

**САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ им. проф. М.А.БОНЧ - БРУЕВИЧА**

---

---

**Вологдин Э.И.**

**КОМПЬЮТЕРНЫЙ ПРАКТИКУМ  
ОСНОВЫ ЦИФРОВОГО ЗВУКА**

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ  
И РУКОВОДСТВА ПО ВЫПОЛНЕНИЮ  
ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ**

**СПбГУТ  
САНКТ ПЕТЕРБУРГ  
2013**

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR-1 ДА.....	3
ИССЛЕДОВАНИЕ ОШИБОК КВАНТОВАНИЯ.....	3
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR-2 ДА.....	17
ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРОВ И ЗВУЧАНИЯ ОШИБОК.....	17
КВАНТОВАНИЯ НА КРАТНЫХ ЧАСТОТАХ.....	17
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR-3 ДА.....	28
ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРОВ И ЗВУЧАНИЯ ОШИБОК.....	28
КВАНТОВАНИЯ НА СУБКРАТНЫХ ЧАСТОТАХ.....	28
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR-4 ДА.....	40
ИССЛЕДОВАНИЕ АУДИО ТЕХНОЛОГИИ DITHERING.....	40
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR-5 ДА.....	54
ИССЛЕДОВАНИЕ АУДИО ТЕХНОЛОГИИ NOISE SHAPING.....	54
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR-6 ДА.....	69
ИССЛЕДОВАНИЕ АУДИО ТЕХНОЛОГИИ OVERSAMPLING.....	69
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR-7 ДА.....	83
ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА.....	83
ЦИФРОВЫХ ЗВУКОВЫХ ТРАКТОВ.....	83
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR-8 ДА.....	106
ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНО-КОВОЙ МОДУЛЯЦИИ.....	106
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR- 9 ДА.....	124
ИССЛЕДОВАНИЕ 1 БИТ СИГМА-ДЕЛЬТА МОДУЛЯЦИИ. <b>Ошибка! Закладка не определена.</b>	

# ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR-1 DA

## ИССЛЕДОВАНИЕ ОШИБОК КВАНТОВАНИЯ

### 1. Цель работы

Целью лабораторной работы является ознакомление студентов с методиками исследования зависимости ошибок квантования от амплитуды и частоты звуковых сигналов (ЗС) синусоидальной формы с использованием компьютерной программы MathCad 13.

### 2. Задание к лабораторной работе

- Ознакомиться с программой MathCad 13 в объеме, необходимом для выполнения лабораторной работы.
- Исследовать зависимость искажения формы квантованных сигналов от амплитуды и частоты ЗС на кратных частотах.
- Исследовать зависимость формы сигналов ошибок квантования от амплитуды и частоты ЗС на кратных частотах.
- Исследовать амплитудную зависимость коэффициента искажений при квантовании ЗС на кратных и субкратных частотах.
- Исследовать зависимость эффективного значения детерминированных ошибок квантования от амплитуды ЗС на кратных и субкратных частотах ЗС.
- По результатам измерений сформулировать выводы.

### 3. Функциональная схема измерений

В настоящей лабораторной работе все исследования проводятся только путем теоретических расчетов с помощью программы MathCad 13.

### 4. Методические указания

#### 4.1. Дискретизация и квантование

При аналого-цифровом преобразовании звуковых сигналов (ЗС) с использованием импульсно-кодовой модуляции (ИКМ) главными операциями являются дискретизация и квантование. *Дискретизация* осуществляется с помощью амплитудно-импульсной модуляции (АИМ), при которой *аналоговый* ЗС преобразуется в дискретную последовательность коротких выборок положительной и отрицательной полярности  $U_d(j)$  (рис.1.1.), следующих с частотой дискретизации  $f_s$ . В соответствии с теоремой В.П. Котельникова эта частота должна по крайней мере вдвое, превышать максимальную частоту спектра звукового сигнала  $F_{\max}$

$$f_s > 2F_{\max}$$

Обратим внимание, что АИМ сигнал является *периодическим* только при условии, что отношение частоты дискретизации  $f_s$  к частоте сигнала  $F$  может быть представлено в виде отношения простых чисел  $y$  и  $x$ . Если коэффициент

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

является целым числом ( $x=1$ ), это значит, что в период ЗС  $T_F$  укладывается целое число периодов частоты дискретизации  $T_f$ , и в этом случае частоты  $f_s$  и  $F$  называются крат-

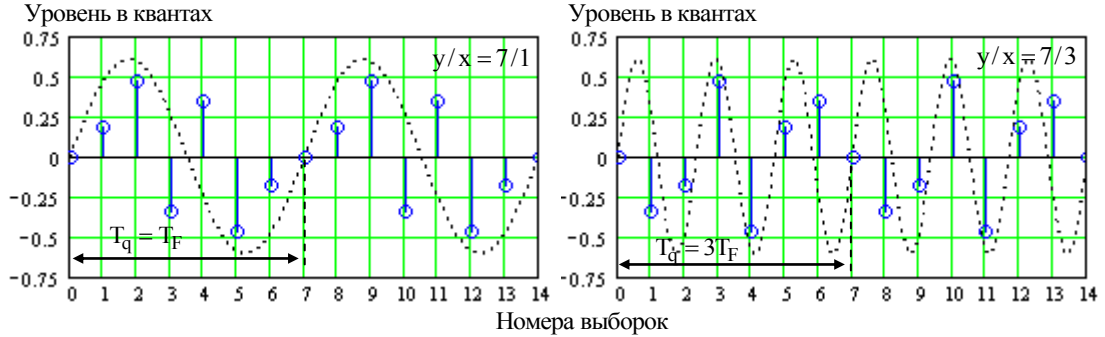


Рис. 1.1. АИМ сигналы при  $y = 7$  (нечетное),  $x = 1$  и  $x = 3$

ными. Если  $x > 1$ , это значит, что в  $x$  периодов ЗС укладывается целое число периодов частоты дискретизации, и частоты называются субкратными, а число  $x$  является порядком субкратности. Отношение частот  $f_s$  и  $F$  может в значительной мере определять спектр ошибок квантования и, следовательно, звучание цифрового звука.

Поясним понятия кратности и субкратности частот. Например, для  $f_s = 48$  кГц кратные частоты : 16, 12, 8, 6...кГц, так как для них  $x=1$  и  $k=3/1, 4/1, 6/1, 8/1...$ . Для субкратных частот  $x=2,3,4,...$ . Это означает, что целое число периодов частоты дискретизации укладывается в 2, 3, 4... периода ЗС. Соответственно это субкратные частоты 2, 3, 4... порядка. Например, для  $k=5/2$  и  $k=8/3$   $F=16$  кГц и 18 кГц. В качестве примера на рис.1.1. приведены АИМ сигналы в случае кратных и субкратных частот.

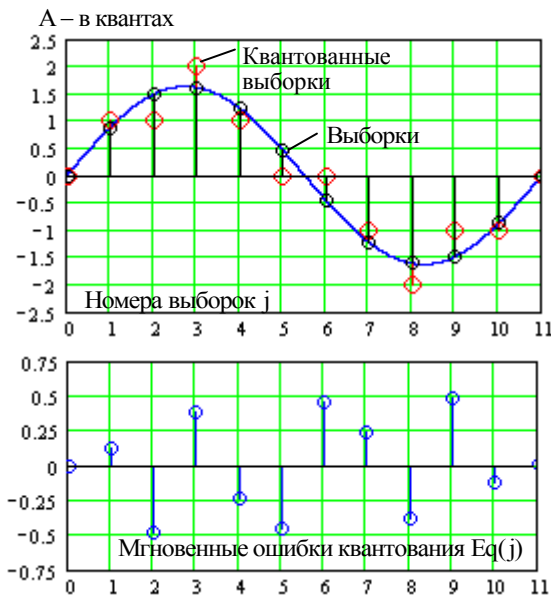


Рис.1.2. Дискретизация и квантование на кратных частотах. Ошибки квантования.

на шаг квантования  $Q$  амплитуда ЗС (в квантах)

$$A = \frac{A_m}{Q}$$

При амплитудно-импульсной модуляции кратны или субкратны частоты  $f_s$  и  $F$  не играет принципиальной роли, так как спектр АИМ не зависит от отношения этих частот. Квантование АИМ сигнала это нелинейный процесс и при этом отношение частот  $f_s$  и  $F$  может оказывать существенное влияние на спектр ошибок квантование и, следовательно, на звучание цифрового звука.

При дискретизации и квантовании расчетные формулы для сигналов, используемые при программировании удобно представлять в функции дискретного времени  $i$  тогда аналитическое выражение для ЗС синусоидальной формы принимает вид

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

где  $\Delta\varphi$  - изменение фазы синусоидального сигнала между выборками,  $A$  - нормализованная

$i = 0, 1/h, \dots, y$ ,  $h$  – число точек отсчета на интервале между выборками.

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

$$U_d(j) = A \cdot \sin(\Delta\varphi \cdot j),$$

где  $j = 0, 1, 2, \dots, y$ ,  $\text{floor}(\cdot)$  - функция, равная целому значению числа в скобках.

**Квантование** – это округление последовательности выборок ЗС до ближайшего значения в двоичной форме (рис.1.2). При ИКМ такая операция осуществляется с помощью линейного квантователя, называемого в технической литературе Mid-Tread (MT). У него передаточная функция имеет форму «лестницы» с одинаковыми ступеньками и, обязательно, **нечетное число уровней квантования**  $N_{q\max}$ .

В квантователях MT пока пиковое значение входного сигнала не превышает порога, равного 0,5 шага квантования, выходной сигнал равен нулю, т.е. имеет место что-то вроде центральной отсечки (рис.1.3.). Функция выходного сигнала квантователя может быть представлена в виде равенства

$$U_q(j) = \text{floor}[A \cdot \sin(\Delta\varphi \cdot j) + 0,5].$$

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 степенью производится аналого-цифровое преобразование. Если задано максимальное число уровней квантования  $N_{q\max}$ , то необходимое число разрядов в кодовом слове рассчитывается по формуле

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

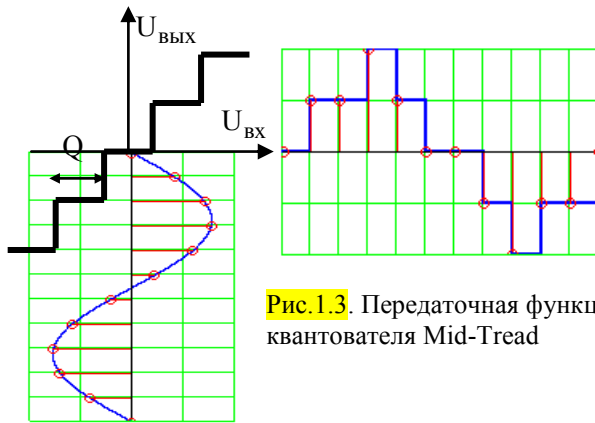


Рис.1.3. Передаточная функция квантователя Mid-Tread

Шаг квантования  $Q$  шкалы (в цах напряжения: мВ, мкВ...) ется максимально допустимой входного сигнала  $A_{m\max}$  и максимальным числом уровней шкалы квантования

вания

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

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.

#### 4.2.Ошибки квантования

В процессе квантования в моменты выборок возникают **дискретные ошибки квантования**  $E_q(j)$ . Они определяются как разность между выходным  $U_q(j)$  и входным  $U_d(j)$  сигналами квантователя в моменты выборок  $j$  (рис.1.2.)

$$E_q(j) = U_q(j) - U_d(j)$$

и, следовательно,

$$E_q(j) = \text{floor}[A \cdot \sin(\Delta\varphi \cdot j) + 0,5] - A \cdot \sin(\Delta\varphi \cdot j).$$

Величина этих ошибок не может превышать половины шага квантования.

В ИКМ демодуляторе восстанавливаются квантованные выборки в виде положительных и отрицательных дискретных значений  $U_d(j)$ . Для повышения уровня выходного ЗС производится интерполяция этой последовательности выборок.

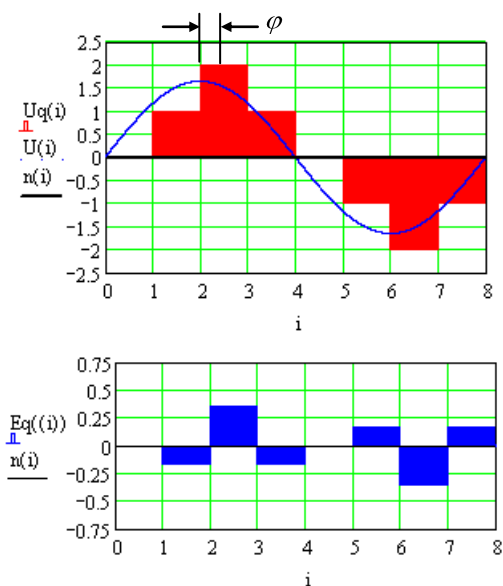


Рис.1.4. Квантованный сигнал и ошибки квантования на выходе ИКМ демодулятора

Наиболее часто используется интерполяция нулевого порядка, при которой запоминаются значения выборок  $U_q(j)$  на время от одной выборки до другой. В результате на выходе ИКМ демодулятора формируется непрерывный по времени ступенчатый сигнал  $U_q(i)$  (рис.1.4). Математически реализация процесса интерполяции выполняется функцией floor(.) в соответствии с равенством

$$U_d(i) = A \cdot \sin(\Delta\varphi \cdot \text{floor}(i))$$

$$U_q(i) = \text{floor}[A \cdot \sin(\Delta\varphi \cdot \text{floor}(i)) + 0.5].$$

Вместе с квантованным сигналом интерполируются и ошибки квантования, возникшие при аналого-цифровом преобразовании. Они становятся непрерывной функцией времени. Расчетное соотношение для ошибок квантования на выходе демодулятора принимает вид

$$Eq(i) = U_d(i) - U_q(i),$$

где

$$U_d(i) = A \cdot \sin(\Delta\varphi \cdot \text{floor}(i)).$$

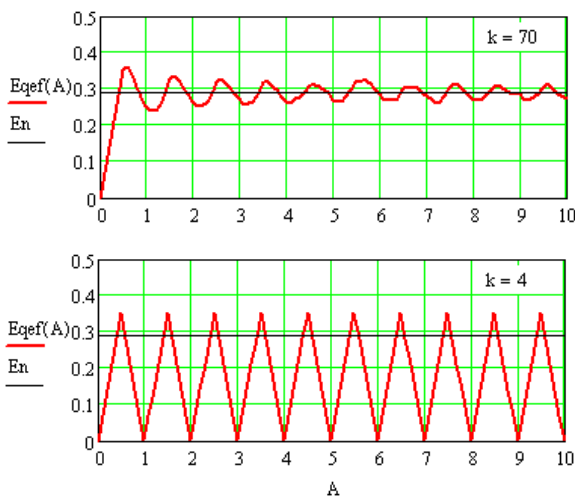


Рис.1.5. Зависимость  $E_{qef} = \varphi(A)$

Из-за операции дискретизации квантованный сигнал на выходе ИКМ демодулятора  $U_q(i)$  запаздывает по времени по отношению к входному сигналу ИКМ модулятора  $U(i)$  на один период частоты дискретизации. Это создает между ними фазовый сдвиг, определяемый равенством

$$\varphi = \frac{\pi}{k} \cdot$$

Этот фазовый сдвиг тем больше, чем выше частота ЗС, и на частоте Найквиста он достигает значения  $\frac{\pi}{2}$ .

Эффективное значение ошибок квантования на кратных и субкратных частотах

определяется соответственно равенствами

$$E_{qefk} = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{i=k} E_q(i)^2}{k \cdot h}}, \quad E_{qefs} = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{i=k} E_q(i)^2}{y \cdot h}}$$

В теории наиболее часто предполагается, что на входе ИКМ модулятора действует случайный музыкальный сигнал. Тогда ошибки квантования становятся шумом с равномерным распределением от 0 до частоты Найквиста. В этом случае распределение плотности вероятности мгновенных ошибок квантования  $P_D(e_n)$  является равномерным в пределах кванта

$$-\frac{Q}{2} \leq e_n \leq \frac{Q}{2} \text{ и } P_D(e_n) = 1/Q,$$

и эффективное значение шума квантования определяется равенством

$$E_n = \sqrt{\int_{-Q/2}^{Q/2} e_n^2 \cdot P_D(e_n) \cdot d(e_n)} = \frac{Q}{2\sqrt{3}}.$$

Эта цифра 0,289 кванта может использоваться для сравнения с эффективным значением детерминированных ошибок квантования.

Как следует из этой формулы, эффективное значение шума квантования от уровня ЗС не зависит. Напротив, эффективное значение детерминированных ошибок квантования на кратных и субкратных частотах может меняться в пределах от 0 до 0,45 кванта в зависимости от уровня ЗС и значения коэффициента  $k$ . Как видно из рис.1.5, на низких частотах ( $k$  – велико) эффективное значение детерминированных ошибок квантования мало отличается от эффективного значения шума квантования  $E_n$  и флуктуирует относительно него, флуктуации уменьшаются с увеличением уровня ЗС. На высоких частотах ( $k$  – мало)

значение  $E_{qef}$  меняется от 0 до 0,35 кванта. Оно равно нулю при  $A$  кратном шагу квантования, и максимально при  $A$  равном 0,5, 1,5, 2,5 ...кванта.

