2$$

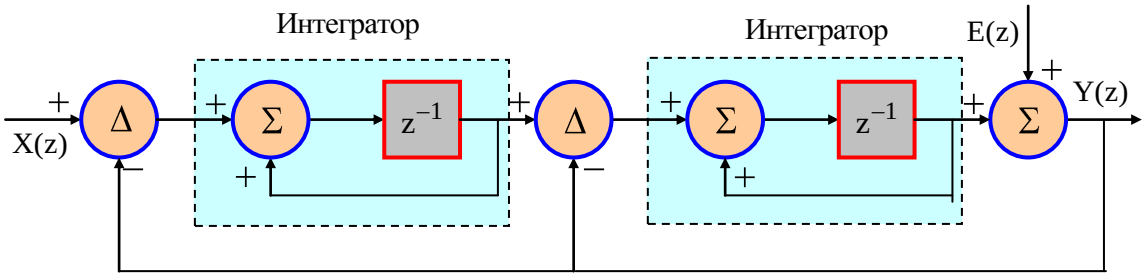


Рис. 5.5. Модель ΣΔ модулятора 2 порядка

Аналогичным образом можно показать, что для схемы с интегратором ζ порядка передаточная функция по ошибке определяется равенством

$$\left|T_e(z)_\zeta\right| = [2|\sin(\theta/2)|]^\zeta.$$

Наиболее важной характеристикой технологии Noise Shaping является форма огибающей спектральной плотности мощности шума квантования (PSD). На выходе модулятора ζ порядка она может быть рассчитана по формуле

$$S_D(e)_\zeta = S_D(e) \cdot \left|T_e(z)_\zeta\right|^2 = S_D(e) \cdot \left(4\left|\sin^2\left(\frac{\theta}{2}\right)\right|\right)^\zeta,$$

где $S_D(e)$ - PSD шума квантования квантователя (реквантователя), определяемая числом используемых разрядов и передискретизацией без учета влияния отрицательной обратной связи, это характеристика шума, подаваемого в эквивалентной схеме на сумматор.

Графики на рис.5.6 иллюстрируют форму огибающей спектра ошибок квантования на выходе модулятора с интеграторами 1 и 2 порядков при $K_{os} = 4$. Для сравнения приведен также график спектральной плотности $S_D(e)$, характеризующей шум непосредственно квантователя. Как видно, в звуковом диапазоне SPD уменьшается и тем сильнее, чем выше порядок интегратора. На частоте Найквиста $f_{nk} = f_{sk}/2$ PSD максимальна и ее значение увеличивается с порядком интегратора, от коэффициента K_{os} величина этого максимума не зависит. В SDM 1 порядка максимум PSD в 4 раза превышает значение $S_D(e)$. Для SDM 2 порядка этот максимум выше в 16 раз. Очевидно, что чем выше порядок SDM , тем сильнее будет уменьшаться PSD в звуковом диапазоне и увеличиваться на частоте Найквиста. С увеличением K_{os} форма графиков остается неизменной, а меняется масштаб по оси частот, так как увеличивается частота Найквиста. При этом звуковой диапазон, ограниченный относительной частотой $\eta = 0{,}5$, на графике будет сужаться об-

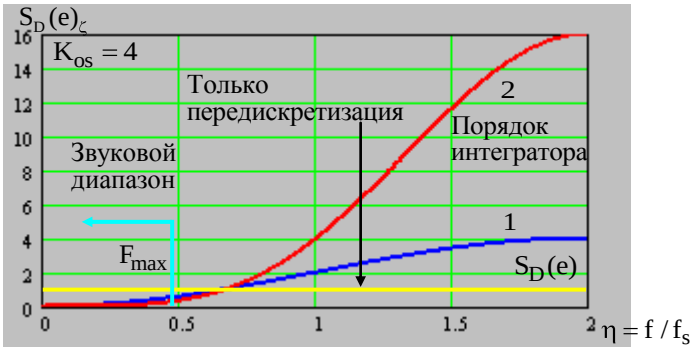


Рис.5.6. Графики огибающей спектральной плотности мощности шума квантования SDM 1 и 2 порядков

ратно пропорционально значению K_{os} и спектральная плотность шума будет в нем быстро уменьшаться.

Основной характеристикой цифрового тракта звукозаписи является отношение сигнал\шум квантования (SNR) и в общем случае, когда используются все технологии уменьшения шума квантования, он определяется равенством.

$$SNR_{qk} = (6{,}02 \cdot q + 1{,}76) + 10 \cdot \lg\left(\frac{K_{os} f_s}{2F_{\max}}\right) - 10\lg\left(\int_0^{\theta_1}\left(4\left|\sin^2\left(\frac{\theta}{2}\right)\right|\right)^{\zeta} d\theta\right), q > 1 ,$$

где

$$\theta_1 = \frac{2\pi F_{\max}}{K_{os} f_s},$$

$F_{\max}$ – максимальная частота звукового диапазона.

Первый член этого равенства определяет зависимость SNR от числа разрядов, используемых при квантовании (реквантовании). Формула действительна только при q > 1. Если q = 1 (1 бит SDM), то первый член равенства становится отрицательным и равен –8,45 дБ. Второй член равенства определяет зависимость SNR от передискретизации, он увеличивается на 3 дБ при каждом удвоении частоты дискретизации. Третий член равенства определяет зависимость SNR от порядка SDM. При каждом удвоении частоты дискретизации он увеличивается на 6 дБ для SDM 1 порядка, на 12 дБ для SDM 2 порядка и на 18 дБ для SDM 3 порядка и так далее.

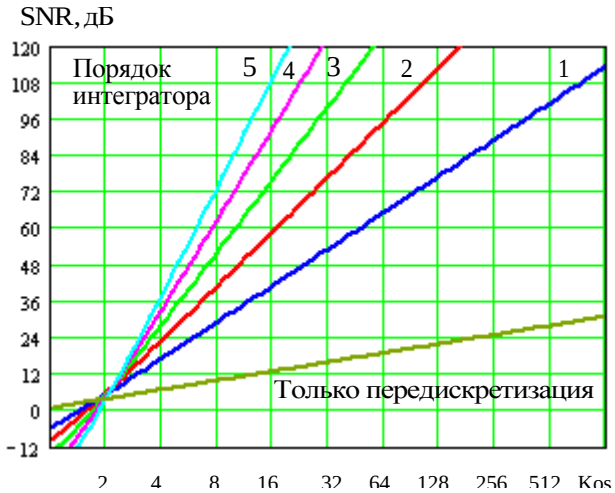


Рис.5.7. Графики SNR для SDM 1-5 поряд-

Интеграл в формуле табличный, но аналитические выражения него очень громоздки. Известно много приближенных значений этого интеграла, но более рационально производить расчеты на ПК без использования эмпирических формул, так как они дают большую погрешность.

Графики на рис.5.7 иллюстрируют зависимость SNR от порядка SDM и коэффициента K_{os} при q = 2. Из них следует, что при отсутствии передискретизации и K_{os} < 2 технология Noise Shaping только ухудшает SNR и тем в большей степени, чем выше порядок интегратора. Если K_{os} > 2, то чем выше порядок модулятора, тем при меньшем значении K_{os} достигается необходимое для цифрового тракта значение SNR = 120 дБ, даже при использовании весьма грубого квантования
(q = 2).

5.3. Одноразрядный АЦП на основе сигма-дельта модуляции

В последние годы основной интерес вызывают одноразрядные АЦП на основе ΣΔ-модуляции (1-бит *SDM*) . Они очень успешно конкурируют с АЦП на основе ИКМ, особенно в цифровых магнитофонах, так как отличаются значительно более простой технологией изготовления, существенно дешевле, а по качественным характеристикам примерно равноценны.

Наиболее важным вопросом построения АЦП на основе сигма-дельта модуляции является выбор частоты дискретизации. Чем эта частота больше, тем при меньшем значении

порядка интегратора достигается необходимое значение SNR 120…140 дБ. Однако, с повышением частоты дискретизации увеличивается и скорость цифрового потока, что приводит к уменьшению времени записи на дисковом носителе. Поэтому приходиться искать компромисс между значениями частоты дискретизации и порядком интегратора. В настоящее время в качестве такого компромисного решения принят коэффициент передискретизации равным 64. Из графиков на рис.5.7. видно, что при таком значении K_{os} отношение сигнал шум 120 дБ достигается только при использовании SDM не менее 3 порядка.

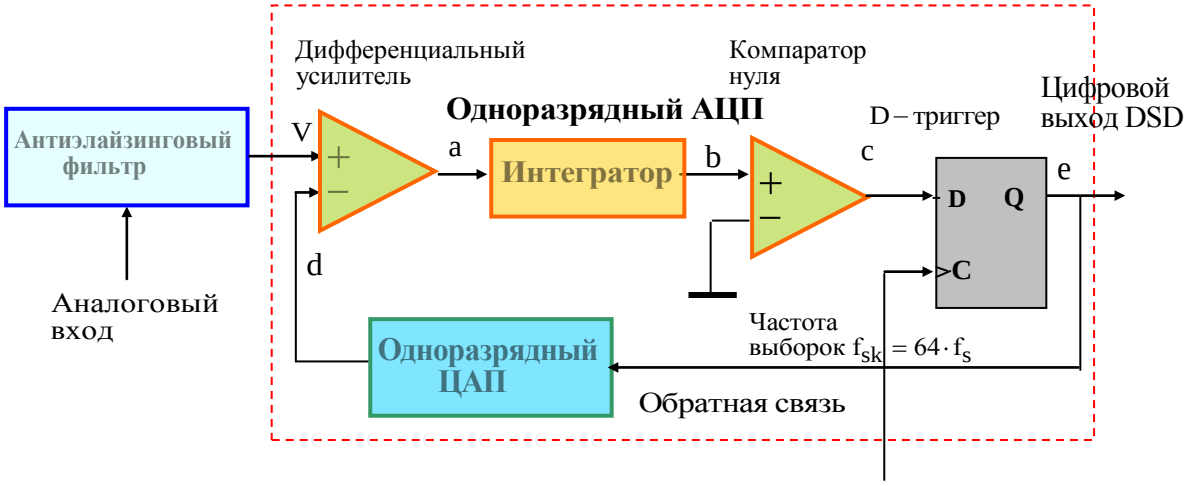


Рис.5.8. Функциональная схема сигма-дельта модулятора первого порядка

На рис.5.8. приведена упрощенная схема 1-бит SDM первого порядка. В этой схеме используется аналоговая передискретизация, поэтому частота дискретизации выбирается в 2^x выше одной из стандартных частот 44,1 или 48 кГц. При Kos = 64 и f_s = 48 кГц f_{sk} = 3,072 МГц. Аналоговый сигнал подается на вход модулятора через антиэлайзинговый фильтр, в качестве которого может использоваться простейший RC-интегратор, так как требуется подавлять частоту Найквиста (1,5 МГц) и выше.

В этой схеме нет классического дискретизатора, выполняющего функцию амплитудно-импульсной модуляции, отсутствует устройство выборки и хранения, но работа всех узлов тактируется частотой дискретизации. В качестве одноразрядного квантователя используется компаратор, который формирует выходной сигнал положительной полярности только при условии, что входное напряжение выше нуля. В приведенной схеме задержка на один такт осуществляется D- триггером, на счетный вход которого подается сигнал с частотой дискретизации f_{sk}. Этот же триггер выполняет функцию дискретизатора. В таком варианте исполнения при аналого-цифровом преобразовании сначала производится квантование, а потом дискретизация. Одноразрядный ЦАП преобразует однополярный выходной сигнал D-триггера в двух полярный.

Алгоритм работы:

$$a_{j+1} = V_{j+1} - d_{j+1}$$

$$b_{j+1} = b_j + a_{j+1}$$

$$c_{j+1} = \begin{cases} 1; & b_{j+1} > 0 \\ 0; & b_{j+1} \le 0 \end{cases}$$

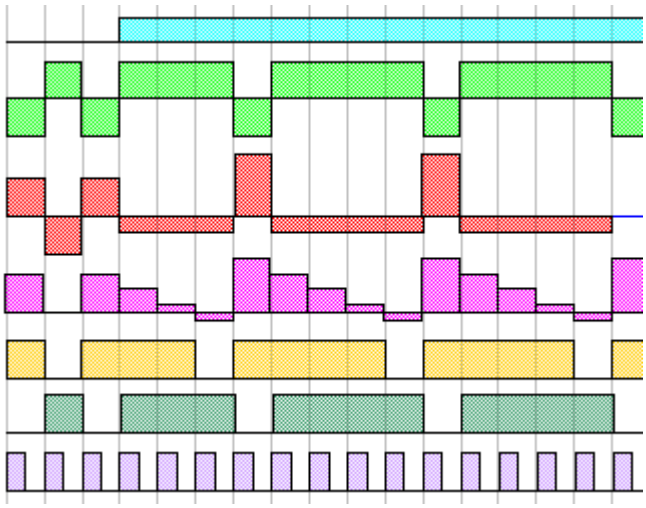
$$d_{j+1} = \begin{cases} 1; & c_j > 0 \\ -1; & c_j = 0 \end{cases}$$

В соответствии с приведенным алгоритмом в начале каждого такта дифференциальный усилитель вырабатывает на своем выходе разностный сигнал “a” между входным напряжением “V” и выходным напряжением одноразрядного ЦАП. Интегратор добавляет напряжение “a” к своему выходному напряжению, сформированном в предыдущем такте. Это новое напряжение “b” подается на вход компаратора нуля. На выходе компаратора формируется логическая 1, если b > 0 и логический 0, если b < 0. Временная диаграмма, поясняющая работу всех узлов АЦП при напряжении на входе +0,6 В приведена на рис. 5.9.