В качестве меры оценки искажений при квантовании можно использовать коэффициент искажений, определяемый как отношение эффективного значения детерминированных ошибок квантования к эффективному

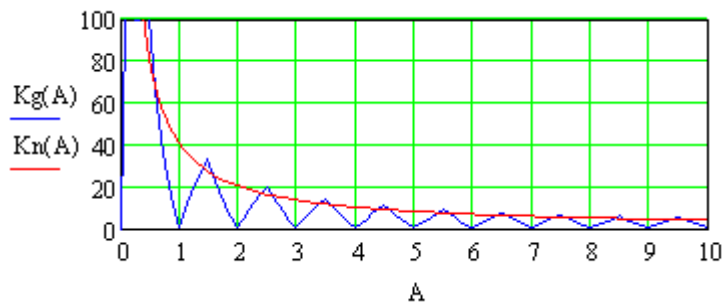


Рис.1.6. Зависимость  $K_g(A)$  от амплитуды ЗС

значению квантуемого сигнала

$$K_g(A) = \frac{E_{qef} \cdot \sqrt{2}}{A} \cdot 100\%.$$

Этот коэффициент достигает значения 100% при  $A \leq 0,5$  кванта, и сначала быстро, а потом медленнее уменьшается с увеличением амплитуды ЗС (рис.1.6). Зависимость имеет осциллирующий характер. В случае случайных ошибок квантования коэффициент искажений квантования определяется равенством

$$K_n(A) = \frac{E_n}{A} \cdot 100\%.$$

В отличие  $K_g(A)$  зависимость  $K_n(A)$  имеет плавный характер.

В связи с тем, что функции ошибок квантования существенно зависят от коэффициента  $k$  их приходится анализировать отдельно на высоких, средних и низких частотах.

### 4.3. Искажения при квантовании на кратных частотах

#### 4.3.1. Квантование на низких частотах

На низких частотах ЗС, когда  $k$  велико, при превышении амплитуды ЗС синусоидальной формы значения 0.5 кванта квантованный сигнал представляет собой последовательность очень узких импульсов, и искажения достигают значения 100% (рис.1.7). С увеличением амплитуды ЗС ширина этих импульсов сначала увеличивается и затем сигнал становится ступенчатым, и чем больше амплитуда ЗС, тем больше число ступеней. Однако, *максимальное число ступеней не может превышать числа выборок на период ЗС.*

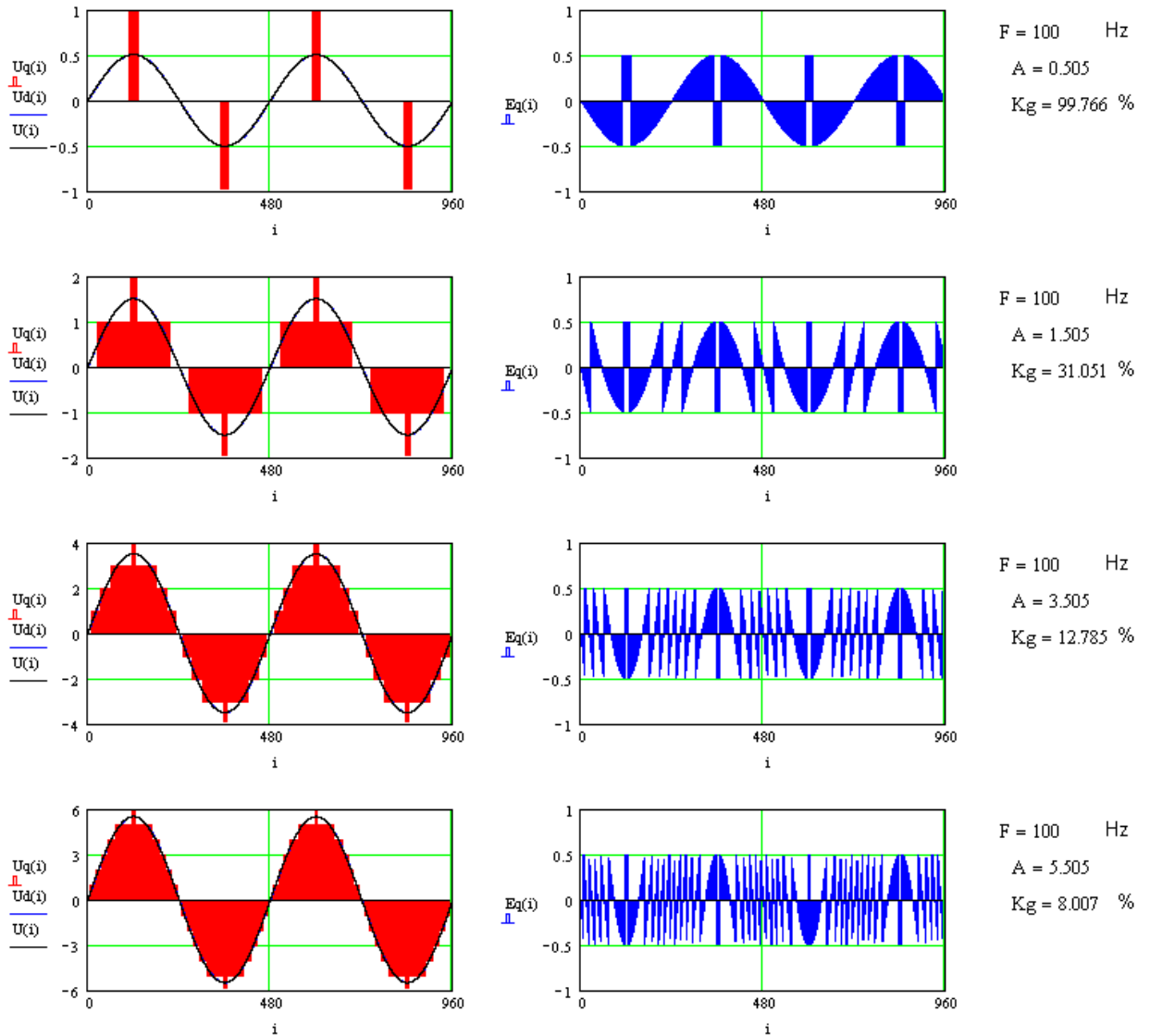


Рис.1.7. Квантование на кратных частотах и ошибки квантования ( $k=480$ )

Коэффициент искажений монотонно уменьшается с увеличением амплитуды ЗС.

Форма сигнала ошибки квантования в пределах периода ЗС имеет *вид детерминированной последовательности почти 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 квантования быстро уменьшается с увеличением  $A$ . Это значит, что ширина спектра гармоник ошибок квантования линейно связана с амплитудой ЗС.

#### 4.3.2. Квантование на средних частотах



На средних частотах зависимость формы квантованных сигналов и коэффициента искажений от амплитуды ЗС примерно такая же как и на низких частотах (рис.1.8), так как число выборок на период ЗС еще достаточно велико ( $k = 96$ ).

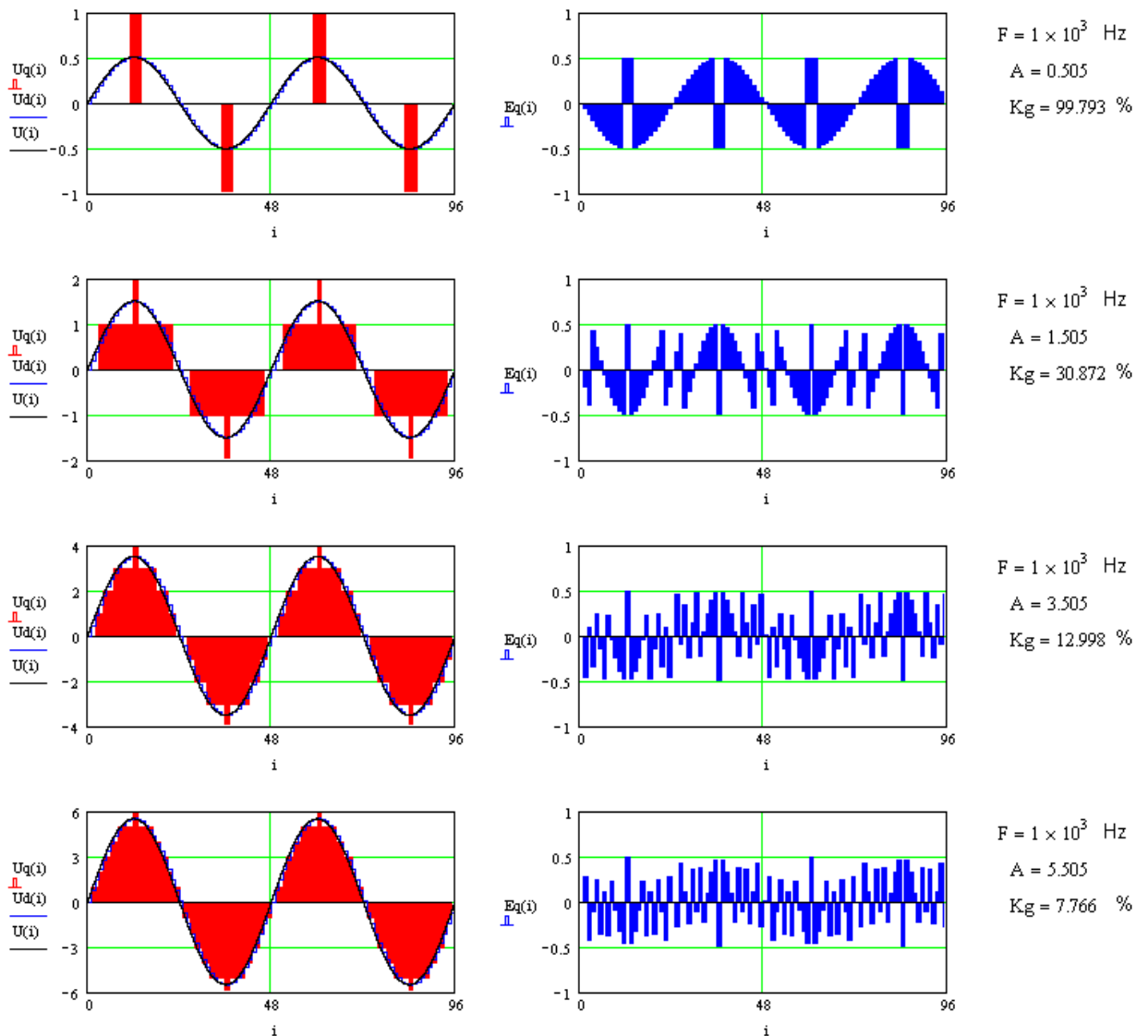


Рис.1.8. Квантование на кратных частотах и ошибки квантования ( $k=48$ )

Однако, уже заметно, что с увеличением уровня ЗС сигнал ошибок квантования приближается к шуму квантования.

### 4.3.3. Квантование на высоких частотах

На высоких частотах ( $k < 6$ ) квантованный сигнал представляет собой последовательность прямоугольных импульсов независимо от амплитуды ЗС (рис.1.9). Это объясняется тем, что число ступеней сигнала зависит от числа выборок. Зависимость коэффициента искажений от амплитуды ЗС примерно такая же как на средних и низких частотах.

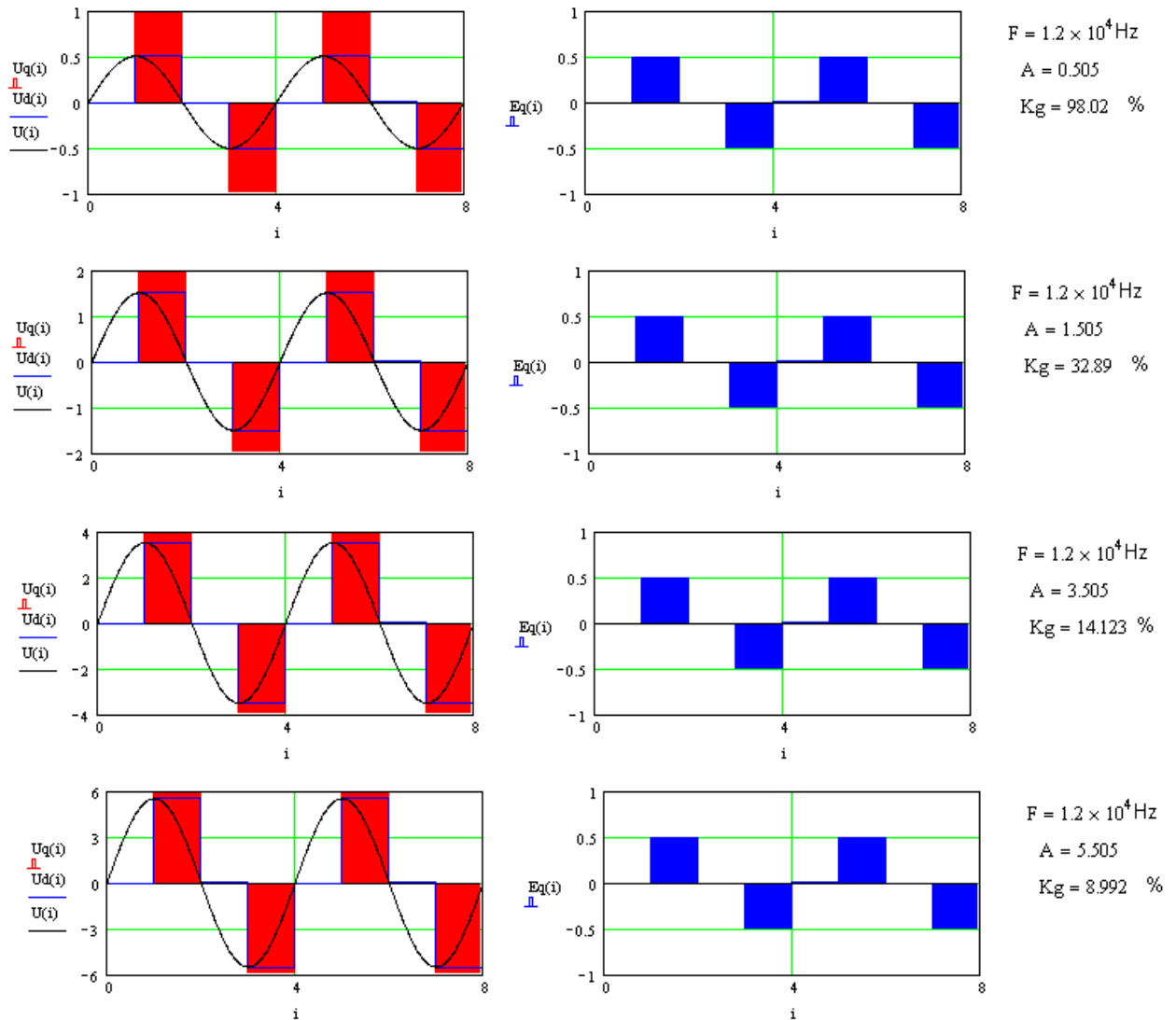


Рис.1.9. Квантование на кратных частотах и ошибки квантования ( $k=4$ )

Сигнал ошибок квантования на высоких частотах ЗС также представляет собой последовательность прямоугольных импульсов с амплитудой 0,5 кванта.

#### 4.3.4. Зависимость искажений квантования от частоты ЗС

При повышении частоты ЗС синусоидальной формы свыше 1000 Гц начинает существенно уменьшаться число выборок на период ЗС и при  $k > 10$  квантованный сигнал принимает вид прямоугольных импульсов (рис.1.10). При этом нет видимой закономерности в изменении коэффициента искажений. С повышением частоты ЗС сигнал ошибки квантования постепенно становится более детерминированным и из квази случайной последовательности импульсов превращается в последовательность П- импульсов.

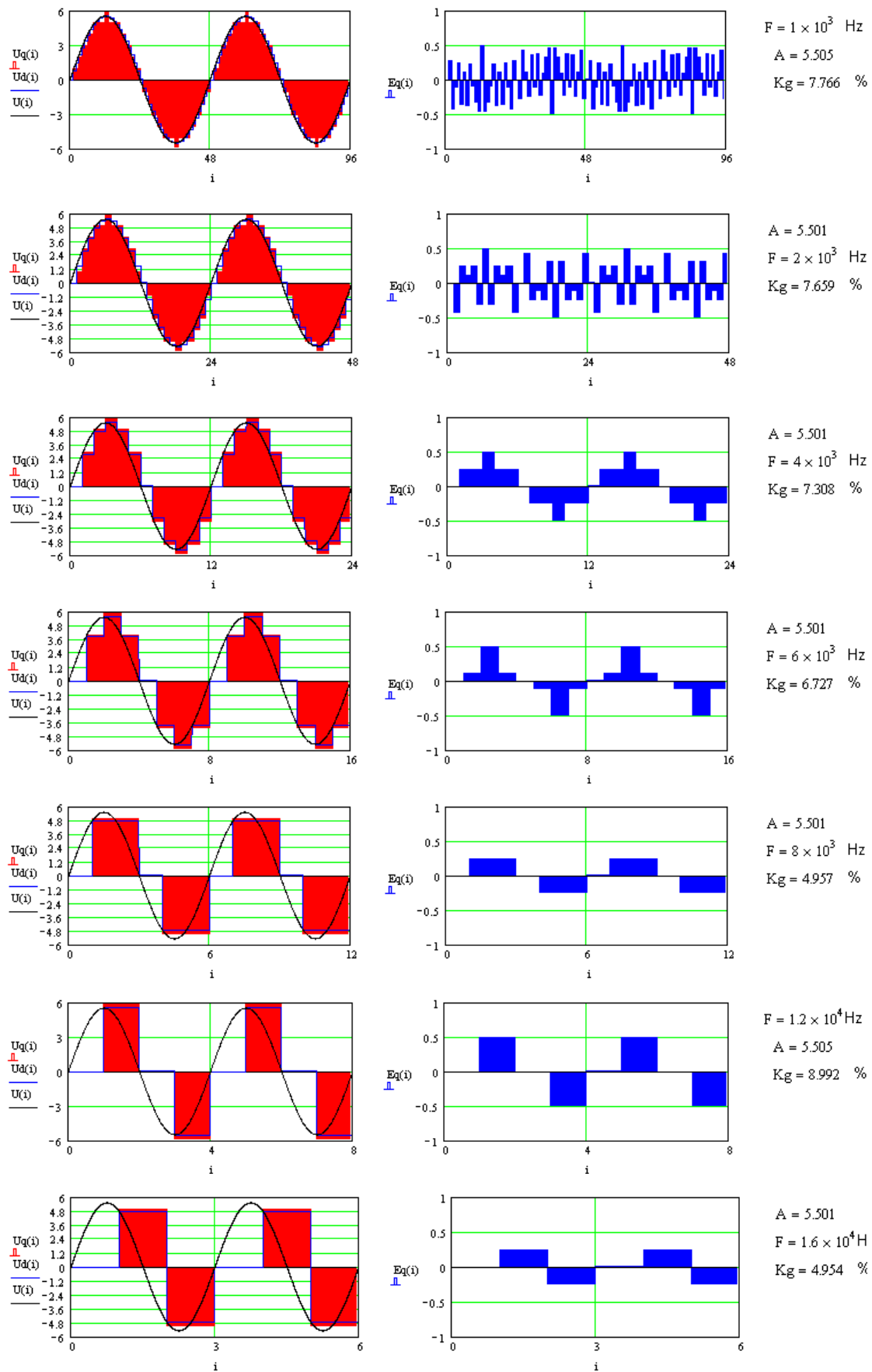


Рис.1.10. К исследованию зависимости искажений при квантовании от частоты ЗС

## 5. Порядок выполнения лабораторной работы

### 5.1. Подготовка к измерениям

- Скопируйте с рабочего стола файл «Отчет LR-1 DA» на свою флешкарту, дайте ему свое имя в виде: «Группа»\_ «Фамилия (работавшего на клавиатуре)»\_ «Номер ЛР»\_ «Дата».
- Откройте этот файл и сверните его окно.