Выходной сигнал компаратора, называемый DSD (Direct Stream Digital), однополярный в виде непрерывной последовательности логических 1 и 0 без разделения их на символы и блоки. По цепи обратной связи этот цифровой поток формирует выходной сигнал

одноразрядного ЦАПа. Этот сигнал сдвинут по времени на один такт. Если на выходе компаратора логическая единица формируется сигнал импульсный сигнал положительной полярности, а если 0, то отрицательной. Амплитуды сигналов на выходе ЦАП должны быть очень точно равны максимально возможным значениям входного сигнала.

У компаратора, в отличие от многоразрядного квантователя, нет порога квантования. Поэтому в одноразрядном АЦП при отсутствии входного сигнала, выходной сигнал есть и он представляет собой последовательность 1 и 0 с частотой дискретизации и равными



V_{j+1} – входной аналоговый сигнал + 0.6 В

$d_{j+1} = \begin{cases} 1, \text{ если } c_j = 1 \\ -1, \text{ если } c_j = 0 \end{cases}$ – опорный сигнал ±1В

$a_{j+1} = V_{j+1} - d_{j+1}$ выход дифференциального усилителя

$b_{j+1} = a_{j+1} + b_j$ выход интегратора

$c_{j+1} = \begin{cases} 1, \text{ если } b_{j+1} > 0 \\ 0, \text{ если } b_{j+1} \le 0 \end{cases}$ выход компаратора

e – сигнал DSD (выход D – триггера), задержка на 1 такт

$f_{sk} = f_s \cdot K_{os}$ – счетный вход D – триггера

Рис.5.9.Временная диаграмма и алгоритм работы 1-бит АЦП на основе сигма-дельта модулятора

вероятностями их появления.

Если на вход подается максимальное постоянное напряжение положительной полярности то выходной сигнал состоит из последовательности одних 1: 11111111……, если - отрицательной полярности, то выходной сигнал состоит из последовательности одних 0: 000000… При скачкообразном повышении постоянного входного напряжения с 0 до +0,6В двоичный сигнал имеет следующую кодовую последовательность 110111101111011110……, которая устанавливается за два такта.

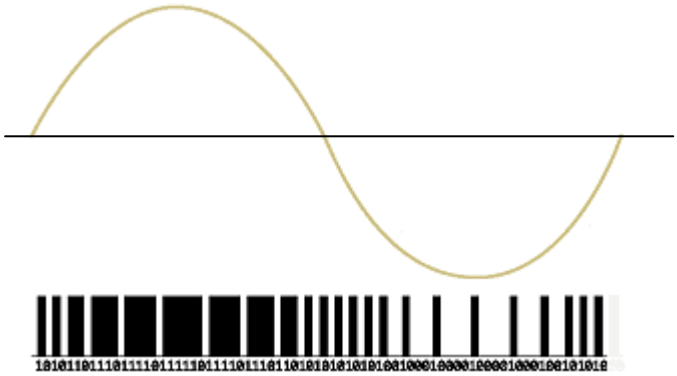


Рис.5.10. Синусоидальный сигнал в коде DSD

В этой кодовой последовательности явно присутствует периодичность повторения кодовых комбинаций. Таким образом, каждому значению входного напряжения соответствует своя кодовая комбинация и период ее повторения. Это является причиной возникновения паразитных звуков и одним из серьезных недостатков ΣΔ -модуляторов 1 порядка.

В случае синусоидального входного сигнала, в двоичной последовательности на выходе положительным и отрицательным значениям синусоидального сигнала соответствует большая плотность логических 1 и 0 соответственно. Если в этом сигнале убрать постоянную составляющую, то тогда он имеет вид, приведенный на рис.5.10.

Таким образом, с помощью компаратора входной АИМ сигнал не квантуется, а преобразуется во время-импульсную модуляцию (ВИМ), при которой мгновенные значения входного сигнала преобразуются в дискретные интервалы времени в виде модуляции по плотности логических 1 и нулей. Чем больше положительное значение сигнала, тем выше плотность 1. Чем больше отрицательное значение сигнала, тем выше плотность 0. При этом среднее значение длительности этих интервалов, изменяющееся во времени, определяет передаваемый ЗС. Его можно выделить с помощью простейшего ФНЧ.

Одноразрядные SDM очень чувствительны к перегрузкам, поэтому максимальный размах сигнала его на входе на должен превышать 0.84Q. При превышении этого уровня модулятор переходит в режим самовозбуждения. Ошибки квантования в одноразрядных SDM сильно коррелированны с сигналом, поэтому без операции «dithering» их использовать нельзя. В тоже время добавление шума с размахом 0.8Q приводит к значительному уменьшению SNR и существенному уменьшению допустимого уровня входного сигнала по размаху до значения 0.5Q.

По этим причинам в таких модуляторах невозможно использовать шум с треугольным законом распределения, как это делается в ИКМ трактах, и поэтому применяют шум *с прямоугольным законом распределения* в пределах 0.5Q. Такой шум лишь улучшает линейной передаточной функции, но происходит это за счет **уменьшения** SNR **на 12 дБ** и

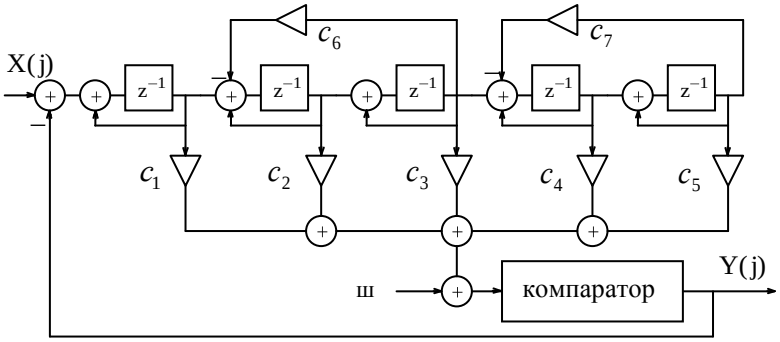


Рис.5.11. Схема одноразрядного SDM 5 порядка

ухудшения стабильности работы модулятора.

Операция декорреляции ошибок квантования в 1-бит SDM не преобразует их в аддитивные, поэтому особого положительного эффекта она не приносит. Если декорреляция ошибок не используется, то в звуковом диапазоне уровень шума уменьшается до минус 130 дБ, добавление шума с размахом 0.01Q снижает уровень шума до минус 140 дБ.

Модуляторы выше 2-3 порядков с последовательным включением интеграторов работают неустойчиво, поэтому они практического применения не нашли. Структурные схемы современных модуляторов более высоких порядков достаточно сложны. В них применяется каскадное включение интеграторов 1 порядка, охваченных местными обратными связями. В качестве примера на рис.5.11.приведена блок-схема 1-бит АЦП на основе SDM 5-порядка, который используется при записи звука по стандарту Super Audio CD.

В этой схеме выходы всех интеграторов суммируются со своими весовыми коэффициентами c_i и подаются на вход компаратора. Для каждой цепи обратной связи также подбирается весовой коэффициент c_i, чтобы получить огибающую спектра шума квантования необходимой формы. Шум, осуществляющий декорреляцию ошибок квантования, вводится непосредственно у входа компаратора.

Для этой схемы на рис.5.12. приведена огибающая спектра шума квантования. В области низких частот у нее подъем с крутизной 12 дБ/ декаду. Это делает зависимым уровня шума от частоты в звуковом диапазоне частот. В худшем случае, на частоте около 5 Кгц, уровень шума повышается до минус 90 дБ. За пределами звукового диапазона уровень шума повышается линейно с крутизной 90 дБ/декаду и на 100 кГц достигает нулевого уровня. При этом спектральные компоненты шума соизмеримы с максимальными компонентами ЗС в области этих частот.

Повышение порядка интегратора существенно улучшает SNR в области низких частот. Для сравнения на рис.5.12 приведен график спектральной плотности шума квантования для 1-бит SDM 7 порядка. В таком модуляторе уровень шума на частотах ниже 100 Гц понижается до минус 195 дБ. В пределах звукового диапазона уровень шума не превышает минус 140 дБ. В практике уже есть разработки таких модуляторов до 12 порядка.

В связи с тем, что коды коррекции ошибок и канальная модуляция рассчитаны на работу с организацией цифровых данных в виде байт и блоков, одноразрядные АЦП на основе SDM высоких порядков сами по себе используются только в аппаратуре записи звука по стандарту Super Audio CD. В большинстве случаев после такого АЦП включается

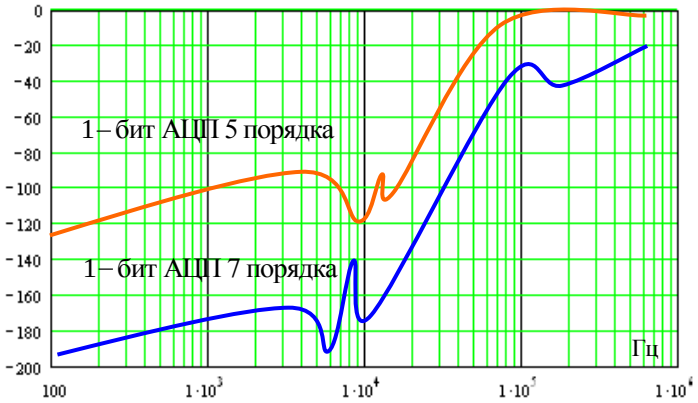


Рис.5.12. Частотная зависимость уровня шума квантования в 1-бит АЦП на основе SDM 5 и 7 порядков

дециматор, в котором частота дискретизации понижается до стандартного значения ИКМ тракта и формируются выборки с числом разрядов от 16 до 24. В качестве дециматора обычно используется прореживающий цифровой фильтр. Считается, что дециматор входит в состав АЦП, и поэтому его называют по числу выходных разрядов, например, 24-разрядным. Число выходных разрядов определяется по достигнутому значению SNR. Если SNR = 120 дБ, это 20-разрядный АЦП, если 140 дБ – 24 разрядный.

5.4. Одноразрядный ЦАП на основе сигма-дельта модуляции

В общем объеме производства аудиоаппаратуры более 90% приходиться на долю звуковоспроизводящей техники. Поэтому очень важное значение имеет технология производства и стоимость цифро-аналоговых преобразователей. Так, например, стандартом на DVD-audio диски предусмотрено при записи использование 24-разрядной ИКМ. Такой профессиональный АЦП стоит около 10000 долларов, тогда как для бытовых проигрывателей стоимость ЦАП не может превышать 5-10 долларов. Поэтому большинство ЦАП, используемых в проигрывателях CD и DVD-A дисков, а также в звуковых картах компьютеров строятся на основе использования сигма-дельта модуляции и, в частности, одноразрядных ЦАП.

В цифровых SDM, используемых для цифро-аналогового преобразования, частота дискретизации известна априори и выбор коэффициента передискретизации не связан с процессом записи, как это имеет место в аналоговых SDM. Поэтому значение частоты дискретизации f_{sk}, на которой работает модулятор, может быть сколь угодно большим и ограничивается только быстродействием элементов схемотехники. Это значит, что необходимое значение SNR может достигаться при значительно меньшем порядке интегратора модулятора, чем в АЦП.

Хотя модели аналогового и цифрового модуляторов 1 порядка совершенно одинаковы, при практической реализации их функциональные схемы существенно различны. В первом - интегратор находится в цепи прямой связи, а во втором – в цепи обратной связи. Функции реквантователя при цифро-аналоговом преобразовании выполняет компаратор

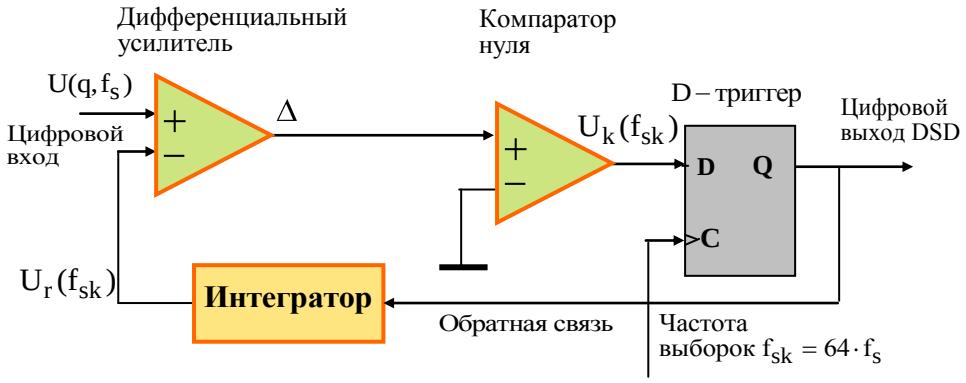


Рис.6.13. Функциональная схема 1 бит ЦАП на основе ΣΔ- модулятора 1 порядка

нуля. Он преобразует q-разрядные выборки в непрерывный двоичный поток.