В файл этого отчета вы будете копировать все экспериментальные графики, и заносить в таблицы отчета результаты измерений сразу в процессе их получения. В день выполнения лабораторной работы отчет в электронном виде необходимо сдать преподавателю, только тогда работа считается выполненной.

### 5.2. Исследование искажений квантования от амплитуды на кратных частотах



5.2.1. Кнопкой с пиктограммой LR-1.1 DA .xmcd откройте окно программы LR-1.1 DA

В этой программе (рис.1.11): F- частота ЗС, f- частота дискретизации, k- коэффициент кратности частот F и f, A- амплитуда ЗС в квантах, U(i)- исходный ЗС синусоидальной формы, Uq(i)- квантованный сигнал, Eq(i)- ошибка квантования как функция дискретного времени i, Kg- коэффициент искажений квантованного сигнала.

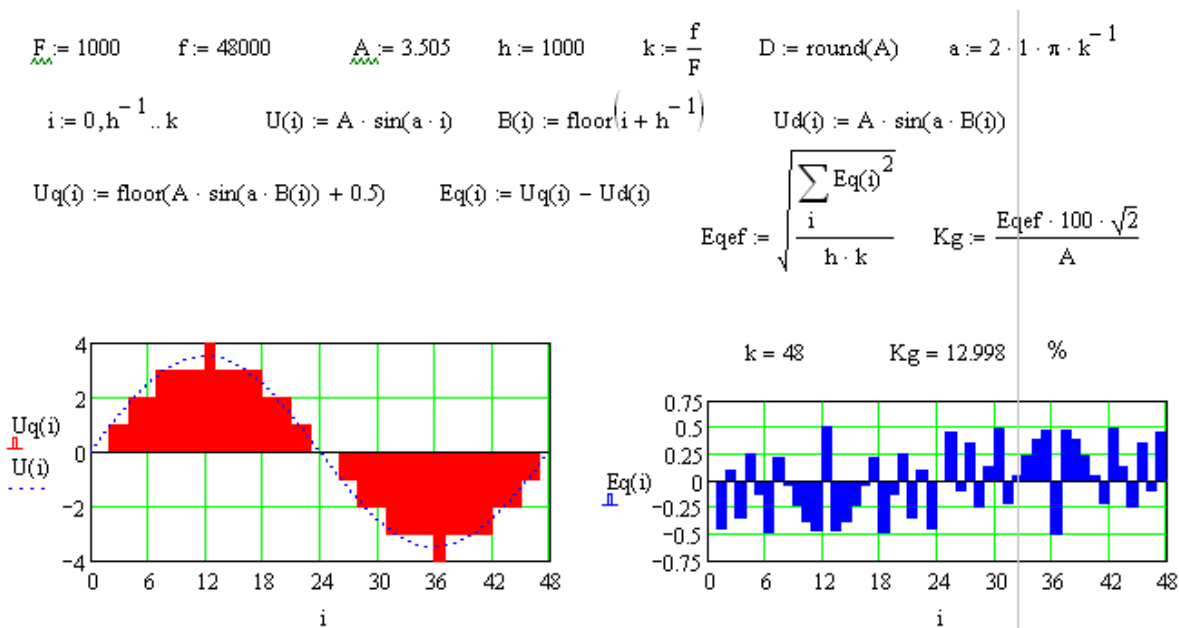



Рис.1.11. Окно программы LR-1.1. «Искажения при квантовании ЗС»

5.2.2. Установите в программе LR-1.1 DA частоту ЗС в пределах 500...2000 Гц, кратную частоте 48000 Гц и амплитуду ЗС в пределах 0, 505...0.8 кванта.

Для выполнения вычислений нажмите курсором кнопку с пиктограммой . Скопируйте сигналограммы квантованного сигнала и ошибки квантования

Для этого нажмите на клавиатуре кнопку **Shift**, и удерживая ее, наведите курсор последовательно на сигналограммы и цифровые отсчеты, нажимая каждый раз на левую кнопку мышки (указанные объекты будут выделены пунктирными прямоугольниками). Затем нажмите правую кнопку мышки и в выпадающем меню левой кнопкой мышки выберите – **Copy**. Далее откройте файл Вашего отчета вставьте в него рисунок и подпишите название.

Значения частоты и амплитуды ЗС занесите в табл.1.1. В эту же таблицу занесите результат измерения коэффициента искажений Kg.


На выбранной частоте повторите измерения при нескольких значениях амплитуды ЗС в пределах от 0,505 до 5 квантов. Результаты занесите в **табл.1.1**, скопируйте сигналограммы в Ваш отчет.

- 5.2.3. *Выберите одну из высоких кратных частот* ЗС 8000, 12000 или 16000 Гц. На этой частоте повторите измерения по п.5.2.2.
- 5.2.4. *Выберите одну из низких кратных частот* ЗС 100, 200 или 300 Гц. На этой частоте повторите измерения по п. 5.2.2.
- 5.2.5. Сформулируйте выводы относительно искажений формы квантованного сигнала в зависимости от амплитуды и частоты ЗС

Частота, Гц	Амплитуда	0,505	1.505	2.505	3.505	5.505
	Kg, %					
	Kg, %					
	Kg, %					

### 5.3. Исследование искажений квантования от амплитуды ЗС на кратных и субкратных частотах




5.3.1. Кнопкой с пиктограммой  LR-1.2 DA.xmcd откройте окно программы **LR-1.2 DA**

В этой программе (**рис.1.12**):  $F$ - частота ЗС,  $f$ - частота дискретизации,  $k$ - коэффициент кратности частот  $F$  и  $f$  ( $k = y/x$ ),  $A$ - амплитуда ЗС в квантах,  $E_{qef}(A)$ - эффективное значение ошибки квантования, как функции амплитуды ЗС,  $E_{qi}(A)$  значение ошибки квантования как функции дискретного времени  $i$  и амплитуды ЗС,  $E_{nef}$  – эффективное значение шума квантования,  $Kg(A)$ - коэффициент искажений квантованного сигнала как функция амплитуды детерминированного ЗС,  $Kn(A)$ - коэффициент искажений квантованного сигнала как функция амплитуды шумового ЗС.


5.3.2. *Кратные частоты* ( $x = 1$ ). Установите в программе **LR-1.2 DA**  $y = 3$  и нажмите



курсором кнопку с пиктограммой . Скопируйте график в Ваш отчет по п. 5.2.2. Повторите измерения при  $y = 4, 6, 10$  и  $30$  и  $3$  графика скопируйте в Ваш отчет.

5.3.3. *Субкратные частоты* ( $x = 2$ ). Установите в программе **LR-1.2 DA**  $y = 5$  и на-



жмите курсором кнопку с пиктограммой . Скопируйте график в Ваш отчет по п. 5.2.2. Повторите измерения при  $y = 11, 21$  и  $31$  и  $3$  графика скопируйте в Ваш отчет. Сформулируйте выводы об изменении амплитудной зависимости коэффициентов искажений при детерминированном и случайном ЗС  $Kg(A)$  и  $Kn(A)$ .

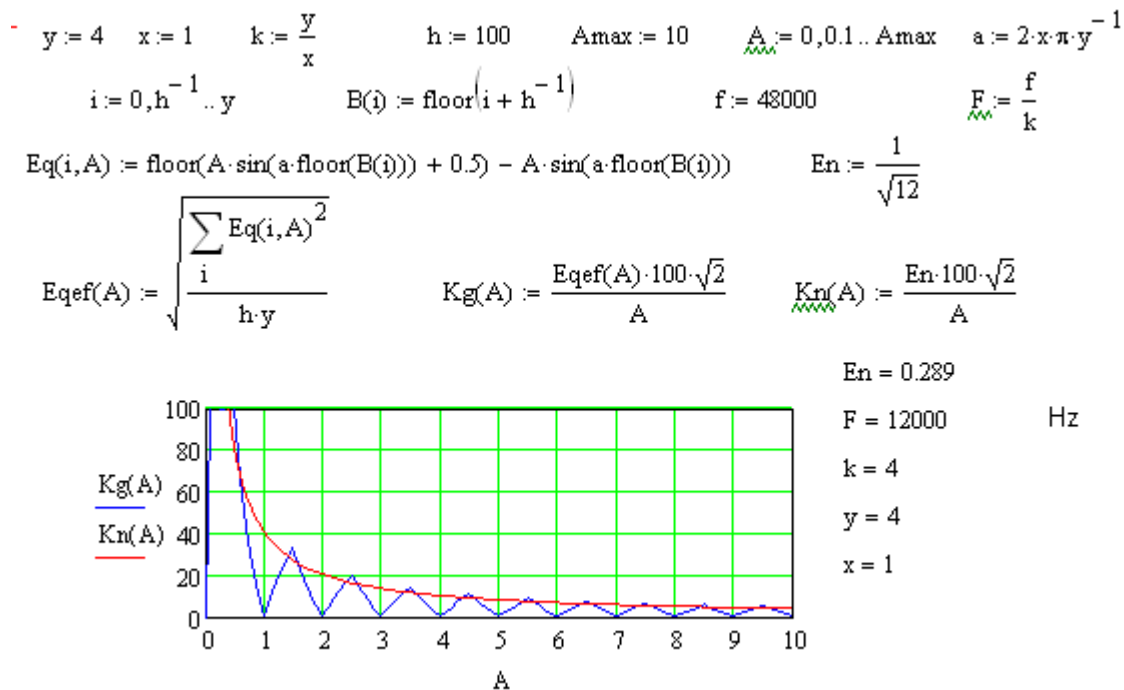





Рис.1.12. Окно программы LR-1.2 DA . Амплитудная зависимость коэффициента искажений при квантовании»

#### 5.4. Исследование зависимости эффективного значения ошибок квантования от амплитуды ЗС на кратных и субкратных частотах



5.4.1. Кнопкой с пиктограммой  LR-1.3 DA.xmcd откройте окно программы **LR-1.3 DA**. В этой программе (рис.1.13):  $F$ - частота ЗС,  $f$ - частота дискретизации,  $k$ - коэффициент кратности частот  $F$  и  $f$  ( $k = y/x$ ),  $A$ - амплитуда ЗС в квантах,  $E_{qef}(A)$ - эффективное значение ошибки квантования, как функции амплитуды ЗС,  $E_q(i, A)$  значение ошибки квантования как функции дискретного времени  $i$  и амплитуды ЗС,  $E_{nef}$  – эффективное значение шума квантования .

5.4.2. **Кратные частоты** ( $x = 1$ ). Установите в программе **LR-1.3 DA**  $y = 3$  и нажмите курсором кнопку с пиктограммой . Скопируйте график в Ваш отчет по п. 5.2.2. Повторите измерения при  $y = 4, 6, 10$  и 3 графика скопируйте в Ваш отчет. Сформулируйте выводы об изменении амплитудной зависимости эффективного значения ошибок квантования в функции частоты ЗС.

5.4.3. **Субкратные частоты** ( $x = 2$ ). Установите в программе **LR-1.3 DA**  $y = 5$  и нажмите курсором кнопку с пиктограммой . Скопируйте график в Ваш отчет по п. 5.2.2. Повторите измерения при  $y = 7, 11, 21$  и 31 и 3 графика скопируйте в Ваш отчет. Сформулируйте выводы об изменении амплитудной зависимости эффективного значения ошибок квантования в функции частоты ЗС.

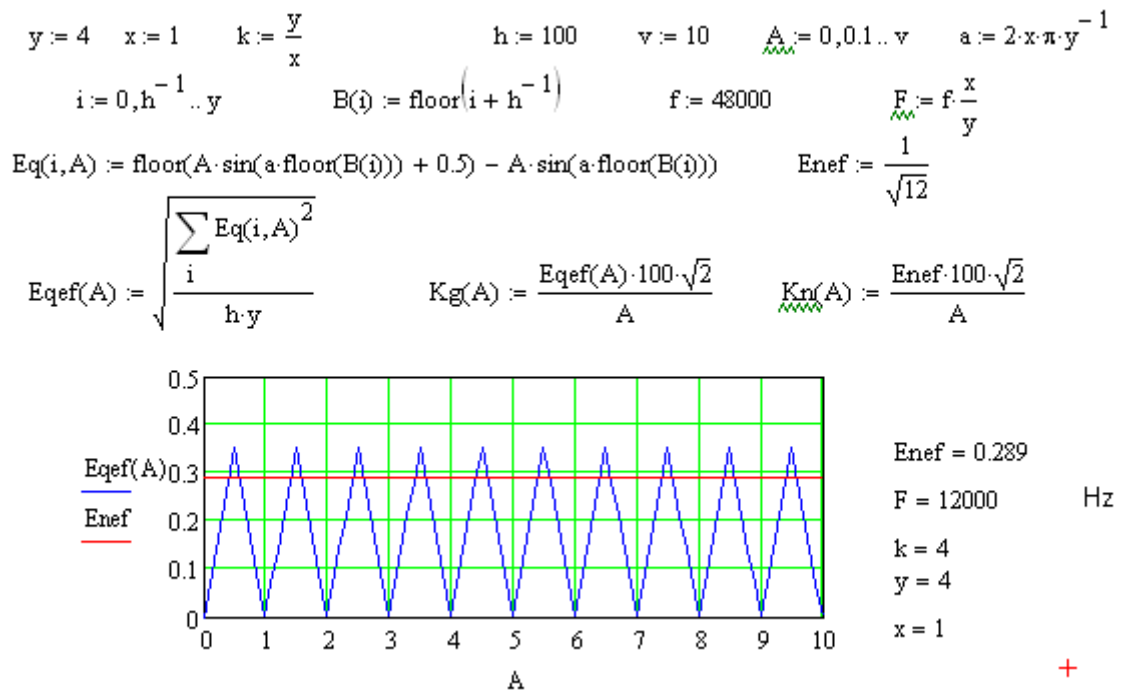


Рис.1.13. Окно программы LR-1.2. DA «Зависимость эффективного значения ошибок квантования от амплитуды ЗС»

## 6. Контрольные вопросы

1. Основное условие возможности дискретизации аналогового сигнала (теорема Котельникова)
2. Что будет, если условие теоремы Котельникова будут нарушены
3. Какая операция осуществляет дискретизацию
4. Дайте определение понятию коэффициента кратности
5. Сформулируйте понятия «кратные и субкратные» частоты
6. Как выглядит передаточная функция квантователя типа Mid-Tread
7. Что понимается под ошибкой квантования, чему равно ее максимальное значение
8. Определите понятие интерполяции нулевого порядка, где и для чего она используется
9. Какую форму имеют сигналы ошибок квантования на низких частотах, как она меняется с изменением уровня ЗС
10. Какую форму имеют сигналы ошибок квантования на высоких частотах, как она меняется с изменением уровня ЗС
11. Чему равно эффективное значение ошибки квантования шумового сигнала
12. Как зависит эффективное значение ошибки квантования синусоидального сигнала от его амплитуды и коэффициента кратности

## 7. Содержание отчета

- 7.1. Титульный лист
- 7.2. Цель работы
- 7.3. Задание к лабораторной работе
- 7.4. Функциональная схема измерений
- 7.5. Результаты измерений в виде графиков
- 7.6. Таблицы с результатами измерений и расчетов

## **8. Литература**

Вологдин Э.И. Стандарты и системы цифровой звукозаписи. Конспект лекций. СПб ГУТ. 2008.



# ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR-2 DA

## ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРОВ И ЗВУЧАНИЯ ОШИБОК КВАНТОВАНИЯ НА КРАТНЫХ ЧАСТОТАХ

### 1. Цель работы

Целью лабораторной работы является ознакомление студентов с методиками исследования ошибок квантования и их звучания с использованием компьютерных программ SpectraLab и SoundForge 9..

### 2. Задание к лабораторной работе

- Изучить программы «SpectraLab» и SoundForge 9 в объеме, необходимом для измерения спектра ошибок квантования и исследования характера их звучания.
- Рассчитать и затем измерить спектры ошибок квантования на частотах ЗС 3000 и 3200 Гц на тестовых сигналах программы «SpectraLab».
- Измерить спектры ошибок квантования на частотах 1600 и 16010 Гц на тестовых сигналах программы «SpectraLab».
- Рассчитать и измерить параметры спектра на частоте ЗС 16010.
- Исследовать звучание ошибок квантования на частотах 100, 16000, 16010 и 5 Гц в программе SoundForge 9.
- Сформулировать выводы по результатам измерений и составить отчет по работе.

### 3. Функциональная схема измерений

В настоящей лабораторной работе тестовые ЗС на кратных частотах синтезируются в программе «SpectraLab» и в этой же программе измеряется их спектр. Прослушивание звучания ошибок квантования на тестовых сигналах производится в программе SoundForge .