В приведенной на рис.5.13 схеме цифрового SDM 1 порядка на один из входов дифференциального усилителя подается цифровой q разрядный ИКМ сигнал $U(q,f_s)$ с частотой выборок f_s. Однако, в соответствии с ранее принятыми условиями анализа, он представляется в виде последовательности выборок ЗС, формирующих ступенчатый сигнал (рис.5.14). В дифференциальном усилителе производится сравнение его с опорным импульсным сигналом $D_r(f_{sk})$ с высокой частотой дискретизации $f_{sk} = K_{os} f_s$. Этот сигнал

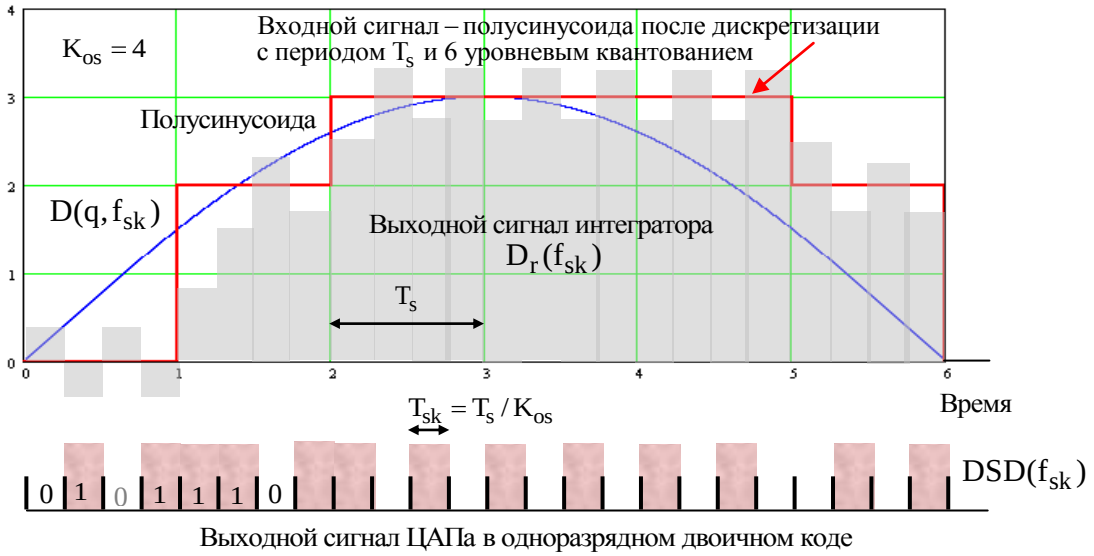


Рис.5.14. Временная диаграмма работы одноразрядного ЦАПа

формируется интегратором, на вход которого подается сигнал D-триггера, сдвинутый по времени относительно входного на 1 такт. Отрицательная обратная связь стремится уравнять среднее значение выходного сигнала с входным.

Если опорный сигнал с интегратора меньше входного на выходе компаратора формируется логическая 1 и опорный сигнал увеличивается. Этот процесс повторяется в течение периода T_s, пока опорный сигнал не станет больше входного. Тогда выходной сигнал дифференциального усилителя становится меньше нуля ($\Delta < 0$), на выходах компаратора и D-триггера формируется логический 0, поэтому опорный сигнал начинает уменьшаться.

Выходная последовательность 1 0 1 0 …. будет продолжаться до тех пор пока на вход не поступит новая выборка входного сигнала. Это поясняется приведенным рисунком.

В приведенной схеме на выходе формируется однополярный сигнал DSD, такой же как в АЦП, у которого среднее значение меняется по времени по такому же закону, как и на входе модулятора. Фактически все операции при цифро-аналоговом преобразовании осуществляются в цифровом виде, и на выходе может быть сформирована любая двоичная последовательность.

Обычно, выходной сигнал одноразрядного ЦАПа подается на время импульсный преобразователь с цифровой модуляцией параметров импульсов. В настоящее время используются три вида ВИМ: PDM – Pulse Density Modulation (модуляция импульсов по плотности), PWM – Pulse Width Modulation (модуляция импульсов по ширине- широтно-импульсная модуляция) и PLM – Pulse Length Modulation (модуляция импульсов по длине). Все эти виды модуляции позволяют выделять ЗС из этого потока с помощью простейшего ФНЧ 3 порядка.

На основе одного SDM 1 или 2 порядка невозможно обеспечить необходимое значение SNR 120…140 дБ, поэтому используется их каскадной включение. На рис.5.15. приведена функциональная схема одноразрядного ЦАПа фирмы Philips на основе технологии

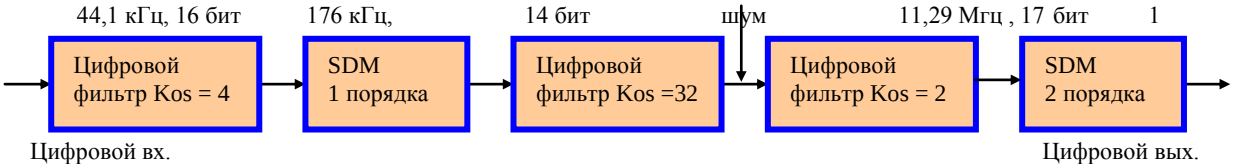


Рис.5.15. Блок-схема ЦАП фирмы Philips на основе технологии Noise Shaping

«Noise Shaping». Входные цифровые 16-ти разрядные выборки с частотой дискретизации 44.1 кГц подаются на вход цифрового фильтра передискретизации. В схеме используется нерекурсивный с 4-кратной передискретизацией FIR (finite impulse response) интерполяционный фильтр с линейной фазовой характеристикой. На первом этапе модуляции в результате переквантования число разрядов в выборках понижается с 16 до 14 и используется SDM 1 порядка.

Т а б л и ц а 5.1. Характеристики ЦАП на основе ΣΔ- модуляции и ВИМ

Вид модуляции	Коэффициент передискретизации	Частота дискретизации, МГц	Порядок интегратора,	Число уровней квантования
PDM	256	11,29	1 и 2	2
PLM	1024	45,1584	2	2

Затем еще раз производится передискретизация с помощью двух ступеней (K_{os} =32 и 2). Между этими ступенями в тракт вводится шумовой сигнал, осуществляющий операцию «Dithering» с уровнем шума равны минус 20 дБ. Она уменьшает нелинейность передаточной функции из-за ошибок квантования. Общий коэффициент передискретизации равен 256 и частота дискретизации увеличивается до 11,29 МГц.

Во второй ступени модуляции используется SDM 2 порядка и формируется 1-разрядный цифровой поток. К выходу ЦАПа подключается время-импульсный цифровой модулятор, преобразующий цифровые данные в последовательность импульсов, модулированных по плотности (PDM).

В табл.5.1. приведены некоторые данные по современным ЦАП фирм Philips, Matsushita и Sony с использованием технологии «Noise Shaping» и ВИМ. Эти ЦАП обеспечивают SNR до 115…120 дБ, поэтому изготовители проигрывателей указывают в технических характеристиках эквивалентное число разрядов 18…20, иногда приводится и значение коэффициента передискретизации.

Одноразрядные ЦАП на основе SDM имеют целый ряд важных особенностей. Их несомненным преимуществом является высокая линейность во всем диапазоне изменения ЗС и отсутствие особых требований к точности изготовления элементов схемы.

В ИКМ трактах шум квантования возникает только при подаче ЗС, его мощность всегда равна $Q^2/12$ и от уровня ЗС она не зависит. Если реквантователь является простым компаратором, шум квантования на его выходе существует независимо от ЗС (рис.5.16). У одноразрядных цифровых SDM сумма мощностей шума квантования и сигнала постоянна и равна $Q^2/4$.

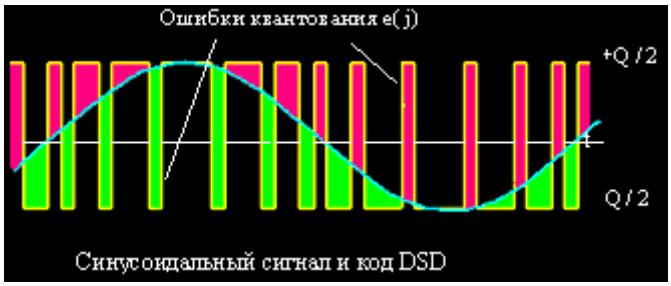


Рис.5.16. Ошибки квантования 1 бит ЦАП

При подаче ЗС мощность шума квантования уменьшается, но незначительно. В случае максимального допустимого ЗС эта мощность определяется равенством

$$P(e) = \frac{7Q^2}{32},$$

где Q- шаг квантования, e – мгновенное значение шума квантования. При этом мощность ЗС синусоидальной формы соответственно равна

$$P_{\sin} = \frac{Q^2}{32}.$$

Таким образом, в лучшем случае SNR равен **минус 8,45 дБ**. Если уровень ЗС уменьшается до минус 60 дБ, то SNR становится равным минус 68,5 дБ! Это значит, что шум в 3000 раз больше ЗС. Чтобы в этом случае качественно воспроизводить звук приходиться использовать очень высокую частоту дискретизации и SDM высоких порядков, что приводит к нестабильности работы из-за наличия отрицательных обратных связей.

Прямая зависимость шума квантования от уровня ЗС приводит к возникновению неустранимого модуляционного шума. Для его устранения требуется использовать технологию Dithering, но при одноразрядной SDM это приводит к перегрузке реквантователя и возникновению самовозбуждения. Одноразядные ЦАП крайне чувствительны к фазовому джиттеру частоты дискретизации, которая тактирует работу модулятора. Даже небольшой джиттер вызывает ошибки, равные кванту.

Еще одной проблемой построения одноразрядных ЦАП являются ФНЧ, реконструирующие ЗС. Выходной сигнал такого ЦАП представляет собой последовательность прямоугольных импульсов высокой частоты с очень высокой крутизной нарастания и спада. Для фильтрации ЗС требуются специальные конструкции ФНЧ, в которых подавляются ВЧ составляющие спектра, возникающие из-за емкостных связей. Из-за применения SDM высоких порядков в спектре ошибок квантования очень велики ВЧ составляющие за пределом звукового диапазона. Их также очень трудно фильтровать из-за наличия емкостных связей между элементами ФНЧ. По всем этим причинам одноразрядные ЦАП в высококачественных звуковых трактах не применяются.

5.5. Многоразрядные ЦАП

Много разрядные ЦАП предназначены для работы в высококачественных звуковых трактах, таких проигрыватели DVD-Audio и Super Audio CD или дорогие звуковые карты компьютеров с числом звуковых каналов 5 и больше. Обычно число разрядов таких ЦАП от 3 до 6, иногда может быть и до 14. Главной характеристикой ЦАП является число уровней выходного сигнала, которое выбирается всегда нечетным и может быть от 3 до 31.

На рис.5.17 приведена функциональная схема много разрядного ЦАП. Цифровой фильтр-интерполятор осуществляет повышение частоты дискретизации в 64 или 128 раз. Для обеспечения устойчивости работы порядок интегратора цифрового сигма-дельта модулятора 2 или 3. Если одно разрядные ЦАП являются линейными по принципу, то в мно-

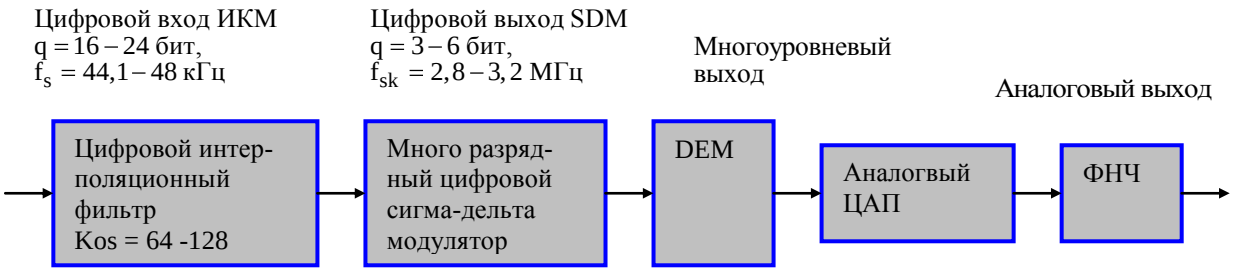


Рис.5.17. Функциональная схема много разрядного ЦАП на основе сигма-дельта модуляции

го разрядных преобразователях эта линейность обеспечивается точностью технологии их изготовления.