### 4. Методические указания

#### 4.1. Ошибки квантования на кратных частотах

Последнее десятилетие вся профессиональная и бытовая аудиотехника стремительно переходит на цифровые технологии, которые быстро совершенствуются и успешно применяются в самой различной звуковой аппаратуре. Однако, многие ведущие специалисты в области аудиотехники отмечают, что цифровые записи, сделанные с аналоговых магнитных лент часто звучат хуже оригинала. По их мнению, звучание цифровых записей недостаточно эмоционально, порой безжизненно. Нередко слышны неприятные «цифровые» призвуки, особенно в области высоких частот, и возникает ощущение «шероховатого», «грязного» звука. Несомненно, одной из важнейших причин искажений цифрового звука является специфический характер спектра ошибок квантования.

Чтобы понять, как и почему ошибки квантования на музыкальном сигнале вызывают призвуки и другие искажения необходимо разобраться в процессе формирования их спектра на стандартных испытательных сигналах синусоидальной формы, как это делается в радиотехнике. Однако, сначала надо уточнить, что следует понимать под термином «ошибки квантования» и как они связаны с процессом дискретизации.

При аналого-цифровом преобразовании звуковых сигналов (ЗС) их дискретизация осуществляется с помощью амплитудно-импульсной модуляции (АИМ). При этой модуляции *аналоговый* ЗС преобразуется в дискретную последовательность коротких выборок

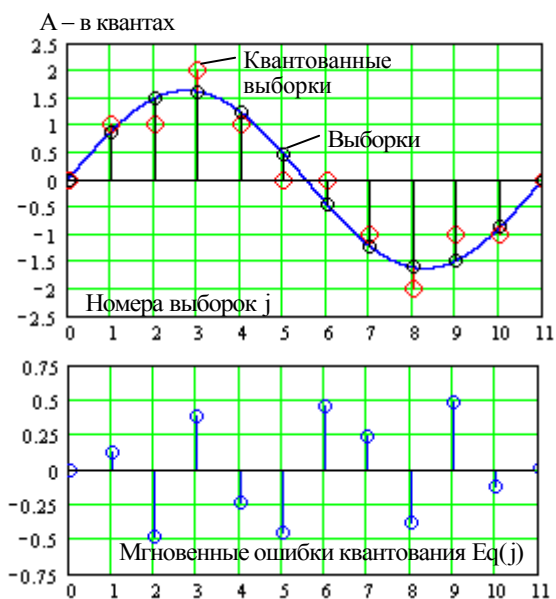


Рис.2.1. Дискретизация и квантование на кратных частотах. Ошибки квантования.

положительной и отрицательной полярности  $U_d(j)$  (рис.2.1), следующих с частотой дискретизации  $f_s$ . В соответствии с теоремой В.П. Котельникова эта частота должна, по крайней мере вдвое, превышать максимальную частоту спектра звукового сигнала  $F_{\max}$

$$f_s > 2F_{\max}$$

При этом условии дискретизация осуществляется без искажений передаваемого ЗС.

Линейный квантователь при импульсно-кодовой модуляции (ИКМ) осуществляет округление последовательности дискретизированных выборок. Это преобразование всегда сопровождается ошибками квантования (рис.2.1). Мгновенные значения ошибок квантования представляют собой разности между выборками и их квантованными значениями в моменты выборок  $j$ .

В линейной ИКМ используется так называемый квантователь *Mid-Tread*, в котором округление производится к ближайшему целому значению шкалы квантователя (рис.2.2). Передаточная функция этого квантователя имеет вид лестницы, у которой ступени равны шагу квантования  $Q$ , поэтому ошибка квантования не может быть больше половины шага квантования  $\pm Q/2$ . Пока пиковое значение входного сигнала не превышает 0,5 кванта, выходной сигнал квантователя равен нулю, т.е. в квантователе этого типа имеет место центральная отсечка. Эта отсечка вызывает большие искажения цифрового звука при квантовании ЗС малого уровня

Форма сигнала ошибки квантования существенно зависит от формы квантуемого сигнала (пила, синус...). В теории доказывается, что во всех случаях среднеквадратическое значение ошибки квантования определяется равенством

$$\sigma = \sqrt{\frac{Q^2}{12}} = 0,287Q$$

Необходимо сразу особо подчеркнуть, что цифровой звук отличается от аналогового тем, что он принципиально является продуктом импульсно-кодовой модуляции. Это значит, что функции ошибок квантования, их спектр и звучание цифрового звука зависят в каком соотношении находятся частота ЗС сигнала и частота дискретизации. Они могут быть кратными и субкратными различного порядка, поэтому цифровой звук всегда звучит иначе, чем аналоговый звук той же частоты. Разница в звучании тем больше, чем меньше число разрядов.

Коэффициент кратности частот  $F$  и  $f_s$  представляется в виде отношения простых чисел  $u$  и  $x$

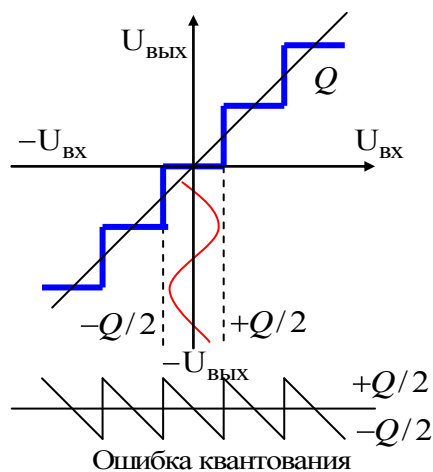


Рис. 2.2. Передаточная функция квантователя

$$k = \frac{f_s}{F} = \frac{y}{x} > 2.$$

Если  $x = 1/k$  является целым числом, частоты  $f_s$  и  $F$  называются *кратными*, если  $x > 1$  – *субкратными*. Для субкратных частот в  $x$  периодов частоты  $F$  укладывается точно  $y$  периодов частоты  $f_s$ .

Поясним, для  $f_s = 48$  кГц кратные частоты : 16, 12, 8, 6...кГц, так как для них  $x = 1$  и  $k = 16/1, 12/1, 8/1, 6/1...$  В звуковом диапазоне 10...20000 Гц кратных частот мало, всего 480, тогда как субкратных частот бесконечное число. Для субкратных частот  $x = 2, 3, 4, \dots$ . Это означает, что целое число периодов частоты дискретизации укладывается в 2, 3, 4... периода ЗС. Соответственно это субкратные частоты 2, 3, 4... порядка. Например, для  $k = 5/2$  и  $k = 8/3$   $F = 16$  кГц и 18 кГц

Существенная зависимость спектра ошибок квантования и их звучания на субкратных частотах  $f_s$  и  $F$  прежде всего связана с тем, что периоды как АИМ сигнала, так и сигнала на выходе квантователя в  $x$  раз больше периода ЗС и нижняя граница спектра ошибок квантования  $F_n(x)$  в общем случае ниже частоты  $F$  в  $x$  раз

$$F_n(x) = F / x.$$

Для кратных частот  $x = 1$  и нижняя граничная частота совпадает с частотой ЗС, поэтому зависимость звучания ошибок квантования при изменении частоты ЗС значительно

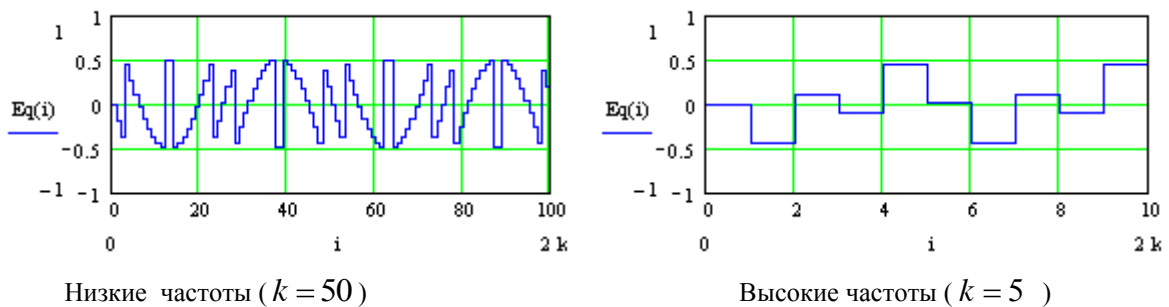


Рис. 2.3. Функции ошибок квантования на кратных частотах

но меньше. Как для кратных, так и для субкратных частот верхняя граница спектра ошибок квантования ограничена частотой Найквиста  $f_n = f_s / 2$

В ИКМ демодуляторе для увеличения уровня выходного цифрового ЗС производится интерполяция нулевого порядка, при которой значения выборок сохраняются от выборки к выборке. При этом производится и интерполяция мгновенных ошибок квантования, поэтому они преобразуются в непрерывную функцию времени. Так как число выборок на период ЗС на низких частотах во много раз больше, чем на высоких частотах, то функции ошибок квантования существенно отличаются по форме. На низких частотах она близка к последовательности квази пилообразных импульсов, а на высоких частотах – это последовательность П-импульсов (рис.2.3.), что связано с уменьшением числа выборок на период ЗС.

#### 4.2. Спектр ошибок квантования на кратных частотах

На кратных частотах характер спектра ошибок квантования определяется, прежде всего, видом функции ошибок квантования. Она, в свою очередь, зависит от значения коэффициента кратности  $k$ . Если этот коэффициент четный, то функция ошибок квантования обладает симметрией 1 рода (рис.2.4), и поэтому в ее спектре могут присутствовать только нечетные гармоники, если же коэффициент  $k$  нечетное число, то функция ошибок квантования обладает симметрией 2 рода и поэтому в ее спектре могут присутствовать четные и нечетные гармоники.

Это значит, что на кратных частотах при четном значении  $y$  в спектре присутствуют только нечетные гармоники  $F_n(x)$ , а если  $y$  нечетное число, то возникают и четные гармоники (рис.2.5.). Частотный интервал между составляющими спектра  $dF$  для кратных час-

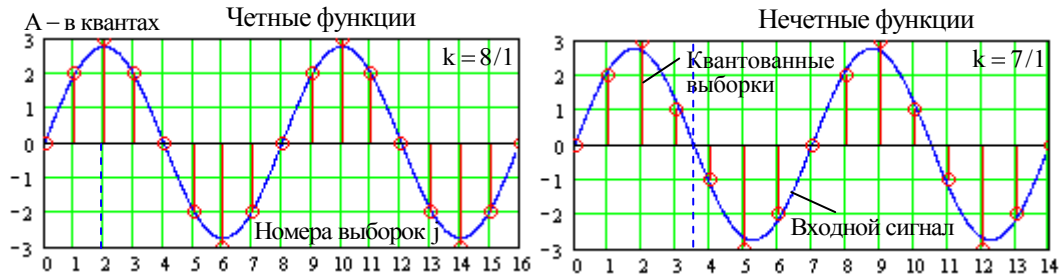


Рис.2.4. Функции мгновенных ошибок квантования с четным и нечетным значениями  $k$

тот определяется равенством

$$dF = \begin{cases} F, & \text{если } k - \text{нечетное (в спектре нечетные и четные гармоники } F) \\ 2F, & \text{если } k - \text{четное (в спектре только нечетные гармоники } F) \end{cases}$$

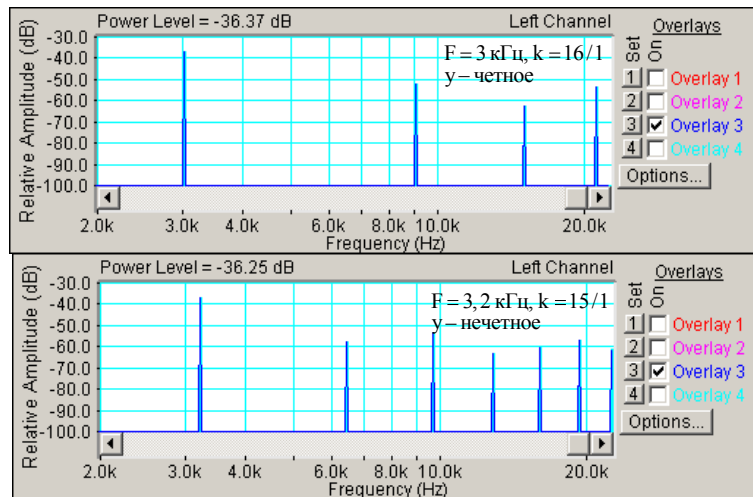


Рис.2.5. Спектры ошибок квантования при кратных частотах  $f_s$  и  $F$ .

При частоте 3000 Гц и  $f_s = 48$  кГц  $k$ - четное число, поэтому в спектре до частоты Найквиста присутствуют только нечетные гармоники: 9000, 15000 и 21000 Гц. Параметры спектра:

$$k = \frac{y}{x} = \frac{48000}{3000} = \frac{16}{1}, \quad F_n = F = 3000 \text{ Гц}, \quad dF = 6000 \text{ Гц}$$

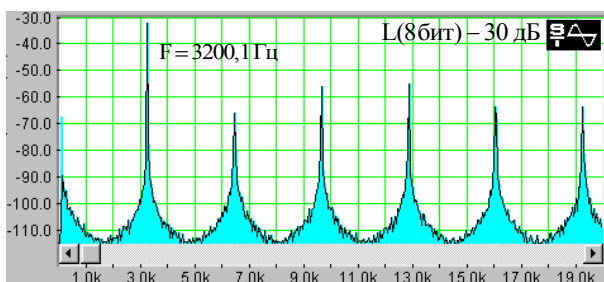


Рис.2.6. Спектр ошибок квантования при отклонении частоты ЗС от кратного значения ( $y/x=15/1$ )

При частоте  $F=3200$  Гц и  $f_s = 48$  кГц,  $k=15$  (нечетное число), поэтому в спектре присутствуют четные и нечетные гармоники с 1 по 7, образующие спектр с частотами от 3,2 до 22,4 кГц.

При малейшем отклонении частоты ЗС от кратного значения около всех составляющих спектра возникают боковые полосы (рис.2.6.), существенно изменяющие характер звучания ошибок квантования. Если  $k$  – нечетное число, то та-

кая верхняя боковая полоса возникает и около 0 частоты спектра (рис.2.6).

Отклонении частоты ЗС от кратного значения сопровождается двумя феноменами. Первое, из-за резкого увеличения значения  $x$  сильно понижается нижняя граница спектра  $F_n(x)$  и спектр по всему звуковому диапазону становится дискретным и состоит из нечетных гармоник  $F_n(x)$ . Так, например, если частота ЗС повышается с 16 кГц на 10 Гц, то

$$y/x = \frac{48000}{16010} = \frac{4800}{1601}, \quad x = 1601, \quad F_n(x) = F/x = 10 \text{ Гц}$$

Это значит, что в спектре присутствуют составляющие с интервалом  $2 F_n(x)$ . В результате возникает очень низкочастотный тон.

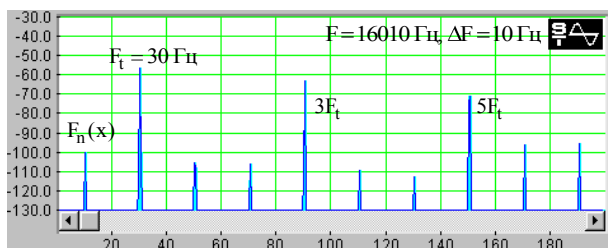


Рис.2.7. Спектр ошибок квантования в области низких частот

Второй феномен состоит в том, что около всех гармоник ЗС в боковых полосах появляется составляющие спектра более высокого уровня, основной тон которых прямо пропорционален величине отклонения  $\Delta F$  и коэффициенту кратности

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

где  $k_{kr}$  – значение коэффициента  $k$  на кратной частоте,  $\Delta F_{kr}$  – отклонение от кратной частоты. Интервал между составляющими такого спектра определяется равенством

$$\sigma F = \begin{cases} F_t, & \text{если } k_{kr} \text{ – четное (в спектре есть как четные, так и нечетные гармоники тона } F_t) \\ 2F_t, & \text{если } k_{kr} \text{ – нечетное (в спектре только нечетные гармоники тона } F_t) \end{cases}$$

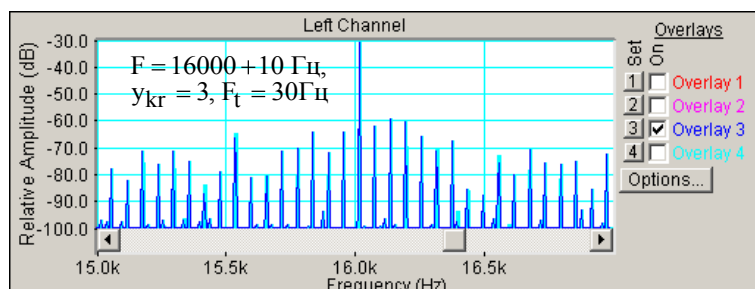


Рис.2.8.. Спектр ошибок квантование при отклонении от кратного значения частоты 16 кГц на 10 Гц в районе частоты ЗС

Рис.2.7 и 2.8. иллюстрируют дискретный характер спектра ошибок квантования при отклонении частоты ЗС от кратного значения 16000 Гц на 10 Гц. В этом случае

$$F_t = \Delta F \cdot k_{kr} = 10 \cdot 3 = 30 \text{ Гц} \quad \sigma F = 60 \text{ Гц}$$

Соответственно, интервал между составляющими спектра ошибок квантования равен 60 Гц во всем звуковом диапазоне.

### 4.3. Звучание ошибок квантования на кратных частотах

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. При переходе на 16-ти разрядное квантование частотный состав

спектра ошибок квантования не меняется, амплитуды гармоник уменьшаются на 48 дБ, а искажения квантования замечают только хорошо тренированные слушатели.

*На кратных частотах* звучание ошибок квантования в большинстве случаев вообще незаметно или проявляется только в изменении тембра.

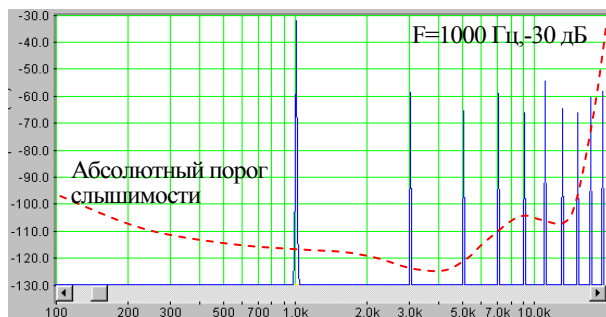


Рис.2.9. Спектр ошибок квантования

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.

На ЗС с частотой 1 кГц хорошо прослушиваются только 3 и 5 гармоники (рис.2.9) в виде свистящего звука. С увеличением уровня ЗС, благодаря частотной маскировке, они становятся не слышными. На более высоких частотах нечетные гармоники 1 кГц достаточно быстро затухают и они попадают в область плохо слышимых частот свыше 5 кГц. На частотах 500, 100 и 50 Гц слышимых гармоник очень много и большое число из них попадают в область максимальной слышимости от 2 до 5 кГц. Они создают приятно звучащее созвучие, в котором обертона звучат громче, чем основной тон. Чем ниже частота ЗС, тем больше гармоник в спектре ошибок квантования и они оказывают большее влияние на изменение тембра цифрового звука (рис.2.10.).

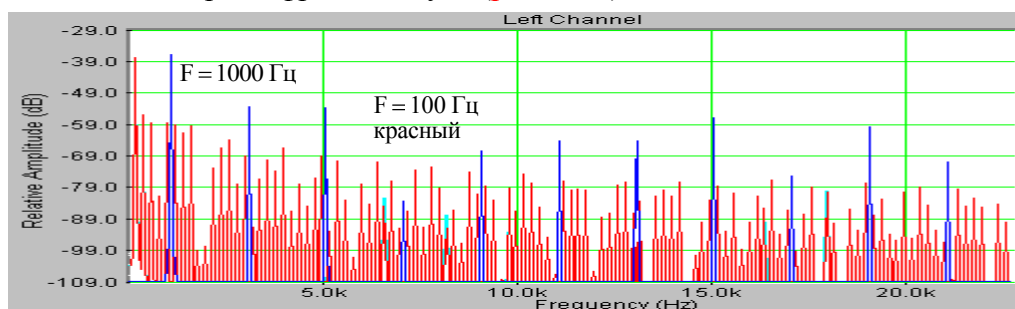


Рис.2.10. Спектры ошибок квантования на кратных частотах

При отклонении частоты ЗС от любого кратного значения частота ЗС становится субкратной очень высокого порядка и в спектре ошибок квантования около всех гармоник, включая нулевую частоту, возникают боковые полосы из составляющих с очень малым частотным интервалом 0,1...10 Гц (рис.2.10). При этом спектр простирается на весь звуковой диапазон, а нижняя граничная частота спектра определяется равенством

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

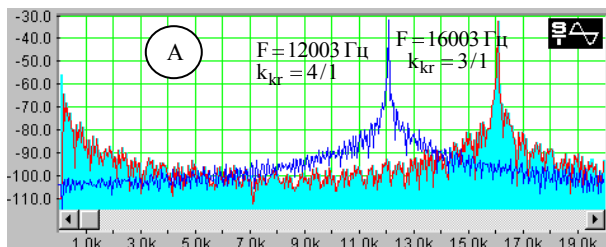


Рис. 2.11. А- Спектры ошибок квантования при отклонении частоты ЗС от кратного значения

Например, при отклонении вверх от кратного значения частоты ЗС 16000 Гц на 10 Гц частоте 16010 Гц соответствует  $x = 1601$  ( $k = \frac{y}{x} = \frac{48000}{16010} = \frac{4800}{1601}$ ), а нижняя частота спектра равна 10 Гц.






В качестве примеров на рис.2.11 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.

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.

Пока величина отклонения от 16 кГц ( $k=3/1$ )  $\Delta F$  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  $\Delta F$  гармоники тона отклонения перемещаются в область максимальной чувствительности слуха.

## 5. Порядок выполнения лабораторной работы

### 5.1. Функции кнопок управления:



- кнопкой с пиктограммой  осуществляется автоматическая установка пределов измерения по вертикальной оси шкалы анализатора спектра, фазометра или осциллографа
- кнопкой с пиктограммой  устанавливается частотный диапазон шкалы от 1 Гц до частоты Найквиста
- кнопкой с пиктограммой  вызывается маркер, которым устанавливается желаемый частотный диапазон шкалы
- при нажатии кнопки с пиктограммой  графики рисуются тонкими линиями
- при нажатии кнопки с пиктограммой  графики рисуются вертикальными линиями или столбиками
- кнопкой с пиктограммой  открывается меню анализатора спектра, фазометра или осциллографа, в котором вводятся необходимые опции.
- кнопкой **Run** включаются все измерительные приборы
- кнопкой **Stop** выключаются все измерительные приборы и запоминаются результаты измерений
- в меню **Avg** задается число усредняемых результатов измерения
- в окошке **Peak Hold** включается функция удержания пиковых значений напряжения

### 5.2. Подготовка к измерениям

В лабораторной работе измеряются спектры ошибок квантования с помощью программы **SpectraLab** при уровне ЗС – 30 дБ в линейной шкале частот. Исследование звучания ошибок квантования производится на тестовых сигналах в программе **SoundForge** с увеличенной на 20 дБ громкостью.

- Включите компьютер
- Скопируйте с рабочего стола файл «Отчет LR-2 DA» на свою флешкарту, дайте ему свое имя в виде: «Группа»\_ «Фамилия (работавшего на клавиатуре)»\_ «Номер ЛР»\_ «Дата».
- Откройте этот файл и сверните его окно.


В файл этого отчета вы будете копировать все экспериментальные графики, и заносить в таблицы отчета результаты измерений сразу в процессе их получения. В день выполнения лабораторной работы отчет в электронном виде необходимо сдать преподавателю, только тогда работа считается выполненной.

- Кнопкой с пиктограммой  откройте и затем сверните окно программы **SoundForge**.
- Кнопкой с пиктограммой  откройте окно программы **SpectraLab**.

- Сделайте обязательные установки в микшере **Play Control**

Для этого двойным нажатием кнопки с пиктограммой  откройте его окно. Затем после команд **Параметры**  $\Rightarrow$  **Свойства** в появившемся окне **Свойства** выберите режим **Воспроизведение**. В выпадающем меню этого окна курсором отметьте регуляторы **Play Control**, **Wave (Звук)** и **Line in**, по команде **ОК** окна этих регуляторов появляются на экране монитора. Курсором включите первые два регулятора и поставьте их ползунки в верхнее положение шкалы. Регулятор **Line in** **обязательно выключите**. После этого окно микшера можно свернуть или вообще выключить.

- Сделайте обязательные установки в микшере **Record Control**

Для этого двойным нажатием кнопки с пиктограммой  откройте окно микшера **Play Control**. Затем после команд **Параметры**  $\Rightarrow$  **Свойства** в появившемся окне **Свойства** выберите режим **Запись**. В выпадающем меню этого окна курсором отметьте регуляторы **Microphone** и **Line in**. По команде **ОК** окна этих регуляторов появляются на экране монитора. Курсором поставьте их ползунки в верхнее положение шкалы.

- Курсором сначала включите микшер в режим **Microphone**, затем переключите в режим **Line in**

### 5.3. Измерение спектров ошибок квантования на кратных частотах

5.3.1. Загрузите файл **LR-2.1 DA.cfg**, который конфигурирует схему измерений и устанавливает все необходимые опции для выполнения настоящей лабораторной работы.

Для этого в меню **Config** выберите опцию **Load Configuration** и в выпадающем меню выберите файл **LR-2.1 DA cfg**.

- Для ЗС с частотами 3000 и 3200 Гц при  $f_s = 48000$  Гц рассчитайте коэффициенты кратности по формуле

$$k = \frac{f_s}{F}$$

По этому коэффициенту (в зависимости четное это число или нечетное) определите какие гармоники должны быть в спектре ошибок квантования для указанных сигналов.

$$dF = \begin{cases} F, & \text{если } k - \text{нечетное (в спектре нечетные и четные гармоники } F) \\ 2F, & \text{если } k - \text{четное (в спектре только нечетные гармоники } F) \end{cases}$$

Результаты занесите в **табл. 2.1**.

Табл.2.1. Спектр ошибок квантования на кратных частотах	
Частота ЗС, Гц	Частоты гармоник
3000 (расчет) k=	
3000 (факт)	
3200 (расчет) k=	
3200 (факт)	

5.3.2. В окне генератора сигналов нажмите кнопку **Details** и в открывшемся окне наберите с клавиатуры значение частоты 3000 и уровень минус 30 дБ, отметьте ее птичкой и нажмите кнопку **ОК**.

- По команде **Run** начните измерение спектра. Через 10...30 с, когда графики перестанут видоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений.
- Скопируйте этот график в файл вашего отчета.

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду **“Copy as a bitmap”**. Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка

- Измерьте по графику спектра частотные составляющие (**рис.2.12**).



Для этого направьте курсор на график и нажмите левую клавишу мышки – появится перекрестие из двух линий с индикацией частоты, сохраняя нажатой клавишу мышки, выполните измерения частот спектральных составляющих, определите какие это гармоники.

Результаты занесите в **табл.2.1** отчета.

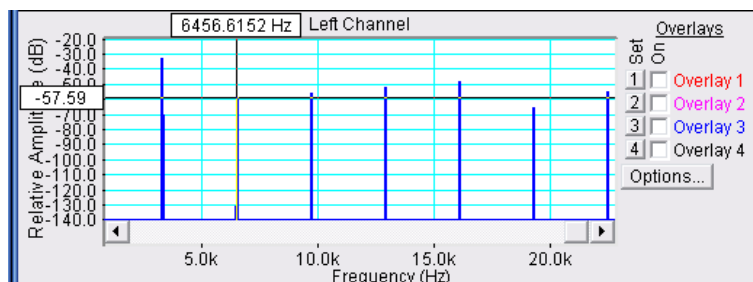


Рис.2.12. Измерение частоты спектральных составляющих

5.3.3. Повторите измерения спектра ошибок квантования для частоты ЗС 3200 Гц по п. 5.3.2.

#### 5.4. Измерение спектров ошибок квантования при отклонении частоты ЗС от кратного значения

- В окне генератора сигналов нажмите кнопку **Details** и в открывшемся окне наберите с клавиатуры значение кратной частоты ЗС 16000 Гц с уровнем минус 30 дБ, отметьте ее птичкой и нажмите кнопку **OK**.
- По команде **Run** начните измерение спектра. Через 10...30 с, когда графики перестанут видоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений.
- Скопируйте этот график в файл вашего отчета.

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду **“Copy as a bitmap”**. Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка

- В окне генератора сигналов нажмите кнопку **Details** и в открывшемся окне наберите с клавиатуры значение частоты 16010 Гц с отклонением от кратного значения на  $\Delta F = 10$  Гц и уровнем минус 30 дБ, отметьте ее птичкой и нажмите кнопку **OK**.
- По команде **Run** начните измерение спектра. Через 10...30 с, когда графики перестанут видоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений.
- Скопируйте этот график в файл вашего отчета.

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду **“Copy as a bitmap”**. Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка

Рассчитайте основные параметры спектра по формулам

$$y/x = \frac{f_s}{F} \quad x = \quad y = \quad F_n(x) = F/x \quad k_{kr} = \frac{f_s}{F - \Delta F} \quad F_t = \Delta F \cdot k_{kr} \quad \sigma F_t =$$

$$\sigma F = \begin{cases} F_t, & \text{если } k_{kr} - \text{четное (в спектре есть как четные, так и нечетные гармоники тона } F_t) \\ 2F_t, & \text{если } k_{kr} - \text{нечетное (в спектре только нечетные гармоники тона } F_t) \end{cases}$$

Результаты занесите в **табл.2.2**.

	$x$	$y$	$F_n(x)$	$k_{kr}$	$F_t$	$\sigma F_t$
Расчет						
Измерение						

Для измерения основных параметров спектра ошибок квантования необходимо изменить масштаб в области низких частот.

Для этого в меню **SpectraLab Options** выберите **Spectrum** и в открывшемся окне установите **Start** 1 Гц, **Stop** –300 Гц и нажмите кнопку **ОК**.

- Скопируйте этот график в файл вашего отчета.

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду **“Copy as a bitmap”**. Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка.

- По этому графику определите нижнюю граничную частоту спектра  $F_n(x)$ , частотный интервал между наибольшими составляющими спектра  $\sigma F_f$  и частоту тона отклонения  $F_f$

Частоту тона отклонения иногда удобнее измерять в области частоты основного тона звукового сигнала. Для этого необходимо изменить масштаб в области высоких частот.

Для этого в меню **SpectraLab Options** выберите **Spectrum** и в открывшемся окне установите **Start** 15900 Гц, **Stop** –16100 Гц и нажмите кнопку **ОК**.

- Скопируйте этот график в файл вашего отчета.

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду **“Copy as a bitmap”**. Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка.

- По этому графику определите частотный интервал между наибольшими составляющими спектра и частоту тона отклонения
- Результаты измерений занесите в **табл.2.2**. и сформулируйте выводы

### 5.5. Исследование звучания ошибок квантования на кратных частотах

- Откройте окно программы **SoundForge**
- В меню **SoundForge** нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Open**
- В открывшемся окне в папке по адресу **C:\audio\wave** найдите пары файлов, указанные в **табл.2.3**
- Оденьте наушники и на слух сравните звучание этих файлов, результаты занесите в **табл.2.3**. Сформулируйте выводы

Для воспроизведения тестового сигнала наведите курсор на нужный файл и нажмите левую кнопку мышки

- Отдельно посмотрите и прослушайте файл 5гц –40, 30, 20, 10, 0 дБ 8 бит. Это запись сделана на неслышимой ухом частоте 5 Гц со ступенчатым изменением уровня от минус 40 до 0 дБ, поэтому слышим звучание ошибок в чистом виде.

Для этого курсором выберите и в окне **Sound Forge** откройте данный файл. Нажмите кнопку воспроизведения файла. Далее смотрите как меняется уровень сигнала и характер звучания ошибок квантования

- Ну и как? Почему звук так сильно зависит от уровня ЗС.

Табл.2.3. Звучание ошибок квантования	
Тестовые сигналы	Характер звучания
100гц 8бит k=480	
100гц 16бит	
16000гц 8бит k= 3	
16010гц 8бит	
5гц –40,30,20,10,0дб 8 бит	

## 6. Контрольные вопросы

13. Дайте определение понятию коэффициента кратности
14. Сформулируйте понятия «кратные и субкратные» частоты

15. Как выглядит спектр ошибок квантования на кратных частотах, как он зависит от коэффициента кратности
16. Как определяется нижняя граничная частота спектра ошибок квантования на кратных частотах и как она зависит от коэффициента кратности
17. Как меняется спектр ошибок квантования на кратных частотах при небольшом отклонении частоты ЗС от кратного значения
18. Чем определяется частота тона отклонения
19. Какое влияние оказывают ошибки на окраску звука тональных сигналов
20. Каким образом ошибки квантования звучат на низких, средних и высоких частотах ЗС

## **7. Содержание отчета**

- 7.1. Титульный лист
- 7.2. Цель работы
- 7.3. Задание к лабораторной работе
- 7.4. Функциональная схема измерений
- 7.5. Результаты измерений в виде графиков
- 7.6. Таблицы с результатами измерений и расчетов
- 7.7. Выводы по результатам измерений

## **8. Литература**

Вологдин Э.И. Стандарты и системы цифровой звукозаписи. Конспект лекций. СПб. ГИИТ. 2008

# ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR-3 DA

## ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРОВ И ЗВУЧАНИЯ ОШИБОК КВАНТОВАНИЯ НА СУБКРАТНЫХ ЧАСТОТАХ

### 1. Цель работы

Целью лабораторной работы является ознакомление студентов с методиками исследования ошибок квантования и их звучания с использованием компьютерных программ SpectraLab и SoundForge 9.

### 2. Задание к лабораторной работе

- Изучить программы «SpectraLab» и SoundForge в объеме, необходимом для измерения спектра ошибок квантования и исследования характера их звучания.
- Рассчитать и затем измерить спектры ошибок квантования на субкратных частотах ЗС 7500 и 7680 Гц на тестовых сигналах программы «SpectraLab»
- Измерить спектры ошибок квантования на частотах 16800 и 16810 Гц на тестовых сигналах программы «SpectraLab».
- Рассчитать и измерить параметры спектра на частоте ЗС 16810 Гц.
- Исследовать звучание ошибок квантования на субкратных частотах 9000, 9000,5 21600 и 21610 Гц в программе SoundForge .
- Сформулировать выводы по результатам измерений и составить отчет по работе.

### 3. Функциональная схема измерений

При исследовании ошибок квантования в настоящей лабораторной работе с помощью программы «SpectraLab» измеряется спектр тестовых ЗС на субкратных частотах. Прослушивание звучания ошибок квантования на тестовых сигналах производится в программе SoundForge .

### 4. Методические указания

#### 4.1. Ошибки квантования на субкратных частотах

Последнее десятилетие вся профессиональная и бытовая аудиотехника стремительно переходит на цифровые технологии, которые быстро совершенствуются и успешно применяются в самой различной звуковой аппаратуре. Однако, многие ведущие специалисты в области аудиотехники отмечают, что цифровые записи, сделанные с аналоговых магнитных лент часто звучат хуже оригинала. По их мнению, звучание цифровых записей недостаточно эмоционально, порой безжизненно. Нередко слышны неприятные «цифровые» призвуки, особенно в области высоких частот, и возникает ощущение «шероховатого», «грязного» звука. Несомненно, одной из важнейших причин искажений цифрового звука является специфический характер спектра ошибок квантования.

Чтобы понять, как и почему ошибки квантования на музыкальном сигнале вызывают призвуки и другие искажения необходимо разобраться в процессе формирования их спектра на стандартных испытательных сигналах синусоидальной формы, как это делается в

радиотехнике. Однако, сначала надо уточнить, что следует понимать под термином «ошибки квантования» и как они связаны с процессом дискретизации.