Высококачественные много разрядные аналоговые ЦАП требуют специальной подгонки элементов для обеспечения линейности передаточной функции. В противном случае возникают ошибки преобразования, которые коррелированны со звуковым сигналом и поэтому очень заметны на слух. Для исключения таких требований в современных много разрядных ЦАП на основе SDM используется специальная технология обработки цифровых звуковых сигналов под названием DEM (Dynamic Element Matching), с помощью которой детерминированные ошибки ЦАП преобразуются в случайные и усредняются почти до нулевого значения. Существует множество вариантов реализации этой технологии.

Важнейший недостаток одно разрядных ЦАП это очень высокий уровень ошибок квантования компаратора, из-за которого SNR не превышает минус 8,45 дБ. В много раз-

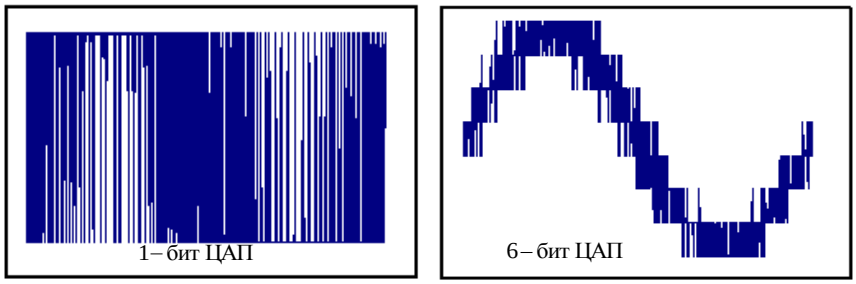


Рис.5.18. Влияние фазового джиттера на выходной сигнал ЦАП

рядных ЦАП отношение сигнал-шум определяется по известной формуле

$$SNR = 6,02q + 1,76 дБ$$

и уже при трех битах SNR = + 20 дБ, а при 6 битах - +38 дБ. Различие огромное, главное, что сигнал выше уровня шума. Это существенно облегчает задачу фильтрации ошибок квантования как в звуковом диапазоне, так и за его пределами. Важно также, что форма сигнала на выходе модулятора приближается к форме воспроизводимого звукового сигнала и не носит чисто импульсного характера. Другое важное преимущество много разрядных ЦАП это значительно меньшая чувствительность к паразитной фазовой модуляции тактовой частоты модулятора (рис.5.18).

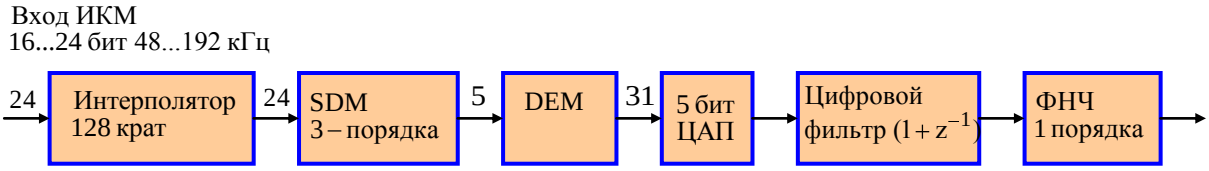


Рис.5.19. Функциональная схема ЦАП для проигрывателей DVD-Audio

Уменьшение шума квантования и влияния фазового джиттера наиболее сильно проявляется когда используется нечетное число уровней квантования, так как при этом положительные и отрицательные значения цифрового сигнала становятся симметричными относительно нулевого значения.

В качестве примера на рис.5.19 приведена функциональная схема много разрядного 31 уровневого (±15) ЦАП для высококачественных цифровых трактов, который работает с частотой дискретизации до 192 кГц с динамическим диапазоном 120 дБ. На рис.5.20 представлен спектр выходного сигнала этого ЦАП при уровне ЗС минус 60 дБ, из которого видно, что во всем звуковом диапазоне уровень шума не превышает минус 140 дБ. Известно много квантования может быть ±3, 7 и 11. С увеличением числа разрядов качественные характеристики ЦАП улучшаются, но сильно усложняются устройство и алгоритм работы DEM.

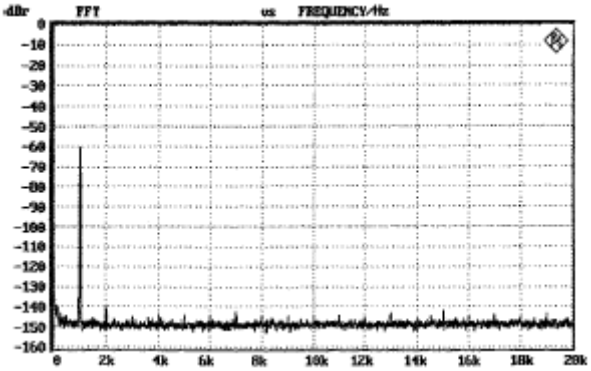


Рис. 5.20. Спектр ЗС с уровнем минус 60 дБ на выходе ЦАП

Особое место занимают много разрядные ЦАП, не использующие технику DEM. Они используются в трактах среднего качества со значением SNR не выше 100 дБ, когда для снижения стоимости аналоговых ЦАП применяют 12-14 разрядные SDM 1 порядка, но хотят получить значение SNR такое же, как 16-ти разрядном ЦАП. В этом случае используются возможности сигма-дельта модуляции, при которой уменьшение разрядности на каждый бит может компенсироваться двукратным увеличением частоты дискретизации.

Функциональная схема такого ЦАП, используемая фирмой Филипс в CD плеерах, приведена на рис.5.21 . В этой схеме на вход цифрового фильтра интерполятора подается кодовая последовательность в формате 44,1/16. В интерполяторе осуществляется повы-

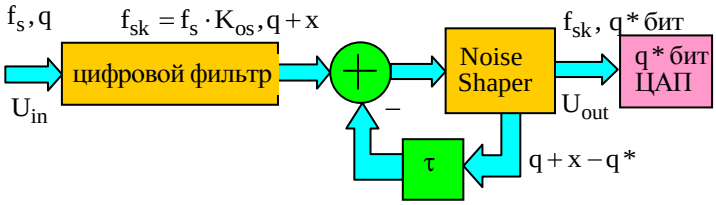


Рис.5.21. ЦАП на основе SDM 1 порядка

шение частоты дискретизации в 4 раза до 176,4 Гц. При этом число разрядов в выборках увеличивается до 17 бит. В преобразователе Noise Shaper 1 порядка осуществляется округление, при котором отбрасываются младшие 3 разряда, и в выходном сигнале остаются только старшие 14 разрядов. По цепи отрицательной обратной связи младшие разряды с задержкой на один такт подаются на сумматор. Формирователь шума стремится произвести округление таким образом, чтобы выходной 14 разрядный сигнал был как можно ближе к входному 17 разрядному сигналу. Значение SNR 14-разрядного ЦАП получается такое же, как у 16-ти разрядного, около 100 дБ.

6. ИКМ с линейным предсказанием

6.1.Основы теории

В настоящее время при аналого-цифровом преобразовании методы двоичного кодирования звуковых сигналов с линейным предсказанием широко используются в цифровой телефонии, радивещательных каналах связи, сотовых линиях связи, в сети Интернет (IP-телефония) и при записи интерактивных оптических дисков по стандарту CDROM.

Из классической теории сигналов известно, что значения выборок, взятых через интервал Котельникова, *взаимно некоррелированы*, если спектр сигнала в занимаемой им полосе частот равномерен (белый шум). Однако на практике в основном используются сигналы, спектр которых неравномерен, поэтому корреляция между выборками не равна нулю. При этом *степень корреляции возрастает с увеличением частоты дискретизации*. Типичным примером таких сигналов является речь, где корреляция между соседними выборками достаточно велика при соблюдении требований теоремы Котельникова в процессе дискретизации.

На этом факте основан *принцип сокращения скорости цифрового потока* при записи звуковых сигналов или передачи по линиям связи цифровых данных, названый *«кодирование с предсказанием»*. Последовательность коррелированных выборок исходного сигнала подается на один из входов вычитающего устройства, а на другой его вход, поступает сигнал предсказания, аппроксимированный из предыдущих или последующих выборок. Полученный сигнал ошибки предсказания преобразуется в двоичный код с помощью мало разрядного квантователя, который и передается по линии связи.

На приемном конце линии передачи имеется такой же, как в передатчике предсказатель. Так как он оперирует с теми же значениями предыдущих выборок, предсказанное значение нового отсчета будет таким же, как в передатчике. Добавив к нему принятое значение ошибки, можно восстановить исходное значение выборки. При этом, *чем сильнее корреляционные связи между выборками сигнала, тем точнее можно сформировать сигнал предсказания.*

Передача разностного сигнала в большинстве случаев требует меньшего числа разрядов. Поскольку информация в канале достаточно предсказуема — кодирование с предсказанием снижает объем передаваемой по каналу информации.

Известны три структурных схемы построения кодера, в которых осуществляется

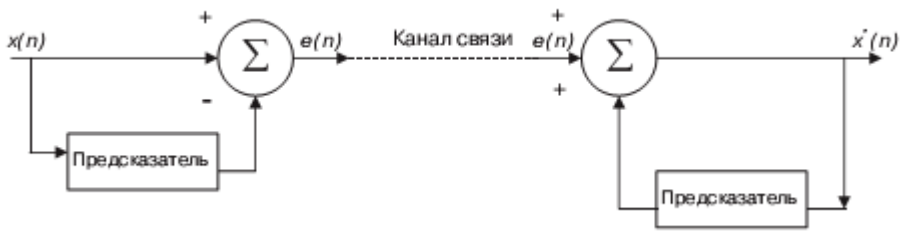


Рис. 6.1. Структурная схема кодека с предсказанием «вперед»

предсказание «вперед», предсказание «назад» и оба предсказания одновременно. Упрощенная схема кодека с предсказанием «вперед» приведена на рис.6.1. В этой схеме входной сигнал $x(n)$ может быть в виде выборок (дискретизированные отсчеты), и тогда на выходе кодера включается мало разрядный *квантователь* Q (на схеме квантователи не показаны), преобразующий разностный сигнал в двоичный код. При этом на входе декодера должен быть *деквантователь* (Q^{-1}), осуществляющий двоичное декодирование. Входной сигнал может быть в виде квантованных выборок с большим числом разрядов,

тогда на выходе кодера включается *реквантователь*, понижающий число разрядов в выборках.

При включении линейного предсказателя в прямую цепь кодера оцениваемое значение $x(n)$ выборки $-x^*(n)$ рассчитывается как линейная комбинация *предыдущих выборок*

$$x^*(n) = -\sum_{i=1}^{L} a_i x(n-i),$$

где a_i - это коэффициенты предсказания. Текущая ошибка предсказания определяется равенством

$$e(n) = x(n) + \sum_{i=1}^{L} a_i x(n-i).$$

Коэффициенты линейного предсказателя a_i определяются из условия минимума общей ошибки предсказания «вперед»

$$\varepsilon_f = \sum_n e^2(n) = \sum_n \left[\left(x(n) + \sum_{i=1}^{L} a_i x(n-i) \right)^2 \right].$$

Минимизация ε по отношению к a_i те. $d\varepsilon / da_i$ для $i = 1, 2, ...L$ определяется следующим равенством

$$r_{ss}(j) - \sum_{i=1}^{p} a_i r_{ss}(j-1) = 0,$$

для $j = 1, 2, ...L$, где $r_{ss}(j)$ автокорреляционная последовательность сигнала $e(n)$. Через автокорреляционную функцию с помощью матричного преобразования могут быть рассчитаны все коэффициенты предсказателя a_i.

Предсказание «вперед» реализуется с помощью рекурсивного FIR-фильтра с бесконечным импульсным откликом (рис.6.2). Этот фильтр осуществляет *линейную аппроксимацию* огибающей передаваемого сигнала по L выборками, коэффициенты предсказания

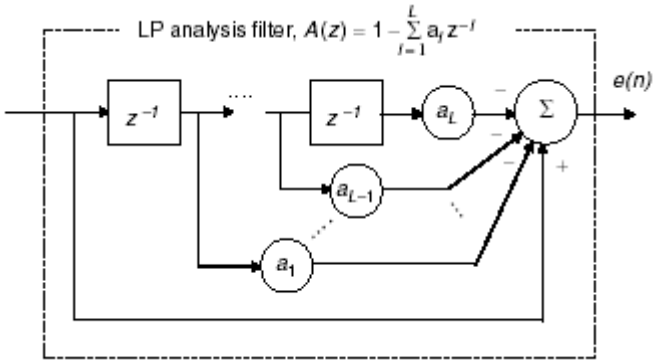


Рис.6.2. Кодер с предсказанием «вперед» с FIR-фильтром

a_i одновременно являются аппроксимирующими коэффициентами. Сигнал предсказания с фильтра в форме Z- преобразования имеет вид

$$A(z) = 1 - \sum_{i=1}^{L} a_i z^{-1}.$$

Порядок этого фильтра определяет порядок предсказателя и порядок аппроксимации, чем он выше, тем меньше ошибка предсказания. В качестве предсказателей используются интерполяционные FIR и IIR-фильтры. Чаще используются FIR фильтры, которые зна-

чительно более быстродействующие, но чем выше их порядок, тем больше искажений он вносит. Обычно порядок таких фильтров не выше четвертого, однако, иногда этот порядок повышается до 128. Порядок IIR-фильтров всегда выше, обычно он выбирается в пределах 8…10.