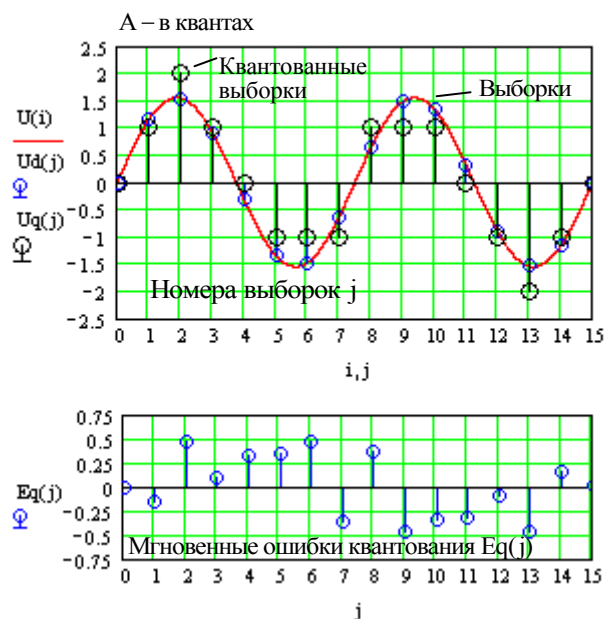


Рис.3.1. Дискретизация и квантование на субкратных частотах. Мгновенные ошибки квантования ( $y/x=15/2$ ).

осуществляет округление последовательности дискретизированных выборок. Это преобразование всегда сопровождается ошибками квантования (рис. 3.1). Мгновенные значения ошибок квантования представляют собой разности между выборками и их квантованными значениями в моменты выборок  $j$ .

В линейной ИКМ используется так называемый квантователь Mid-Tread, в котором округление производится к ближайшему целому значению шкалы квантователя (рис.3.2). Передаточная функция этого квантователя имеет вид лестницы, у которой ступени равны шагу квантования  $Q$ , поэтому ошибка квантования не может быть больше половины шага квантования  $\pm Q/2$ . Пока пиковое значение входного сигнала не превышает 0,5 кванта, выходной сигнал квантователя равен нулю, т.е. в квантователе этого типа имеет место центральная отсечка. Эта отсечка вызывает большие искажения цифрового звука при квантовании ЗС малого уровня

Форма сигнала ошибки квантования существенно зависит от формы квантуемого сигнала (пила, синус...). В теории доказывается, что во всех случаях среднеквадратическое значение ошибки квантования определяется равенством

$$\sigma = \sqrt{\frac{Q^2}{12}} = 0,287Q$$

Необходимо сразу особо подчеркнуть, что цифровой звук отличается от аналогового тем, что он принципиально является продуктом импульсно-кодовой модуляции. Это значит, что функции ошибок квантования, их спектр и звучание цифрового звука зависят в каком соотношении находятся частота ЗС сигнала и частота дискретизации. Они могут быть

При аналого-цифровом преобразовании звуковых сигналов (ЗС) их дискретизация осуществляется с помощью амплитудно-импульсной модуляции (АИМ), при которой аналоговый ЗС преобразуется в дискретную последовательность коротких выборок положительной и отрицательной полярности  $U_d(j)$  (рис.3.1.), следующих с частотой дискретизации  $f_s$ . В соответствии с теоремой В.П. Котельникова эта частота должна по крайней мере вдвое, превышать максимальную частоту спектра звукового сигнала  $F_{max}$

$$f_s > 2F_{max}$$

При этом условии дискретизация осуществляется без искажений передаваемого ЗС.

Линейный квантователь при импульсно-кодовой модуляции (ИКМ)

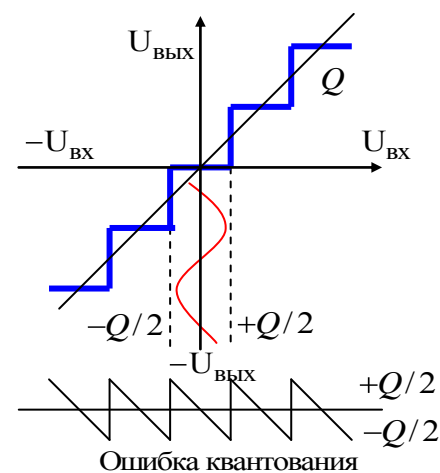


Рис.3.2. Передаточная функция квантователя

кратными и субкратными различного порядка, поэтому цифровой звук всегда звучит иначе, чем аналоговый звук той же частоты.

Коэффициент кратности частот  $F$  и  $f_s$  представляется в виде отношения простых чисел  $y$  и  $x$

$$k = \frac{f_s}{F} = \frac{y}{x} > 2.$$

Если  $x = 1$ , то  $k$  является целым числом и частоты  $f_s$  и  $F$  называются *кратными*, если  $x > 1$  – *субкратными*. Для субкратных частот в  $x$  периодов частоты  $F$  укладывается точно  $y$  периодов частоты  $f_s$ .

Поясним, для  $f_s = 48$  кГц кратные частоты : 16000, 12000, 9600, 8000, .кГц, так как для них  $x=1$  и  $k = 3/1, 4/1, 5/1, 6/1...$  В звуковом диапазоне 1000...20000 Гц кратных частот мало, всего 480, тогда как субкратных частот бесконечное число.

Для субкратных частот  $x = 2, 3, 4, \dots$ . Это означает, что целое число периодов частоты дискретизации укладывается в 2, 3, 4, ... периода ЗС. Соответственно это субкратные частоты 2, 3, 4, ... порядка. Например, для  $k = 5/2$  и  $k = 8/3$   $F = 16$  кГц и 18 кГц. В качестве примера на рис. показано квантование, при котором в 2 периода ЗС укладывается 15 периодов частоты дискретизации ( $y/x = 15/2$ ), соответственно

$$F = \frac{f_s \cdot x}{y} = 6400 \text{ Гц.}$$

Более сильная зависимость спектра ошибок квантования и их звучания на разных субкратных частотах прежде всего связана с тем, что периоды как АИМ сигнала, так и сигнала на выходе квантователя в  $x$  раз больше периода ЗС и, следовательно, нижняя граница спектра ошибок квантования  $F_n(x)$  ниже частоты  $F$  в  $x$  раз

$$F_n(x) = F / x.$$

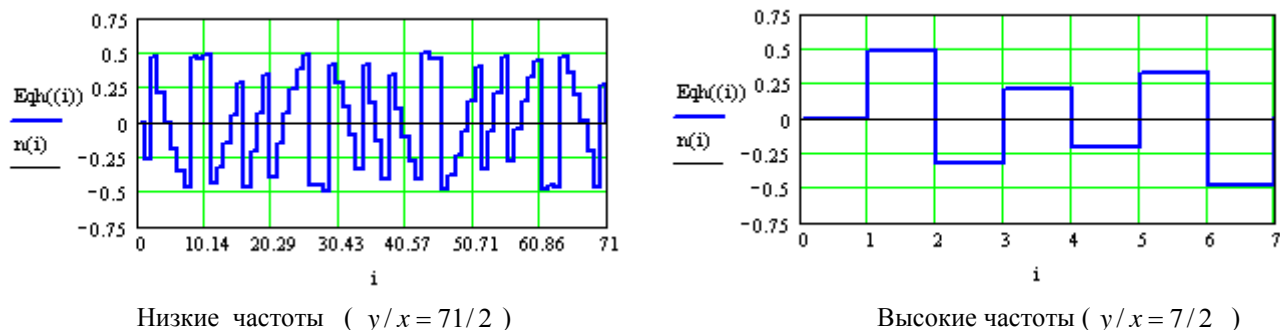


Рис. 3.3. Функции ошибок квантования на субкратных частотах на выходе ИКМ демодулятора

Это значит, что в спектре ошибок квантования появляются составляющие как выше, так ниже частоты ЗС. Особенно сильно это проявляется на высоких частота ЗС.

Для кратных частот нижняя граничная частота совпадает с частотой ЗС, поэтому зависимость звучания ошибок квантования при изменении частоты ЗС значительно меньше. Как для кратных, так и для субкратных частот верхняя граница спектра ошибок квантования ограничена частотой Найквиста  $f_n = f_s / 2$ .

В ИКМ демодуляторе для увеличения уровня выходного цифрового ЗС производится интерполяция нулевого порядка, при которой значения выборок сохраняются от выборки к выборке. При этом производится и интерполяция мгновенных ошибок квантования, поэтому они преобразуются в непрерывную функцию времени. Так как число выборок на период ЗС на низких частотах во много раз больше, чем на высоких частотах, то функции ошибок квантования существенно отличаются по форме. На низких частотах

она близка к последовательности квази пилообразных импульсов, а на высоких частотах – это последовательность П-импульсов (рис.3.3). Это связано с ограничением спектра ошибок квантования на высоких частотах ЗС частотой Найквиста. С повышением частоты дискретизации это различие становится все меньше и меньше. На субкратных частотах период повторения ошибок квантования в  $x$  раз больше периода ЗС.

#### 4.2. Спектр ошибок квантования на субкратных частотах

На субкратных частотах характер спектра ошибок квантования определяется прежде всего видом функции ошибок квантования, которая, в свою очередь, зависит от значения

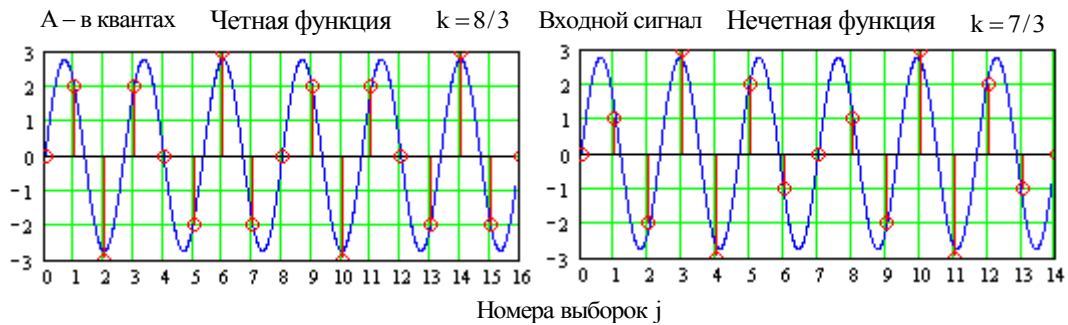


Рис.3.4. Входной и квантованный сигналы на субкратных частотах

параметра  $y$  коэффициента кратности  $k$ . Если  $y$  есть число четное, то функция ошибок квантования обладает симметрией 1 рода и поэтому в ее спектре присутствуют только нечетные гармоники, если же  $y$  нечетное число, то функция ошибок квантования обладает симметрией 2 рода и поэтому в ее спектре присутствуют четные и нечетные гармоники. Такие функции приведены рис.3.4. На одном графике в 3 периода ЗС укладывается 8 периодов частоты дискретизации, а на втором – 7.

Надо особо подчеркнуть, что на кратных и субкратных частотах спектр ошибок кван-

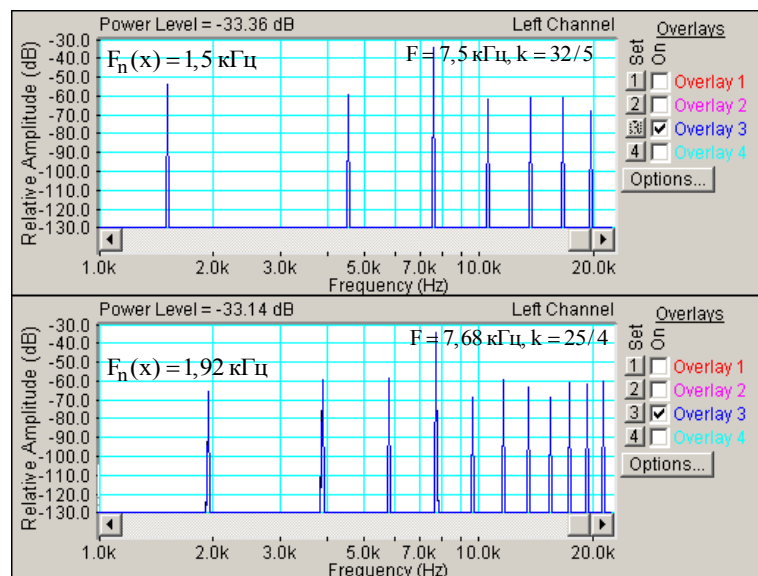


Рис. 3.5. Спектры ошибок квантования при субкратных частотах  $f_s$  и  $F$ .

тования можно считать гармоническим. Разница в том, что при кратных частотах основным тоном в спектре является частота ЗС, тогда как на субкратных частотах основным тоном следует считать нижнюю граничную частоту  $F_n(x)$ . При этом частота ЗС может быть одной из гармоник.

Для такого спектра частотный интервал между составляющими спектра  $dF$  субкратных частот определяется равенством

$$dF = \begin{cases} F_n(x), & \text{если } y - \text{нечетное (спектре нечетные и четные гармоники } F_n(x)) \\ 2F_n(x), & \text{если } y - \text{четное (спектре только нечетные гармоники } F_n(x)) \end{cases}$$

Это значит, что на субкратных частотах при четном значении  $y$  в спектре присутствуют только нечетные гармоники  $F_n(x)$ , а если  $y$  нечетное число, то возникают и четные гармоники (рис.3.5).

На рис.3.6. приведен пример спектра для субкратной частоты 23040 Гц. В этом случае  $y$  - нечетное число, поэтому в спектре присутствуют четные и нечетные гармоники)

$$\frac{y}{x} = \frac{48000}{23040} = \frac{25}{12} \quad F_n = \frac{23040}{12} = 1920 \text{ Гц} \quad dF = 1920 \text{ Гц}$$

В этом спектре 11 составляющих спектра лежат ниже частоты ЗС 23040 Гц с частотным интервалом 1920 Гц. Основной тон находится за пределами звукового диапазона и он не

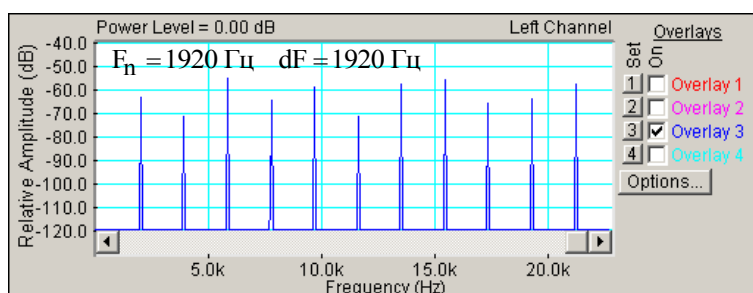


Рис. 3.6. Спектр ошибок квантования на субкратной частоте ЗС 23040 Гц

слышен, а на слух будут восприниматься только частоты вблизи максимальной чувствительности слуха в области 1...5 кГц.

Отклонения частоты ЗС от субкратного значения сопровождается двумя феноменами.

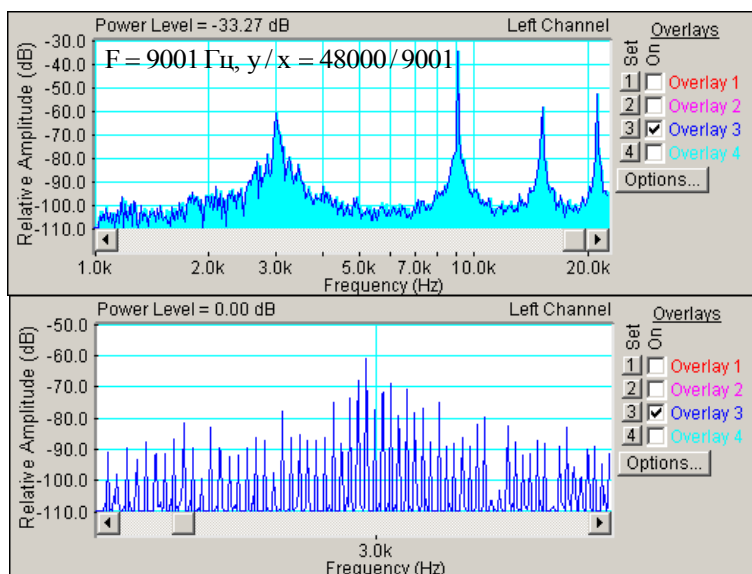


Рис.3.7. Спектр ошибок квантования при отклонении от субкратной частоты 9000 Гц вверх на 1 Гц ( $y/x=16/3$ )

Первое, из-за резкого увеличения значения  $x$  сильно понижается нижняя граница спектра  $F_n(x)$  и спектр по всему звуковому диапазону становится дискретным и состоит из нечетных гармоник  $F_n(x)$ . Так, например, если частота ЗС повышается с 9 кГц на 10 Гц, то



$$k_{kr} = 16/3, \quad y/x = \frac{48000}{9010} = \frac{4800}{901}, \quad x = 901, \quad F_n(x) = F/x = 10 \text{ Гц}$$

Это значит, что в спектре присутствуют составляющие с интервалом  $2 F_n(x)$ . В результате возникает очень низкочастотный тон.