В обычном предсказателе коэффициенты a_i рассчитываются только при настройке кодера и декодера. *В адаптивном предсказателе* эти коэффициенты являются функцией входного сигнала, что обеспечивает большую точность предсказания и, следовательно, меньшую скорость цифрового потока в линии. Для их расчета входной цифровой поток

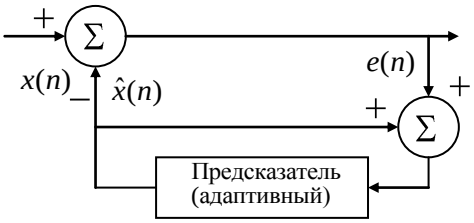


Рис.6.3. Схема кодера с предсказанием «Назад»

разбивается на блоки, в рамках которых и рассчитываются эти коэффициенты. Размер блока выбирается *исходя из условия коррелированности последовательности выборок*. Обычно их длительность выбирается в пределах 3… 20 мс. В схеме кодера с адаптивным предсказателем «вперед» рассчитываемые коэффициенты предсказателя передаются отдельно, чтобы можно было реконструировать сигнал в приемнике.

В схеме кодирования с предсказанием «назад» (рис.6.3), линейный предсказатель включается в цепь обратной связи. На вход такого кодера обычно подается квантованный сигнал и на его выходе включается реквантователь (на схеме не показан). Кодер имеет примерно те же характеристики, что и и схема с предсказанием «вперед» Однако, оцениваемое значение $x(n-L)$ выборки $-x^*(n-L)$ рассчитывается как линейная комбинация *последующих выборок* L выборок

$$x^*(n-L) = -\sum_{i=1}^{L} a_i x(n-L+i)\,, \qquad (6.1)$$

где a_i - это коэффициенты предсказания. Текущая ошибка предсказания определяется ра-

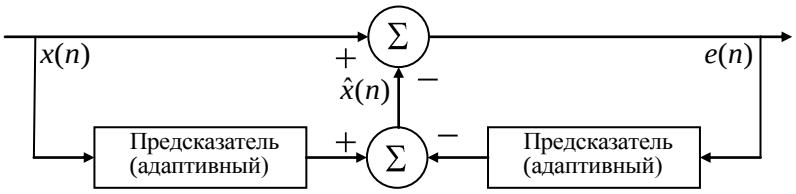


Рис.6.4. Схема кодера с предсказанием «Вперед» и «Назад»

венством

$$e(n) = x(n-L) + \sum_{i=1}^{L} a_i x(n-L+i)\,.$$

Коэффициенты линейного предсказателя a_i определяются из условия минимума общей ошибки предсказания «назад»

$$\varepsilon_b = \sum_n e^2(n) = \sum_n x(n-L) + \sum_n \left[\left(\sum_{i=1}^{L} a_i x(n-i) \right)^2 \right].$$

Реализуется такой предсказатель на основе нерекурсивного IIR-фильтра с конечным импульсным откликом, обычно адаптивного .

В схеме кодера с адаптивным предсказателем «вперед» и «назад» в прямой цепи используется адаптивный FIR- фильтр, а в цепи обратной связи – IIR- фильтр (рис.6.5). Такие же фильтры используются и в предсказателе декодера. Ошибка предсказания определяется равенством

$$e(n) = x(n) - \sum_{i=1}^{L} a_i x(n-i) + \sum_{i=1}^{N} b_i x(n-i),$$

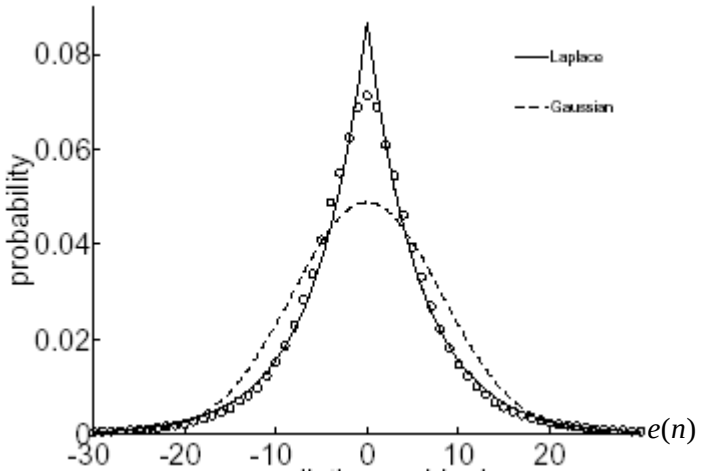


Рис.6.5. Распределение вероятностей ошибок предсказания

где a_i и b_i – коэффициенты аппроксимации одного и другого фильтра, L и M – число аппроксимируемых выборок (порядок фильтров). Всегда порядок IIR- фильтра выше порядка FIR-фильтра.

Очень важно, что в результате кодирования с предсказанием *происходит декорреляция* выборок кодируемого выходного сигнала. Поэтому *спектр ошибок предсказания приближается к равномерному,* а ошибка предсказания $e(n)$ становится случайной величиной. Распределение вероятности значений этой ошибки подчиняется закону Гаусса (рис.6.5)

$$P_G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x}} \cdot e^{-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}}$$

или Лапласа

$$P_L(x) = \frac{1}{\sqrt{2\sigma_x}} \cdot e^{-\frac{|x|\cdot\sqrt{2}}{\sigma_x}},$$

где σ_x – дисперсия отклонений.

Это позволяет использовать эффективное *энтропийное кодирование*, которое еще больше понижает скорость цифрового потока. При декодировании с предсказанием корреляция выборок восстанавливается.

При кодировании с предсказанием для понижения скорости цифрового потока часто используется *адаптация шага квантования*, при которой шаг квантования ошибки предсказания $e(n)$ является функцией ее величины. Поэтому когда идет речь об адаптивной системе кодирования следует уточнять, что именно адаптируется. В современных системах кодирования часто адаптируются как шаг квантования, так и предсказатель. Современные кодеры с предсказанием реализуется только в программном виде на основе

звуковых процессоров, поэтому вопросы адаптации решаются достаточно просто по заданному алгоритму.

6.2. Дифференциальная ИКМ и дельта модуляция

Дальнейшим развитием ИКМ является дифференциальная ИКМ (DPCM). Она более эффективна, так как сокращение скорости цифрового потока в этом случае дополнительно достигается за счет сокращения статистической избыточности, обусловленной корреляцией между соседними выборками. В простейшем случае, вместо того чтобы передавать точные двоичные значения каждой выборки передается только разница между текущим и предыдущим отсчетами. Поскольку разница эта обычно мала, можно использовать меньшее число бит без какого-либо ухудшения характеристик. Операция довольно проста: один отсчет хранится в течение полного периода выборки, и затем добавляется к полученному разностному сигналу для получения следующего отсчета. Этот отсчет затем хранится до тех пор, пока не будет получен разностный сигнал, и т. д.

Дифференциальная ИКМ представляет собой специальный тип кодирования с предсказанием «вперед». В таких схемах кодирования генерируется предсказание для текущего отсчета на основании предыдущих данных. Корректирующий сигнал – это просто разность между этим предсказанием и фактическим сигналом. Самый простой принцип предсказания — это сохранения предыдущего значения.

Действительно, эксперименты показывают, что разница между предыдущим и последующим значением меньше, чем само значение отсчета. Поэтому для большей части огибающей сигнала ошибки может быть не большой. Обычно предсказатель представляет собой простой регистр, который накапливает значение предыдущего отсчета. В линию передается разностный сигнал. Для определения следующего разностного отсчета сигнал восстанавливается в сумматоре сложением этого отсчета с предыдущим значением сигнала .

Возможно, разностный сигнал вычислять с использованием аппроксимации нескольких отсчетов. Такой способ позволяет увеличить точность преобразования, но требует накопления отсчетов. При этом аппроксимированное значение сигнала $x^*(n)$ определяется по приведенной выше формуле (3.1). При предсказании, основанном на предположении "сохранение предыдущего значения", коэффициенты аппроксимации не меняются, поэто-

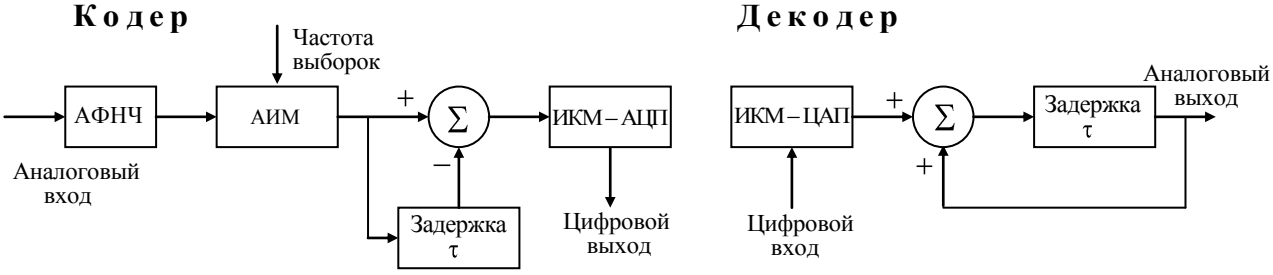


Рис.6.6. Дифференциальная ИКМ (кодер и декодер)

му на приемном конце они те же самые — это позволяет не передавать их по линии, а передать только разность аппроксимированного сигнала.

Приведенная выше формула для DPCM (3.1) приводится к виду

$$x^*(n) = a \cdot x(n-1),$$

Если $a = 1$, тогда в линию передается разность между текущим и предыдущим значениями:

$$e(n) = x(n) - x(n-1).$$

Восстановление сигнала заключается в том, что к предыдущему значению сигнала прибавляется разность

$$x(n) = x(n-1) + e(n).$$

На рис. 6.6 приведена типовая схема DPCM (кодер и декодер). В этой схеме как в обычной ИКМ, входной сигнал ограничивается по частоте антиэлайзинговым фильтром АФНЧ и с помощью амплитудно-импульсной модуляции в блоке АИМ производится дискретизация . В сумматоре производится вычисление разности между прямым и задержанным сигналами, величина задержки кратна периоду повторения выборок. В блоке ИКМ-АЦП производится квантование и двоичное кодирование разностного сигнала.

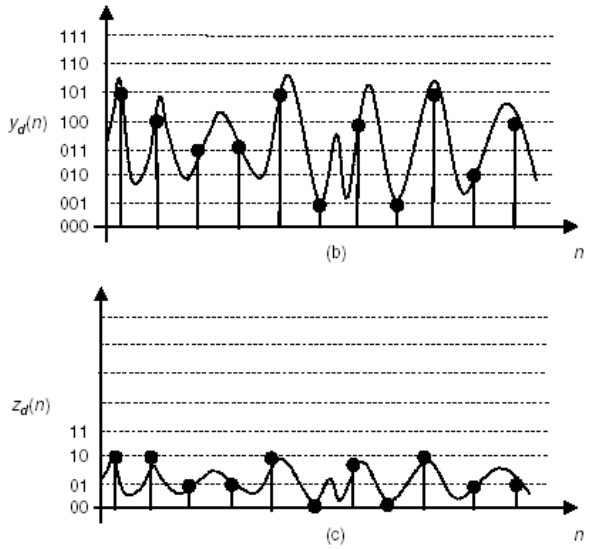


Рис.6.7. Сигналы по тракту DPCM

Динамический диапазон приращений значительно меньше динамического диапазона ЗС, поэтому число разрядов квантователя всегда меньше, чем в линейной ИКМ. В блоке ИКМ-ЦАП декодера производится двоичное декодирование с формированием импульсной последовательности выборок, несущих информацию о приращении ЗС. В сумматоре декодера вычисляется сумма прямого разностного сигнала и задержанного. В результате на выходе восстанавливается исходный ЗС. Принцип работы DPCM поясняется рис.6.7.