Второй феномен состоит в том, что около всех гармоник ЗС в боковых полосах появляются составляющие спектра более высокого уровня, основной тон которых прямо пропорционален величине отклонения  $\Delta F$  и коэффициенту кратности

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

где  $y_{kr}$  – значение  $y$  на кратной частоте,  $\Delta F_{kr}$  – отклонение от кратной частоты. Интервал между составляющими такого спектра определяется равенством

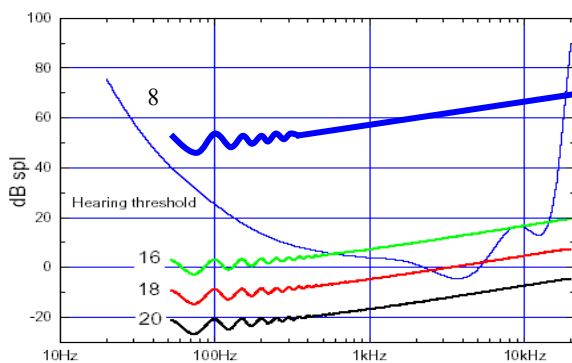
$$\sigma F = \begin{cases} F_t, & \text{если } y_{kr} \text{ – четное (в спектре есть как четные, так и нечетные гармоники тона } F_t) \\ 2F_t, & \text{если } y_{kr} \text{ – нечетное (в спектре только нечетные гармоники тона } F_t) \end{cases}$$

**Рис.3.7.** иллюстрирует дискретный характер спектра ошибок квантования при отклонении частоты ЗС от кратного значения 9000 Гц на 10 Гц. В этом случае

$$F_t = \Delta F \cdot y_{kr} = 10 \cdot 16 = 160 \text{ Гц} \quad \sigma F = 160 \text{ Гц}$$

### 4.3. Звучание ошибок квантования

Характер звучания ошибок квантования можно уверенно оценить только при относительно грубом 8-разрядном квантовании, при котором абсолютный порог слышимости



**Рис.3.8.** График абсолютного порога слышимости

меньше влияет на результаты прослушивания. При этом ошибки квантования слышны почти во всем звуковом диапазоне и вызываемые ими искажения замечают даже не подготовленные слушатели. При переходе на 16-ти разрядное квантование частотный состав спектра ошибок квантования не меняется, амплитуды гармоник уменьшаются на 48 дБ, а искажения квантования замечают только хорошо тренированные слушатели. На рис.6.7. иллюстрируется слышимость ошибок квантования при разном числе используемых при кодировании числом разрядов

от 8 до 20. Как видно ошибки квантования не слышны вообще только при использовании 20-разрядного кодирования

*На субкратных частотах* в спектре ошибок квантования возникают составляющие ниже частоты ЗС, которые обычно воспринимаются на слух как тональный призывок. Это особо проявляется на высоких частотах с малым порядком субкратности, как, например, на 20 кГц (рис.3.9), когда вместо ЗС сигнала слышен только призывок 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 призывок в виде созвучия с частотой основного тона  $F_n(x)$  (рис.3.9), гармоники этой частоты определяют тембр созвучия. На более низких частотах призывки маскируются ЗС. На субкратных частотах заметны 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 откло-

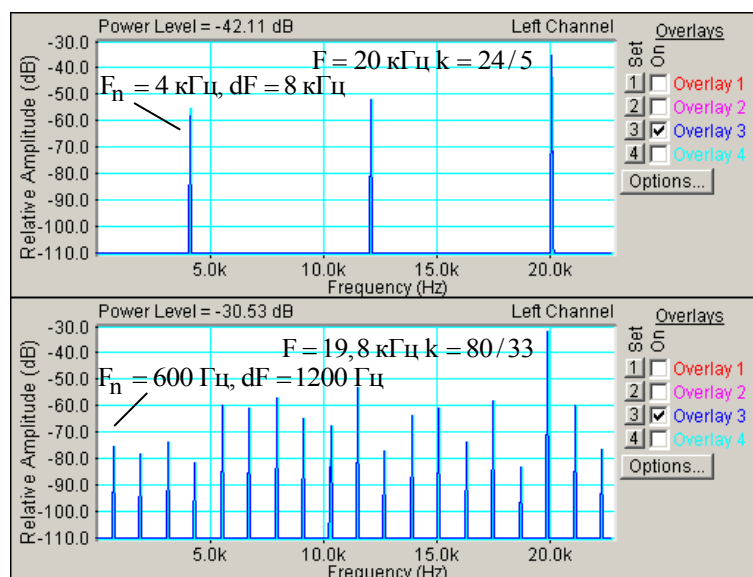


Рис.3.9. Спектры ошибок квантования на субкратных частотах

нения 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 как вверх, так и вниз от частоты ЗС (рис.3.9), попадая 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.3.10.A). 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 от-

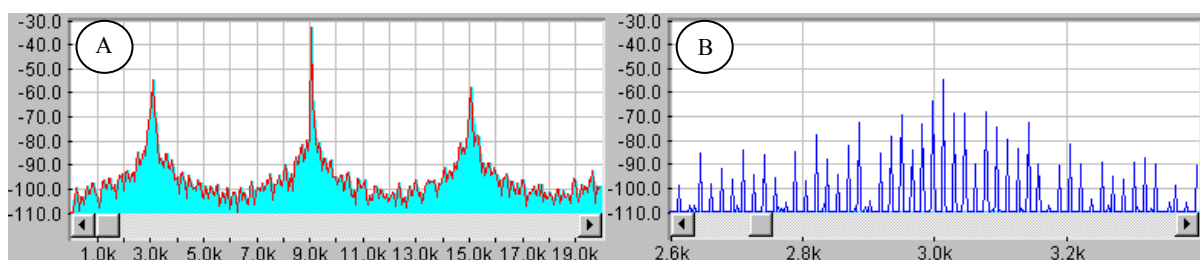


Рис. 3.10. Спектр ошибок квантования при отклонении от субкратной частоты ЗС 9 кГц на 1 Гц  
А- полный спектр, В – спектр в области биений в диапазоне 2800...3200 Гц

клонения 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.3.10.B), звучание ошибок квантования может приобретать очень своеобразный характер. Когда отклонению на  $\Delta F$  соответствует тон около 5 Гц, возникает звук похожий на звон коло-

кольчиков, 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.

Следует еще обратить внимание, на то, что при отклонении от субкратной частоты при четном значении  $y$  происходит подъем спектральных составляющих вблизи нулевой частоты (рис.3.11.), которые создают сильный рокот. Если  $y$  нечетное число, то наоборот происходит спектральных составляющих в этой области и звук значительно чище.

Таким образом, при *синусоидальных звуковых испытательных сигналах* независимо от частоты и уровня ЗС ошибки квантования никогда не воспринимаются как шум. Даже

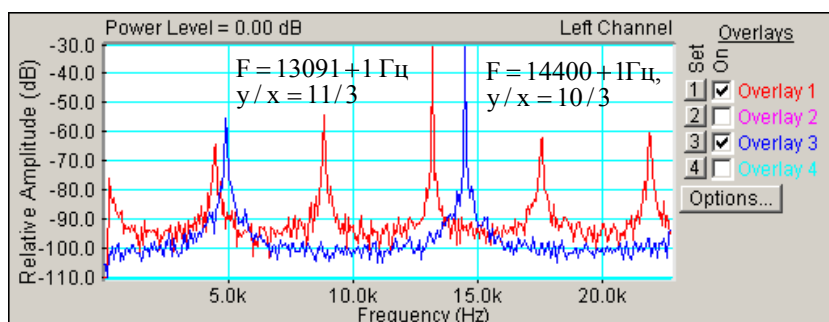






Рис.3.11. Спектры ошибок квантования частотах при отклонении от субкратных частот на 1 Гц

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.

## 5. Порядок выполнения лабораторной работы

### 5.1. Функции кнопок управления:

- кнопкой с пиктограммой  осуществляется автоматическая установка пределов измерения по вертикальной оси шкалы анализатора спектра, фазометра или осциллографа
- кнопкой с пиктограммой  устанавливается частотный диапазон шкалы от 1 Гц до частоты Найквиста
- кнопкой с пиктограммой  вызывается маркер, которым устанавливается желаемый частотный диапазон шкалы
- при нажатии кнопки с пиктограммой  графики рисуются тонкими линиями



- при нажатии кнопки с пиктограммой  графики рисуются вертикальными линиями или столбиками
- кнопкой с пиктограммой  открывается меню анализатора спектра, фазометра или осциллографа, в котором вводятся необходимые опции.
- кнопкой **Run** включаются все измерительные приборы
- кнопкой **Stop** выключаются все измерительные приборы и запоминаются результаты измерений
- в меню **Avg** задается число усредняемых результатов измерения
- в окошке **Peak Hold** включается функция удержания пиковых значений напряжения

## 5.2. Подготовка к измерениям

В лабораторной работе измеряются спектры ошибок квантования с помощью программы **SpectraLab** при уровне ЗС – 30 дБ в линейной шкале частот. Исследование звучания ошибок квантования производится на тестовых сигналах в программе **SoundForge**, с увеличенной на 20 дБ громкостью.


- Включите компьютер
- Скопируйте с рабочего стола файл «Отчет LR-3 DA» на свою флешкарту, дайте ему свое имя в виде: «Группа»\_ «Фамилия (работавшего на клавиатуре)»\_ «Номер ЛР»\_ «Дата».
- Откройте этот файл и сверните его окно.

В файл этого отчета вы будете копировать все экспериментальные графики, и заносить в таблицы отчета результаты измерений сразу в процессе их получения. В день выполнения лабораторной работы отчет в электронном виде необходимо сдать преподавателю, только тогда работа считается выполненной.

- Кнопкой с пиктограммой  откройте и затем сверните окно программы **SoundForge6**.
- Кнопкой с пиктограммой  откройте окно программы **SpectraLab**.
- Сделайте обязательные установки в микшере **Play Control**

Для этого двойным нажатием кнопки с пиктограммой  откройте его окно. Затем после команд **Параметры** ⇒ **Свойства** в появившемся окне **Свойства** выберите режим **Воспроизведение**. В выпадающем меню этого окна курсором отметьте регуляторы **Play Control**, **Wave (Звук)** и **Line in**, по команде **ОК** окна этих регуляторов появляются на экране монитора. Курсором включите первые два регулятора и поставьте их ползунки в верхнее положение шкалы. Регулятор **Line in** **обязательно выключите**. После этого окно микшера можно свернуть или вообще выключить.

- Сделайте обязательные установки в микшере **Record Control**

Для этого двойным нажатием кнопки с пиктограммой  откройте окно микшера **Play Control**. Затем после команд **Параметры** ⇒ **Свойства** в появившемся окне **Свойства** выберите режим **Запись**. В выпадающем меню этого окна курсором отметьте регуляторы **Microphone** и **Line in**. По команде **ОК** окна этих регуляторов появляются на экране монитора. Курсором поставьте их ползунки в верхнее положение шкалы.

- Курсором сначала включите регулятор в режим **Microphone**, затем переключите в режим **Line in**

## 5.3. Измерение спектров ошибок квантования на субкратных частотах

- ### 5.3.4. Загрузите файл **LR-3.1 DA.cfg**, который конфигурирует схему измерений и устанавливает все необходимые опции для выполнения настоящей лабораторной работы.

Для этого в меню **Config** выберите опцию **Load Configuration** и в выпадающем меню выберите файл **LR-3.1 DA.cfg**.

- Для ЗС с частотами 7500 и 7680 Гц при  $f_s = 48000$  Гц рассчитайте коэффициенты кратности по формуле

$$k = \frac{f_s}{F} = \frac{y}{x} \text{ и } F_n(x) = \frac{F}{x}$$

По этим параметрам определите, какие спектральные составляющие должны быть в спектре ошибок квантования для указанных сигналов. Результаты занесите в **табл. 3.1**.

Табл.3.1. Спектры ошибок квантования на субкратных частотах	
Частота ЗС, Гц	Частоты спектральных составляющих, Гц
7500 (расчет)	
7500 (факт)	
7680 (расчет)	
7680 (факт)	

**5.3.5.** В окне генератора сигналов нажмите кнопку **Details** и в открывшемся окне наберите с клавиатуры значение частоты 7500, отметьте ее птичкой и нажмите кнопку **ОК**.

- По команде **Run** начните измерение спектра. Через 10...30 с, когда графики перестанут видоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений.
- Скопируйте этот график в файл вашего отчета.

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду **“Copy as a bitmap”**. Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка

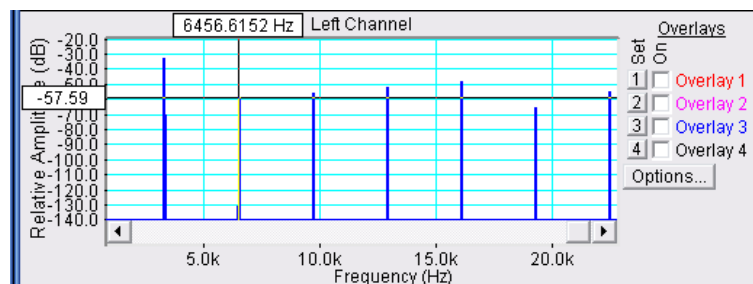


Рис.3.12. Измерение частоты спектральных составляющих

- Измерьте по графику спектра частотные составляющие. Результаты занесите в **табл.3.1** отчета.

Для этого направьте курсор на график и нажмите левую клавишу мышки – появится перекрестие из двух линий с индикацией частоты, сохраняя нажатой клавишу мышки, выполните измерения частот спектральных составляющих, определите какие это гармоники (**рис.3.12**).

**5.3.6.** Повторите измерения спектра ошибок квантования для частоты ЗС 7680 Гц по п. 5.3.2.

#### **5.4. Измерение спектров ошибок квантования при отклонении частоты ЗС от субкратного значения**

- В окне генератора сигналов нажмите кнопку **Details** и в открывшемся окне наберите с клавиатуры значение субкратной частоты ЗС частоты 16800 Гц), отметьте ее птичкой и нажмите кнопку **ОК**.
- По команде **Run** начните измерение спектра. Через 10...30 с, когда графики перестанут видоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений.
- Скопируйте этот график в файл вашего отчета.

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду “Copy as a bitmap”. Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка

- В окне генератора сигналов нажмите кнопку **Details** и в открывшемся окне наберите с клавиатуры значение частоты 16810 Гц с отклонением от субкратного значения на 10 Гц, отметьте ее птичкой и нажмите кнопку **OK**.
- По команде **Run** начните измерение спектра. Через 10...30 с, когда графики перестанут видоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений.
- Скопируйте этот график в файл вашего отчета.

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду “Copy as a bitmap”. Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка.

- Рассчитайте основные параметры спектра по формулам

$$y/x = \frac{f_s}{F}, \quad x = \quad, \quad y = \quad, \quad F_n(x) = F/x, \quad \frac{y_{kr}}{x_{kr}} = \frac{f_s}{F - \Delta F}, \quad y_{kr} = \quad,$$

$$F_t = \Delta F \cdot y_{kr}, \quad \sigma F_t =$$

$$\sigma F = \begin{cases} F_t, & \text{если } y_{kr} - \text{четное (в спектре есть как четные, так и нечетные гармоники тона } F_t) \\ 2F_t, & \text{если } y_{kr} - \text{нечетное (в спектре только нечетные гармоники тона } F_t) \end{cases}$$

Результаты занесите в [табл.3.2](#).

	$x$	$y$	$F_n(x)$	$y_{kr}$	$F_t$	$\sigma F_t$
Расчет						
Измерение						

- Для измерения нижней граничной частоты спектра ошибок квантования необходимо изменить масштаб по оси частот.

Для этого в меню **SpectraLab Options** выберите **Spectrum** и в открывшемся окне установите **Start** 1 Гц, **Stop** –200 Гц и нажмите кнопку **OK**.


- Скопируйте этот график в файл вашего отчета.

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду “Copy as a bitmap”. Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка

- По графику определите нижнюю граничную частоты спектра

Частоту тона отклонения иногда проще измерять в области частоты основного тона ЗС по интервалу между частотными составляющими спектра ошибок квантования. Для этого необходимо изменить масштаб по оси частот.



Для изменения масштаба наведите курсор на кнопку с пиктограммой  и нажмите левую кнопку мышки – на экране появится квадрат со знаком +. Установите знак + слева от частоты ЗС на 200...500 Гц и проведите курсор вправо на такую же величину по частоте. Эту операцию можно провести несколько раз, так, чтобы на экране были видны 3...5 составляющих спектра значительной величины.

- По графику определите частотный интервал между составляющими спектра. Результат занесите в табл.2. и рассчитайте частоту тона отклонения.
- Скопируйте этот график в файл вашего отчета.

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду “Copy as a bitmap”. Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка

## 5.5. Исследование звучания ошибок квантования на субкратных частотах

- Откройте окно программы **SoundForge**
- В меню **SoundForge** нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Open**

- В открывшемся окне в папке по адресу **C:\audio\wave** найдите файлы, указанные в **табл.3.3**
- Оденьте наушники и на слух сравните звучание этих файлов одинаковой частоты, результаты занесите в **табл.3.3**. Обратите внимание как отличаются звучания тестовых сигналов 16 и 8 бит, как отличается звучание сигналов с частотами 9000 и 9000,5 Гц, 21600 и 216010 Гц. Сопоставьте звучание со спектрами сигнала, сформулируйте выводы

Тестовые сигналы	Характер звучания
9000Гц 16 бит $y/x=16/3$	
9000Гц 8 бит $y/x=16/3$	
9000,5Гц 8 бит $\Delta F = 0.5$ Гц	
21600Гц 8 бит $y/x=20/9$	
21610Гц 8 бит $\Delta F = 10$ Гц	

## 6. Контрольные вопросы

21. Дайте определение понятию коэффициента кратности
22. Сформулируйте понятия «кратные и субкратные» частоты
23. Как выглядит спектр ошибок квантования на субкратных частотах, как он зависит от коэффициента кратности
24. Как определяется нижняя граничная частота спектра ошибок квантования на субкратных частотах и как она зависит от коэффициента кратности
25. Как меняется спектр ошибок квантования на субкратных частотах при небольшом отклонении частоты ЗС от кратного значения
26. Чем определяется частота тона отклонения
27. Какое влияние оказывают ошибки на окраску звука тональных сигналов на низких, средних и высоких частотах ЗС

## 7. Содержание отчета

- 7.1. Титульный лист
- 7.2. Цель работы
- 7.3. Задание к лабораторной работе
- 7.4. Функциональная схема измерений
- 7.5. Результаты измерений в виде графиков
- 7.6. Таблицы с результатами измерений и расчетов
- 7.7. Выводы по результатам измерений

## 8. Литература

Вологдин Э.И. Стандарты и системы цифровой звукозаписи. Конспект лекций. СПб. ГУТ. 2008

# ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR-4 DA

## ИССЛЕДОВАНИЕ АУДИО ТЕХНОЛОГИИ DITHERING

### 1. Цель работы

Целью лабораторной работы является ознакомление студентов с технологией повышения качества цифрового звука на основе применения реквантования с технологией *Dithering* и использованием компьютерных программ *SoundForge 9* и *SpectraLab*.