При DPCM величина SNR определяется известным равенством

$$SNR = 6,02 \cdot q + 1,76 + 10 \cdot \lg\left(\frac{f_s \cdot K_{os}}{2F_{\max}}\right),$$

из которого следует, что при уменьшении числа разрядов квантователя с каждым разрядом SNR ухудшается на 6 дБ, а для того чтобы восстановить его значение частоту дис-

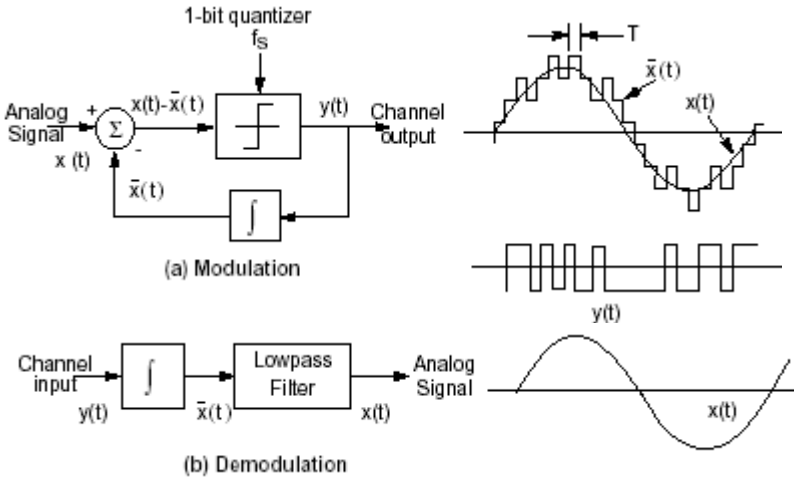


Рис.6.8. Дельта модуляция

кретизации надо увеличивать в 4 раза. Это значит, что если при частоте дискретизации 44,1 кГц 16 разрядная ИКМ обеспечивает отношение сигнал/шум 96 дБ в диапазоне до 20 кГц, то при 12-разрядной ИКМ такое же значение SNR будет при частоте дискретизации около 10 МГц.

При увеличении частоты дискретизации разности между предыдущим и текущим значениями становятся все меньше, поэтому в предельном случае очень высоких частот дискретизации для сигнала ошибки нужен лишь один бит, чтобы указать знак ошибки. Это и есть дельта модуляция (DM).

На рис.6.8 приведена упрощенная схема дельта модуляции (кодер и декодер). В этой схеме производится одноразрядное кодирование, поэтому функцию дискретизатора, квантователя и двоичного кодера выполняет двухуровневый компаратор. В сумматоре формируется разностный аналоговый сигнал. Выходной сигнал кодера представляет собой двухуровневую импульсную последовательность, тактируемую частотой дискретизации. Демодуляция такой кодовой последовательности осуществляется с помощью интегратора и простейшего ФНЧ, подавляющего частоту дискретизации.

Фактически при использовании DPCM и DM кодируется производная ЗС, максимальное значение которой линейно связано с шагом квантования Q и частотой дискретизации f_s

$$\frac{dV}{dt} = Q \cdot f_s \,.$$

Это значит, что необходимая точность преобразования в равной мере достигается уменьшением шага квантования, или увеличением частоты дискретизации. При использовании DPCM и DM частота дискретизации всегда выбирается значительно выше значения, определяемого теоремой В. П. Котельникова, что существенно упрощает проблемы антиэлайзинговой фильтрации и реконструкции ЗС. При малом числе разрядов с повышением крутизны нарастания ЗС возникает перегрузка, подобно тому, как происходит клипирование в линейной ИКМ, что сопровождается очень сильными искажениями.

При использовании DM динамический диапазон определяется равенством

$$DR = 20\log\left(\frac{0,2 \cdot f_s^{1,5}}{F \cdot W^{0,5}}\right),$$

где W – полоса частот. Для обеспечения SNR = 96 дБ в диапазоне до 20 кГц при использовании DM требуется частота дискретизации 200 МГц. В телефонном канале в диапазоне до 4 кГц при DM обеспечивается SNR = 66 дБ. Совершенствование дельта модуляции привело к созданию очень эффективной одноразрядной сигма-дельта модуляции.

6.3. Адаптивная дифференциальная ИКМ (ADPCM)

Применение DPCM позволяет значительно снизить скорость потока, однако ошибка при восстановлении сигнала зависит от величины шага квантования передаваемого кода. Уменьшение шага квантования (увеличение разрядности кодового слова) уменьшает ошибку и соответственно качество восстановленного сигнала, но увеличивает скорость потока. Увеличение шага квантования уменьшает скорость потока, но увеличивает ошиб-

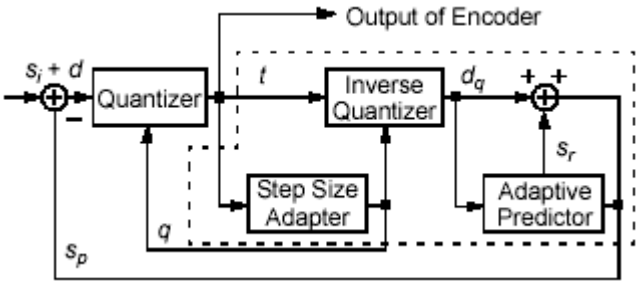


Рис.6.9. Структурная схема кодера DPCM с адаптацией шага квантования и предсказателя

ку восстановления. В рамках классической DPCM с фиксированным шагом квантования это противоречие неразрешимо.

Одно из решений состоит во введении адаптации шага квантования в процесс кодирования-декодирования. Такой алгоритм назван ADPCM (адаптивная дифференциальная

импульсно-кодовая модуляция). Стандарт на этот метод кодирования был принят в 1984 году под названием G.726. Данный алгоритм позволяет воспроизводить речь почти с такой же субъективной оценкой качества, как и при использовании ИКМ, при скорости цифрового потока всего только 32 Кбит/с, что вдвое меньше скорости, используемой при ИКМ. Алгоритм ADPCM гарантирует оценки качества звучания по методике MOS на уровне 4.3 , что часто принимается за эталон качества телефонной связи. Этот алгоритм до сих пор используется при передаче речи по спутниковым и другим каналам связи, несмотря на появление кодеков с гораздо более низкой скоростью потока и достаточным качеством восстановления.

На рис.6.9. приведена упрощенная схема кодера ADPCM с адаптацией шага квантования и предсказателя. На вход подается сигнал с кодера линейной ИКМ, адаптивный квантователь схемы осуществляет изменение шага квантования по заданному алгоритму, адаптивный предсказатель вычисляет коэффициенты для каждого блока данных. Для формирования разностного сигнала, передаваемого в линию связи, в схеме включен реквантователь, который восстанавливает величину шага квантования в цепи обратной связи. Проблемным вопросом является время адаптации- насколько быстро изменяется шаг квантования. От этого времени существенно зависит качество звучания.

7. ИКМ с неравномерным шагом квантования

7.1. Мгновенное компандирование

Линейная ИКМ не имеет механизма использования статистической избыточности ЗС. Однако, квантователь с постоянным шагом является оптимальным в смысле минимизации среднеквадратической ошибки квантования для сигналов с равномерной плотностью вероятностей распределения (PDF-Pulse Density Function)) мгновенных значений ЗС. У

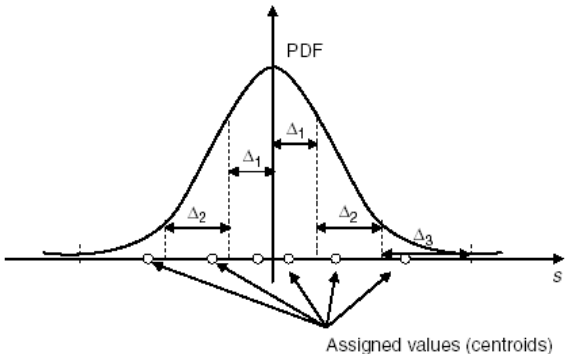


Рис.7.1. Статистически оптимизированное квантование

реальных музыкальных сигналов PDF чаще подчиняется закону Гаусса и применение линейной ИКМ не эффективно.

В статистически оптимизированной ИКМ шаг квантования определяется *PDF* квантуемого сигнала. Часто встречающиеся амплитуды ЗС квантуются с меньшим шагом, а редко встречающие с – большим (рис.7.1). Например, при квантовании сигнала с Гауссо-

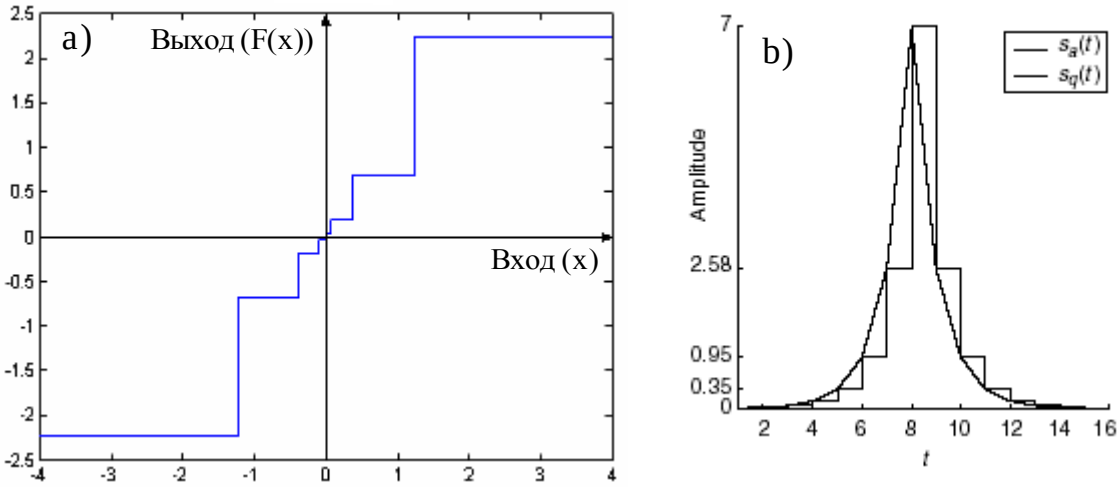


Рис.7.2. ИКМ с неравномерным шагом квантования. a) - передаточная функция, b) -квантованный сигнал

вой *PDF* среднеквадратическая ошибка квантования минимизируется, если рассчитываемый шаг квантования соответствует центроидам статистического распределения (рис. 7.1.). Такое неравномерное квантование может использоваться в двух целях: уменьшение шума квантования при малых уровнях ЗС или уменьшение скорости цифрового потока.

Другим путем *сокращения скорости цифрового потока* при аналого-цифровом преобразовании является использование *неравномерного квантования*, при котором шаг квантования является функцией входного сигнала конвертора. Для малых сигналов этот шаг

делается малым, а для больших – более грубым (рис.7.2.). Компрессирование осуществляется по *логарифмическому закону*, поэтому шаг квантования изменяется также по этому закону. Такое квантование часто называют *мгновенным компандированием*, так как конечный результат здесь такой же, как в аналоговых компандерных системах.

Упрощенной моделью тракта с АЦП и ЦАП с неравномерным шагом квантования может быть схема, приведенная на рис.7.3., в которой на входе тракта включен «аналоговый компрессор», на выходе – «аналоговый экспандер», тогда как аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразования осуществляются с помощью линейной ИКМ.

В линейных системах при больших уровнях ЗС значение SNR часто превышает необ-

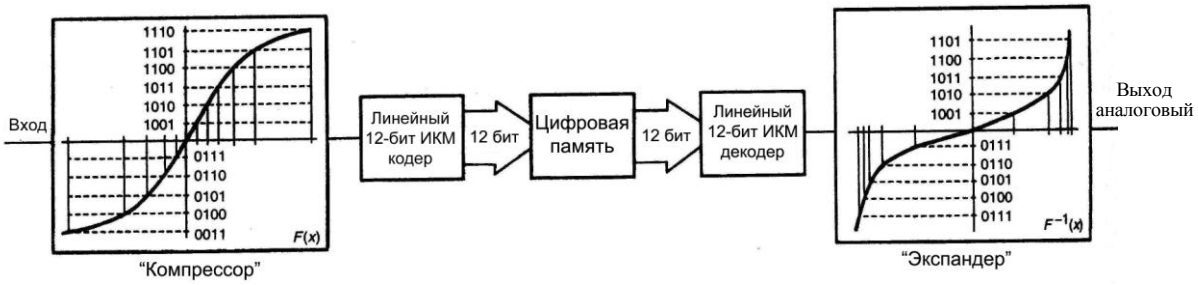


Рис.7.3. Компандерная цифровая линия передачи (мгновенное компандирование)

ходимое значение, а при малых уровнях – SNR слишком мало. Применение неравномерного квантования уменьшает ошибки преобразования при малых уровнях ЗС, и увеличивает при больших уровнях. Поэтому при выборе степени компрессирования необходимо принимать компромиссные решения, при которых уменьшение числа разрядов квантователя не уменьшает динамический диапазон и среднее значение SNR.

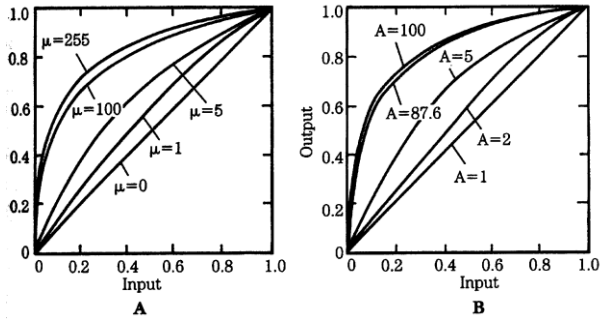


Рис. 7.4. Передаточные характеристики компрессора А – "μ – закон", В – "А – закон"

Нелинейные законы изменения шага квантования могут быть представлены в виде графиков (рис.7.4.). По "μ – закону" производится компрессирование шага квантования в цифровых телефонных линиях Северной Америки и Японии. По "*A* – закону" производится компрессирование шага квантования в цифровых телефонных линиях Европы. В соответствии с рекомендациями CCITT используется 8-разрядное квантование с частотой дискретизации 8 кГц, при которых скорость цифрового потока равна 64 Кбит/с. Аналитически эти законы могут быть представлены в виде

- μ – закон

$$F(x) = \frac{\operatorname{sgn}(x)}{\ln(1+\mu)} \ln\left[1+\mu|x|\right], \quad |x| \le 1 \quad .$$

Обратное преобразование

$$F^{-1}(y) = \operatorname{sgn}(y) \cdot 1/\mu \left[(1+\mu)^{|y|} - 1\right], \quad -1 \le y \le 1$$

- А – закон

$$F(x)=\begin{cases}\dfrac{A}{1+\ln A}\cdot|x|, & |x|\le 1/A\\ \dfrac{\operatorname{sgn}(x)}{1+\ln A}\cdot\left[1+\ln A\cdot|x|\right], & \dfrac{1}{A}\le|x|\le 1\end{cases},$$

где $\operatorname{sgn}(x)=\begin{matrix}1, & if\ x>0\\ -1 & if\ x<0\end{matrix}$ - знаковая функция, $x-$нормализованный по отношению к $x_{\max}$ входной сигнал, $F(x)-$выходной сигнал компрессора, $F^{-1}(y)-$выходной сигнал экспандера, $\mu, A-$степень сжатия. В приведенных формулах с равным успехом вместо натурального логарифма могут использоваться двоичные и десятичные логарифмы. Принципиального значения это не имеет.

Улучшение значения SNR при малых уровнях ЗС тем больше, чем круче подъем передаточной функции, но при этом ухудшается SNR на более высоких уровнях. В случае использовании рекомендованных значений коэффициентов сжатия $\mu=255$ и $A=87,56$ при 8-разрядном квантовании достигаются такие же значения динамического диапазона и SNR, как при линейном 12-разрядном квантовании. Именно поэтому в модели на рис.6.4. предполагается, что аналого-цифровое и цифро-аналоговые преобразования осуществляются линейной 12-разрядной ИКМ.

В формулах (6.1-6.3) при нормализации уровня входного сигнала x уровень сигнала в квантах относится к максимально возможному уровню ЗС. Диапазон изменения уровней сигнала с динамическим диапазоном 96 дБ такой же, как у 16-разрядного ЗС от минус 32768 до 32767. Диапазон уровней 8 разрядного сигнала от минус 128 до 127. Если требует передать сигнал с динамическим диапазоном 96 дБ с применением нелинейного кван-

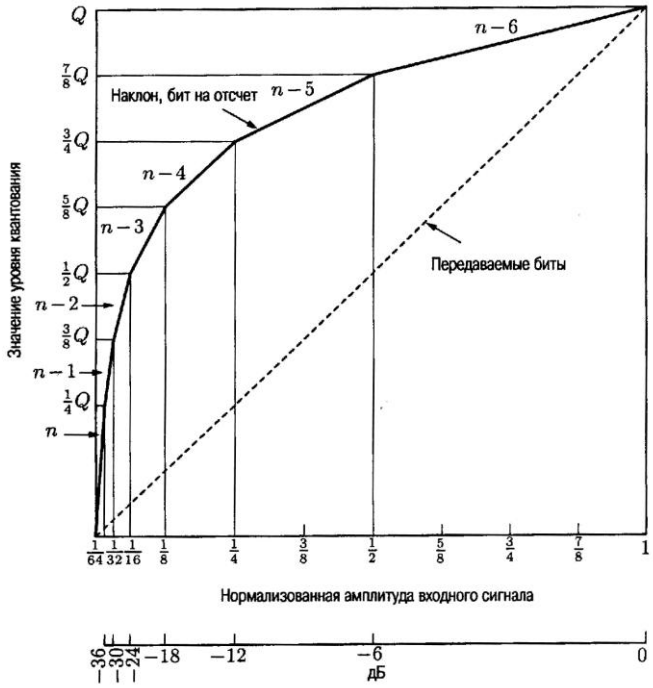


Рис.7.5. Линейно-сегментная аппроксимация

тования с 8-разрядным компрессированием, тогда передаточная функция компрессора должна определяться равенством

$$F(x)=\operatorname{sgn}(x)\cdot 128\cdot\frac{\log_2\left(1+\mu\cdot\left|\dfrac{x}{32768}\right|\right)}{\log_2(1+\mu)}$$

На приемном конце после де компрессирования осуществляется восстановление исходного ЗС с использованием инверсной функции .

В практической реализации цифровых систем компрессирования часто передаточные функции задаются с использованием линейно-сегментной аппроксимации. В зависимости от числа используемых сегментов
линейно-ломанную зависимость обозначают буквой и двумя цифрами. Например, запись А 87,6/13 означает, что используется аппроксимация по $A-$закону при $A=87,6$ с 13 –ю аппроксимирующими отрезками (рис.7.5.). В пределах каждого сегмента шаг квантования постоянен, но при переходе в другой сегмент он изменяется в 2 раза. Число уровней квантования в пределах каждого сегмента постоянно.

Процедура кодирования каждого отсчета состоит в следующем. Сначала определяется полярность сигнала и в зависимости от нее формируется символ первого разряда (0 или 1). Затем производится двоичное кодирование номера сегмента, в пределах которого находится уровень входного сигнала. Для кодирования номера сегмента нужны трехразрядные кодовые комбинации. Далее кодируется уровень сигнала в пределах сегмента. Если число таких уровней в пределах сегмента равно 64, то для кодирования требуется 6-значная кодовая комбинация. Общее число разрядов в кодовом слове будет 10.

7.2. Почти мгновенное компандирование

Сокращение скорости цифрового потока может производиться с помощью транскодера, осуществляющего преобразование выборок линейной ИКМ. В технической литературе такую операцию часто называют *почти мгновенным компандированием*. В таком транскодере осуществляется линейная 14-разрядная ИКМ с частотой дискретизации 32 кГц. Цифровой поток данных разбивается на группы длительностью 1 мс, включающие в себя 32 выборки по 14 бит. При таком малом времени ЗС не может сильно измениться, поэтому все выборки группы могут иметь одинаковый шаг квантования. Почти мгновенное компандирование заключается в том, что 14-разрядные кодовые слова преобразуются транскодером в 10-разрядные по определенному алгоритму, при котором меняется шаг квантования.

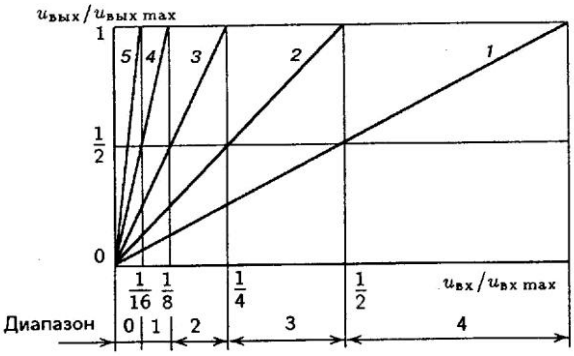


Рис.7.6. Шкалы квантования

Обычно при таком компрессировании используются 5 различных шкал с равномерным шагом квантования внутри каждой шкалы и разными шагами квантования в каждой из шкал (рис.7.6). Выбор шкалы квантования определяется уровнем входного сигнала за время около 1 мс. Минимальный шаг квантования имеет шкала 5 (диапазон 0), а максимальный – шкала 1 (диапазон 4). Число шагов квантования в каждой шкале равно 512, поэтому кодовые слова содержат по 10 бит.

Алгоритм преобразования $14 \Rightarrow 10$ бит состоит в следующем. В каждой группе выборок выделяется выборка с максимальным кодовым значением, и во всех выборках группы отбрасываются 4 разряда. Какие именно отбрасываются разряды, зависит от кодовой комбинации в 4 старших разрядах выделенного кодового слова: 1111 - отбрасываются 4 старших разряда; 1110 - отбрасываются 3 старших разряда и 1 младший; 1100 - отбрасываются два старших разряда и 2 младших; 1000 - отбрасываются один старший разряд и 3 младших; 0000 - отбрасываются 4 младших разряда. Отбрасывание разрядов по такому алгоритму приводит к изменению шага квантования. При отбрасывании 1 младшего разряда шаг увеличивается в 2 раза, а при отбрасывании 4 младших разрядов - шаг увеличивается в 16 раз.

Таким образом, при рассматриваемом методе компрессирования шаг квантования зависит не от мгновенного значения выборки, а от ее максимального значения на интервале времени 1 мс. Для восстановления на приемной стороне абсолютного значения каждой выборки блоки по 32 выборки сопровождаются служебной информацией с кодовой комбинацией из 3 бит, определяющей по какой шкале производилось квантование.

7.3. ИКМ с плавающей запятой

ИКМ с плавающей запятой является нелинейной системой компандирования, в которой осуществляется сокращение скорости цифрового потока путем использования неравномерного шага квантования. В этой системе весь диапазон изменения ЗС разбивается на поддиапазоны, называемые шкалами (рис.7.7.). В каждом их этих поддиапазонов осуществляется аналого-цифровое преобразование с помощью линейной ИКМ со своим шагом квантования. Чем больше уровень ЗС, тем больше шаг квантования шкалы.

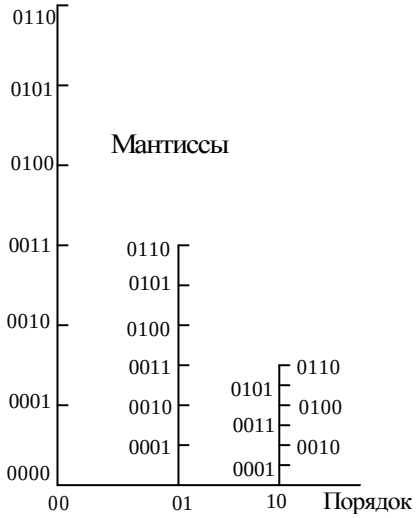


Рис.7.7. Шкалы квантования

Результирующее кодовое слово состоит из двух частей: мантисса (кодовое слово ИКМ) и порядок, кодовая комбинация которого определяет шаг квантования и шкалу. Может использоваться и знак порядка, указывающий направление сдвига запятой.

Осуществление импульсно-кодовой модуляции с плавающей запятой похоже на измерение напряжения с помощью многодиапазонного вольтметра с одной шкалой со 100 делениями. 50 делений этой шкалы могут соответствовать: 0.5; 5 и 50 В; 50; 5 и 0.5 мВ. Результат такого измерения складывается из отсчета шкалы и ее масштабного множителя. Очевидно, что погрешность переключения шкал не

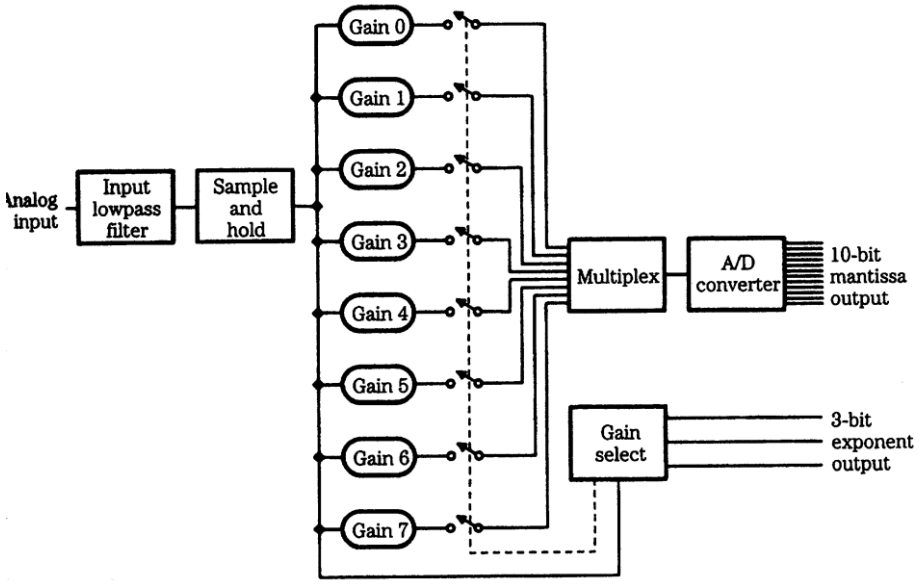


Рис. 7.8.. ИКМ с плавающей запятой

может превышать половины деления шкалы.

В цифровой аудиотехнике ИКМ с плавающей запятой используется в двух случаях:

- для расширения динамического диапазона ЗС при аналого-цифровом преобразовании без увеличения числа разрядов линейного квантователя.

- для сокращения скорости цифрового потока без уменьшения динамического диапазона.

Первое применяется в студийной звукозаписи, второе – в технике связи при передаче данных.

В ИКМ с плавающей запятой (рис.7.8.) входной сигнал как в обычной ИКМ проходит через антиэлайзинговый ФНЧ . Затем в блоке УВХ он дискретизируется, и преобразуется в непрерывную последовательность прямоугольных импульсов положительной и отрицательной полярности. После УВХ сигнал одновременно подается на множество усилителей, число которых определяется динамическим диапазоном входного сигнала. Коэффициент усиления устанавливается с определенным шагом, который может быть 1, 3, 6, 9 или 12 дБ, возможна и любая другая дискретность изменения коэффициента усиления. Коммутатор Gain select управляется входным сигналом, и он переключает выходы усилителей в зависимости от уровня входного сигнала таким образом, чтобы выходной сигнал был максимален, но не было перегрузки. Через мультиплексор сигналы с усилителей подаются линейный квантователь, осуществляющий аналого-цифровое преобразование. Двоичное кодовое слово на выходе квантования (на рисунке оно 10-разрядное) называется мантиссой. Кодовая комбинация из 3 бит определяет положение переключателя (коэффициент усиления) и называется экспонентной.

В ИКМ с плавающей запятой общее число разрядов кодового слова q состоит из знакового разряда, m разрядов мантиссы и p разрядов порядка. В пределах каждой шкалы общее число уровней квантования постоянно и определяется только мантиссой

$$N_m = 2^m - 1.$$

Шаг квантования Q_j для каждой шкалы разный и определяется дискретностью d и порядком p

$$Q_j = Q_{\min} \cdot 2^{d \cdot j},$$

где $j = 0,1...(2^p - 1)$, $Q_{\min}$ – минимальный шаг квантования в децибелах. В общем случае параметр дискретности шкалы d выбирается из ряда таких чисел: 1/4, 1/3, 1/2, 1, 2,… так, чтобы изменение шкалы происходило кратно 6 дБ (1,5; 2; 3; 6 или 12 дБ).

Динамический диапазон рассматриваемой системы определяется как отношение максимально допустимой амплитуды ЗС на входе $A_{\max}$ к минимальному шагу квантования $Q_{\min}$

$$A_{\max} = Q_{\min} \cdot 2^m \cdot 2^{d(2^p - 1)},$$

поэтому он определяется равенством

$$DR = 6 \cdot m + 6d(2^p - 1).$$

Если, например, в кодере используется 16-разрядная линейная ИКМ ($m = 16$), порядок компандрования задается значением $p = 2$, а дискретность изменения коэффициента усиления $d = 1$. Тогда коэффициент усиления может принимать только 4 значения : 0, 6, 12 и 18 дБ и, следовательно диапазон входных сигналов расширяется на $6 \cdot (2^p - 1)$ дБ с 96 для линейной ИКМ до 114 дБ для ИКМ с плавающей запятой. Если необходимо сократить скорость цифрового потока при передаче ЗС с динамическим диапазоном 96 дБ, то можно уменьшить разрядность ИКМ до 14 бит, тогда динамический диапазон выходного сигнала будет равен 102 дБ.

Известно множество вариантов реализации ИКМ с плавающей запятой. Они отличаются прежде всего способом регулирования коэффициента усиления (мгновенное, почти мгновенное, силлабическое и др.). В мгновенной системе коэффициент усиления выбирается для каждой выборки, поэтому он многократно скачкообразно за время периода ко-

дируемого сигнала. Без заметных искажений это очень трудно реализовать, особенно на высоких частотах.

В силлабическом варианте реализации необходимое усиление устанавливается также за время выборки, но затем оно сохраняется неизменным в течение нескольких выборок, период удержания составляет 100…300 мс. Поскольку уровень усиления эффективно следует за огибающей входного сигнала, переключения усилителей происходят лишь несколько раз в секунду. Для сигналов очень низкой частоты силлабический алгоритм регулирования лучше мгновенного. Напротив, при мгновенном алгоритме регулирования шум квантования сопровождает почти не слышимый сигнал.

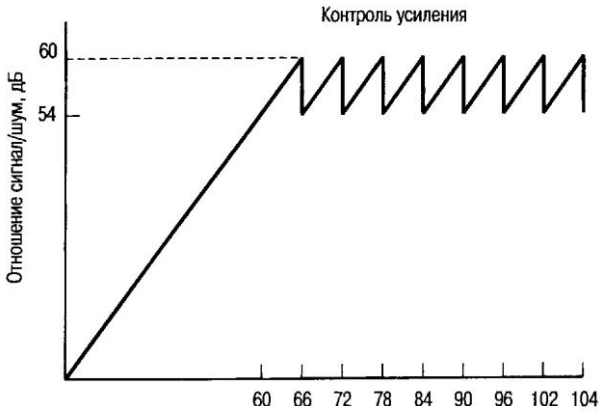


Рис.7.9. Зависимость SNR от уровня ЗС

Поскольку уровень сигнала определяет коэффициент усиления, неизбежно появление шумовой модуляции. Она может стать слышимой для низкочастотного сигнала высокого уровня, так как в этом случае она не маскируется ЗС. Из-за эффекта шумовой модуляции следует различать понятия динамический диапазон и отношение сигнал/шум. Динамический диапазон можно определить как отношение максимального среднеквадратического значения уровня сигнала к RMS – уровню шума квантования при отсутствии сигнала, тогда как SNR измеряется, когда сигнал присутствует.

График зависимости SNR от уровня сигнала для типичного преобразователя с плавающей запятой с 10-разрядной мантиссой, 3-разрядным порядком и шагом изменения коэффициента усиления равным 6 дБ, приведен на рис.7.9. Хотя теоретически эта система обеспечивает такой же динамический диапазон, как 17-разрядная линейная ИКМ (свыше 100 дБ) отношение сигнал/шум неприемлемо для высококачественных цифровых трактов. Как видно максимальное значение SNR достигает только 60 дБ, а при переключении шкал SNR уменьшается до 54 дБ.

7.3. Транскодер ИКМ с плавающей запятой

Транскодер предназначен для компрессирования цифрового потока путем преобразования кодовых слов линейной ИКМ с фиксированный запятой в кодовые комбинации с

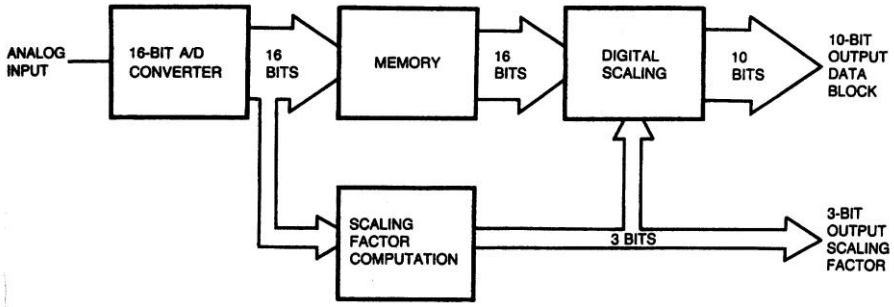


Рис. 7.10.Схема преобразования 16-разрядной линейной ИКМ в 10-разрядную ИКМ с плавающей запятой

плавающей запятой . Структурная схема транскодера, осуществляющего преобразование 16-разрядной ИКМ в 10-разрядную ИКМ с плавающей запятой, приведена на рис.7.10. В этой схеме кодовые комбинации с выхода кодера ИКМ разделяются на группы по несколько слов, которые подаются на сдвиговый регистр памяти . В каждой группе выделяется слово с максимальным кодовым значением. Для него рассчитывается порядок

(масштабный коэффициент шкалы) с тем, чтобы это слово оказалось в пределах шкалы. Это значение порядка является общим для всех слов группы. Для определения мантисс осуществляется цифровое усиление, при котором все слова регистра делятся (умножаются) на выбранный порядок.

Например, ИКМ выборки с 16-разрядными разрядами, обеспечивающие динамический диапазон 96 дБ, могут быть заменены 10 разрядными кодовыми словами мантисс и 3-разрядным порядком с дискретностью изменения шкалы 6 дБ. При этом динамический диапазон составляет 102 дБ, 60 дБ приходиться на мантиссы и 42 дБ – на порядок. Таким образом, при переходе к ИКМ с плавающей запятой динамический диапазон остался примерно тем же, но на каждой выборке экономится по 3 бита. Значение порядка относится к группе выборок, поэтому скорость кодовых слов масштабных коэффициентов также понижается. Этим достигается сокращение скорости цифрового потока примерно в 1,5 раза.

Транскодер такого типа используется для компрессирования звуковых сигналов в системе цифрового радиовещания Musicam-DAB. В этом транскодере дискретность шага шкалы $d = 1/3$ (2 дБ) и число шкал равно 64, которые перекрывают динамический диапазон 128 дБ. За нулевой уровень принято звуковое давление 96 дБ SPL. При всех расчетах используются нормализованные числа с плавающей запятой. В этом транскодере число разрядов мантиссы может быть от 5 до 10, а порядок равен 6. Масштабный коэффициент рассчитывается один на группу длительностью 8 мс, состоящей из 12 символов. Иногда передается один масштабный коэффициент на 3 группы (36 символов). При этом достигается понижение скорости цифрового потока в 2 раза.

Аналогичный транскодер используется в системе цифрового радиовещания Nicam-3, разработанной корпорацией BBC, позволяющая передавать 6 звуковых каналов по одной стандартной телефонной линии со скоростью 2048 кбит/с . Субъективные тесты прослушивания, показали, что при сжатии 14-разрядного сигнала линейной ИКМ до 10 – разрядной ИКМ с плавающей запятой, звучание примерно такое же, как у 13-разрядной линейной ИКМ .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Pohlman K.C.* Principles of Digital Audio, 5rd Ed. McGraw-Hill, 2005.-860 с.
2. *Watkinson J.R.* The Art of Digital Audio. 2nd Ed.. Boston, MA: Focal Press, 1994.
3. *Ковалгин Ю.А., Вологдин Э.И.* Цифровое кодирование звуковых сигналов.- СПб,: Корона Принт., 2004.- 240 с.
4. *Ковалгин Ю.А., Вологдин Э.И., Кацнельсон Л.С.* Стереофоническое радиовещание и звукозапись. - М.: Горячая линия - Телеком, 2007.
5. *Александр Радзишевский*. Основы аналогового и цифрового звука. Из-во дом «Вильямс», М, СПб, Киев, 2006, -281.
6. Цифровая звукозапись. Под редакцией *Дж. Мааса и М. Веркамена*. Пер. с англ.- М.: Мир, 2004.-352 с., (Мультимедиа для профи).
7. *Andreas Spanias,Ted Painter,Venkatraman Atti* . Audio Signal Processing and Coding, Willy-Intersciencea, John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2007-486 pp.
8. *Вологдин Э.И*. Стандарты и системы цифровой звукозаписи. Конспект лекций. СПб, ГУТ 2008,-167.
8. *Вологдин Э.И*. Как возникают и звучат ошибки квантования. - Звукорежиссер, N 6 и 7, 2007.
9. *Вологдин Э.И*. Зачем повышают частоту дискретизации. - Звукорежиссер, N 3, 2008.
10. *Lipshiz S.P., Vanderkooy J.* Pulse-Code Modulation - An Overview. J. Audio Eng. Soc. v. 52, N3, 2004, march, pp.200...215.

11. *Stuart J.R.* Coding for High-Resolution Audio Systems. J. Audio Eng. Soc. v. 52, N3, 2004, march, pp.117-144.

12. *Reefman D., Janssen E.* One-bit Audio: an Overview. J. Audio Eng. Soc. v. 52, N3, 2004, march, pp.166...189.

13. *M.W. Hauser*. Principles of Oversampling A/D conversion. J. Audio Eng. Soc. v. 39, N1/2, 1991, January/February, pp.3-26.

14. *Blesser B.* Digitization of Audio: A Comprehensive Examination of Theory, Implementation, Current Practice. J. Audio Eng. Soc. v.26, N10, 1978, october, pp.739-771.

15. *B.A.Blesser*, Advanced Analog-to-Digital Conversion and Filtering: Data Conversion. DIGITAL AUDIO AES (Collected Papers from the AES Primiere Conference, Rye, N.Y. 1982, june 3-6), pp. 37-53.

16. *Pervez M. Aziz*. Multi-band Oversampled Noise Shaping Analog to Digital Conversion. Engineering Documents. University of Pennsylvania Year 1996

17. *Sangil Park, Ph. D.* Processors Principles of Sigma-Delta Modulation for Analog-to-Digital Converters Motorola Digital Signal

18. *Gerzon, M.A., Craven, P.G., Stuart, J.R. and Wilson, R.J*., ‘Psychoacoustic Noise Shaped Improvements in CD and Other Linear Digital Media’, *AES 94th Convention*, Berlin, (Preprint #3501) (March 1993)