### 2. Задание к лабораторной работе

- Изучить программу *SoundForge 9* в объеме, необходимом для записи тестовых сигналов с использованием реквантования  $16 \Rightarrow 8$  бит с применением технологии *Dithering*.
- Изучить программу *SpectraLab* в объеме, необходимом для измерения амплитудно-частотных характеристик и отношения сигнал/шум цифровых фонограмм.
- В программе *SoundForge 9* осуществите реквантование 16-ти разрядного тестового сигнала с использованием технологии *Dithering* с различными законами распределения шума
- В программе *SpectraLab* измерьте АЧХ и *SNR* реквантованных сигналов
- Сравните громкость шума реквантованных сигналов при использовании только технологии *Dithering* с различными законами распределения шума
- Сформулировать выводы по результатам измерений и составить отчет по работе.

### 3. Функциональная схема измерений

В настоящей лабораторной работе производится реквантование тестового звукового сигнала  $16 \Rightarrow 8$  бит с частотой 1 кГц и уровнем  $-40$  дБ в программе *SoundForge 9* с применением технологии *Dithering* с различными законами распределения шума. Спектр и *SNR* шума реквантованных сигналов измеряются в программе «*SpectraLab*». Громкость шума реквантованных сигналов оцениваются на слух в программе *SoundForge 9* с использованием тестового сигнала с частотой 9000,5 Гц.

### 4. Методические указания

#### 4.1. Некоторые недостатки 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*. Соответственно квантователь первого типа называется *Mid-Tread*, а второго – *Mid-Riser*. При аналого-цифровом преобразовании в системе с импульсно-кодовой модуляцией обычно 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*.

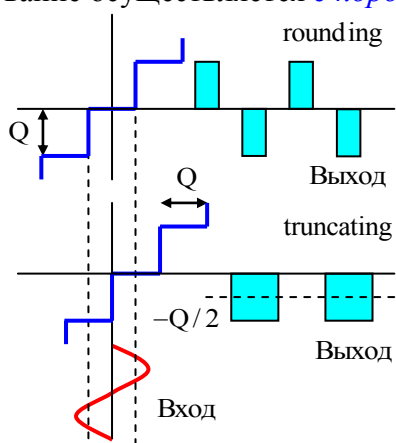


Рис. 4.1. Передаточные функции квантователя

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

## 4.2. Технология Dithering

Указанные недостатки цифрового звука достаточно просто реализуется применением технологии *Dithering*, которая 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.

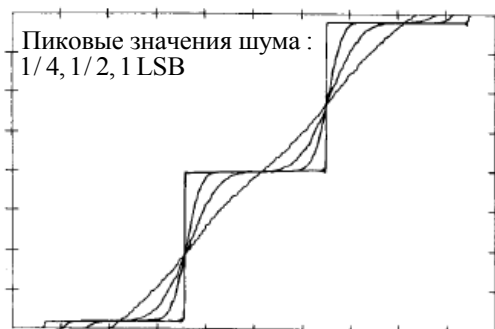


Рис.4.2. Линеаризация передаточной функции квантователя

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 производится 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 квантования происходит хаотическое перескакивание между соседними уровнями и в результате передаточная функция спрямляется (рис.4.2.). Чем больше пиковые значения шума относительно шага квантования, тем линейность передаточной функции становится лучше.

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

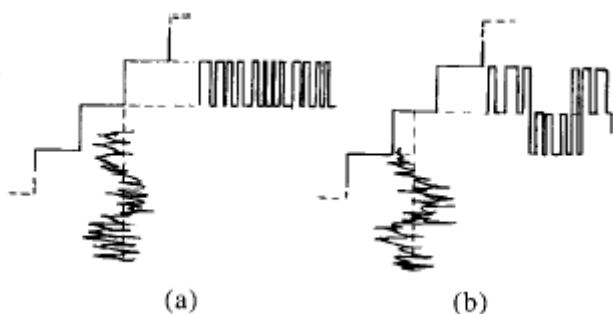


Рис.4.3. К вопросу расширения динамического диапазона АЦПс помощью технологии *Dithering*  
 а) – *truncating* б) *rounding*

амплитудой меньше 0,5 кванта при использовании технологии *Dithering* достигается необычным путем благодаря возникновению паразитной *модуляции шума дизеринга звуковым сигналом*. Это поясняется рис.4.3.

В квантователе с технологией *rounding* шум дизеринга 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 (временн-импульсная 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.

### 4.3. Характеристики шума, используемого в технологии *Dithering*

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 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 применяются при реквантизации кодовых слов в процессе редактирования цифровых данных, при фильтрации и изменении уровня.

*Спектральная плотность мощности* вводимого шума (*PSD-Power Spectral Density*)

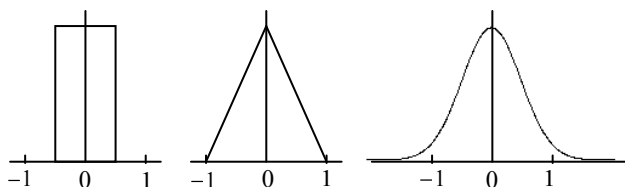


Рис. 4.4. Законы изменения плотности вероятности пиковых значений шума (PDF)

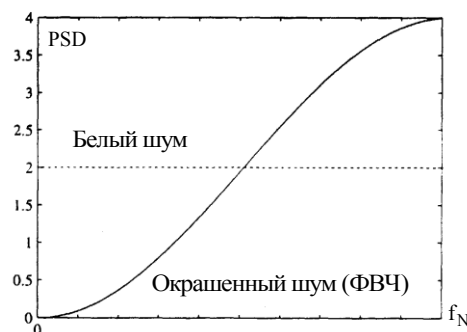


Рис.4.5. Графики спектральной плотности мощности шума

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-R1	$\pm Q$	$Q^2/3$	-6
Треугольный-T	$\pm Q$	$Q^2/6$	-4,77
Гаусса-G	$\pm 1,5Q$	$Q^2/4$	-6

чивается, а значение *SNR* уменьшается.

В табл.4.2. 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, 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 9* при выполнении операций реквантования звуковых файлов.

#### 4.4. Реквантование и dithering в программе Sound Forge 9

В программе *Sound Forge* технология *Dithering* используется только при реквантовании цифровых фонограмм. Могут быть реализованы следующие схемы реквантования :  $64 \Rightarrow 16(8)$  бит,  $32 \Rightarrow 16(8)$  бит,  $16 \Rightarrow 8$  бит. В лабораторной работе используется последний вариант, при котором искажения реквантования наиболее заметны.

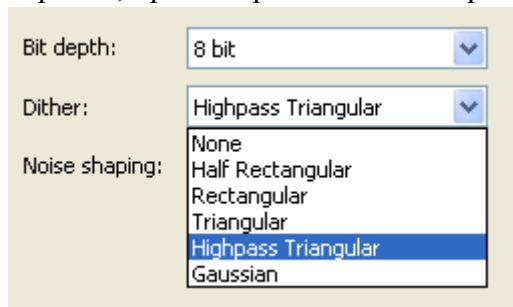


Рис.4.6. Dithering.  
Законы распределения шума в программе Sound Forge 9

Для исследований в лабораторной работе используется тестовая фонограмма с записью 16-ти разрядного сигнала с частотой 1 кГц и уровнем минус 40 дБ при частоте дискретизации 48 кГц, который подвергается реквантованию  $16 \Rightarrow 8$  бит с применением технологии *Dithering* с различными законами распределения шума.

В программе *Sound Forge* в технологии *Dithering* могут быть использованы 5 различных законов распределения шума (рис.4.6.). В приведенной на рисунке таблице первые два - это законы прямоугольного распределения шума с размахом от пика

до пика соответственно 1 и 2 младших разряда (*LSB*), обозначим их как *HR* и *R*. Третий – это распределение шума по треугольному закону с размахом два *LSB* (обозначим его буквой *T*). Четвертый – это распределение шума по треугольному закону с подъемом высоких частот с помощью фильтра, обозначим его как *HT*. Пятый – это распределение шума по закону Гаусса, обозначим его буквой *G*.

На рис.4.7 приведен спектр тестового 16 разрядного сигнала. Частота тестового сигнала  $F$  кратна частоте дискретизации  $f_s$ , и коэффициент кратности

$$k = \frac{f_s}{F}$$

является четным числом, поэтому в спектре этого сигнала ошибки квантования проявля-

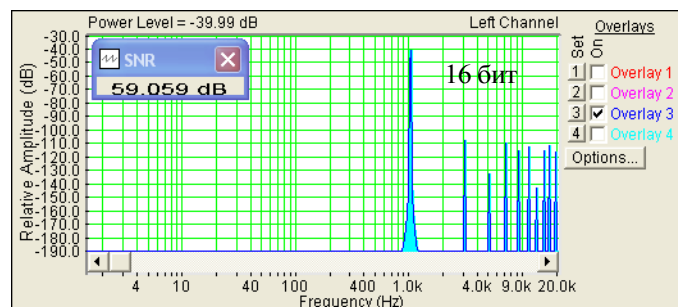


Рис.4.7. Спектр и SNR тестового сигнала

ются в виде только нечетные гармоник. 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. Измеренное в программе SpectraLab значение *SNR* 59 дБ достаточно близко к расчетному, равному 56 дБ. Значение *SNR* максимально при  $L_s$  равном нулю.

На рис. 4.8 . показано как видоизменяются осциллограмма реквантованного сигнала и значение  $SNR$  в результате применения технологии *Dithering* с разными законами распределения пиковых значений шума. 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 до 10,47 дБ, что несколько

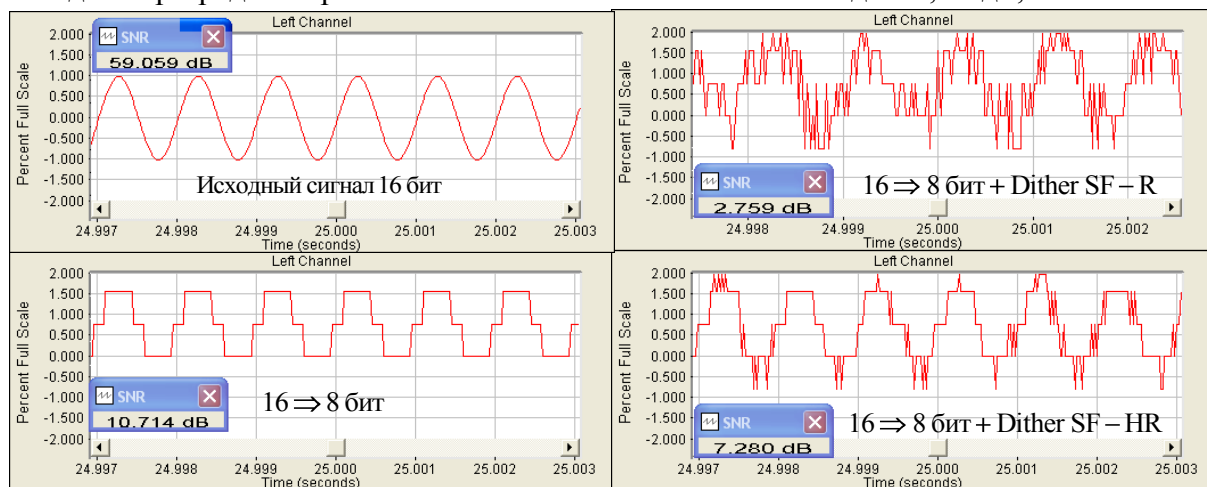


Рис.4.8. Осциллограммы реквантования сигнала 1000 Гц минус 40 дБ 16 бит в редакторе SF9

больше расчетного значения 8 дБ.

Для сравнения на рис.4.8. приведены осциллограммы реквантованных сигналов с применением технологий *Dithering R* и *HR*. В первом варианте используется белый шум, а во второй – окрашенный белый шум, формируемый с помощью фильтра высоких частот. В технологии *R* сигнал более сильно искажается шумом, и значение  $SNR$  значительно меньше.

На рис. 4.9 . показано как видоизменяется спектр реквантованного сигнала и значение  $SNR$  в результате применения технологии *Dithering* с разными законами распределения пиковых значений шума. 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.

При использовании технологии *Dithering* , как видно из рис. 4.9, независимо от закона распределения шума дискретный спектр ошибок квантования преобразуется в белый или окрашенный шум с уровнем спектральной плотности мощности шума реквантования  $PSD$  минус 80 ...90 дБ. Этот уровень  $L_n$  определяется равенством

$$L_n = -SNR_{max} - 10 \log\left(\frac{f_s}{2}\right).$$

В случае реквантования  $16 \Rightarrow 8$  бит  $L_n = -91,8$  дБ. Уровень  $PSD$  определяет нижнюю границу динамического диапазона звуковых сигналов, чем он ниже, тем динамический диапазон шире.

Из рис.4.9 следует, что в программе Sound Forge 9 все возможные варианты применения технологии *Dithering*, обеспечивают полную декорреляцию ошибок квантования и спектр шума весьма близок к равномерному, модуляционный шум отсутствует. Без использования технологии *Dithering* измеренное значение  $SNR$  равно 10,7 дБ, а расчетное 8 дБ. При использовании технологии *DitherG*  $SNR$  уменьшается почти на 10 дБ и  $L_n = -(85...80)$  дБ. Наилучшие результаты достигаются при использовании технологии *DitherHR*. При этом  $SNR$  уменьшается всего на 3,5 дБ и  $L_n = -(88...90)$  дБ.

В настоящее время стандартом AES17 принята технология декорреляции ошибок квантования, при которой используется случайный или псевдослучайный белый шум с треугольной формой огибающей плотности вероятности (*TPDF – Triangle Probability Density Function*) мгновенных значений шума с размахом от пика до пика 2 *LSB (Least*

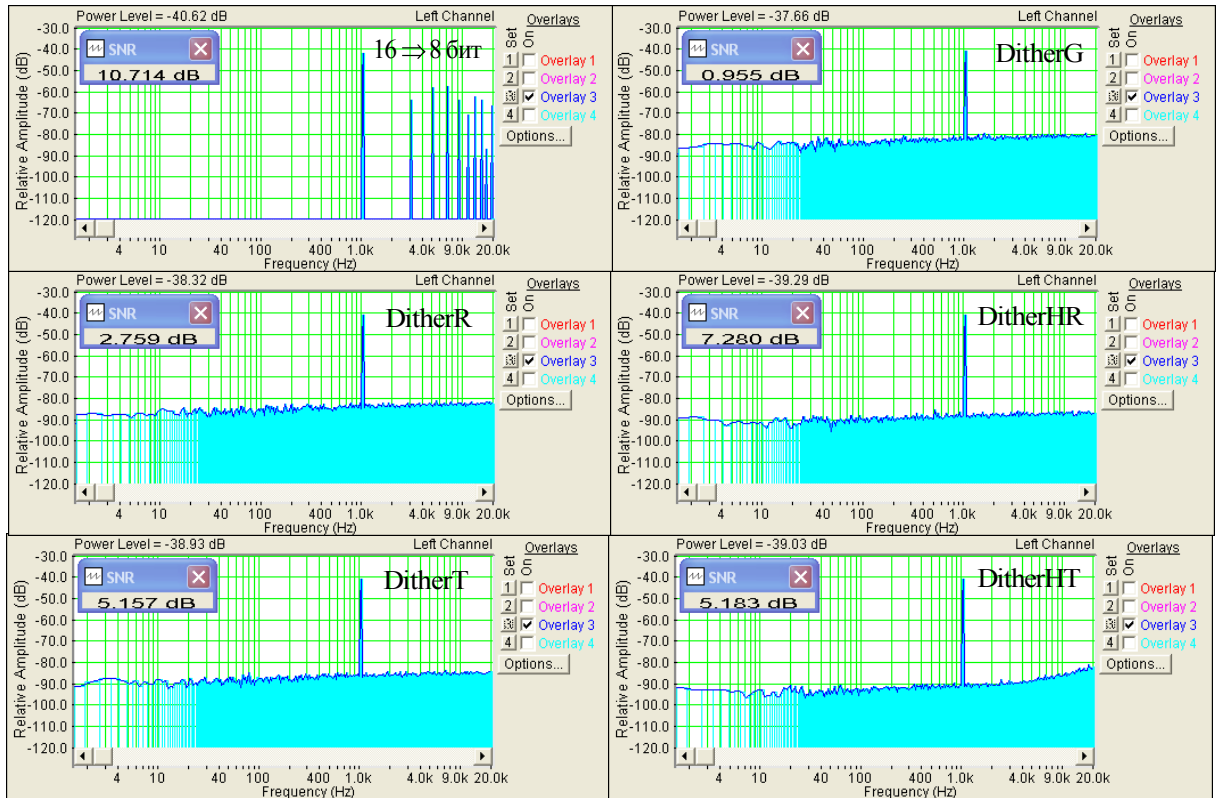


Рис.4.9. Спектры реквантованных сигналов 16 ⇒ 8 бит с различными законами распределения шума

*Significant Bit* – биты младших разрядов) и с равномерной спектральной плотностью мощности от 0 до частоты Найквиста. При использовании этой технологии измеренное значение SNR уменьшается на 5 дБ, но по отношению к расчетному всего на 3 дБ, как это должно быть теоретически.

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, зависящего 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 использовании 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<sub>s</sub>* рассчитывается по формуле

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

Если используется повышенная частота дискретизации *f<sub>s</sub>*, то формула принимает вид

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

#### 4.4. Слышимость ошибок и шума квантования технологии *Dithering*

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.

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:

1) 0 дБ в шкале *FS* всегда соответствует максимальный уровень звукового давления  $L_{\max} SPL$ .

2) 0 дБ в шкале *SPL* (порог слышимости) всегда соответствует уровню минус  $L_{\max} SPL$  в шкале *FS*.

Примем  $L_{\max} = 120 dB SPL$ , что соответствует давлению, близкого к болевому порогу слуха человека. Из рис.4.10 видно, при частоте ЗС 1 кГц абсолютный порог слышимости превышают только 3 и 5 гармоники спектра ошибок квантования.

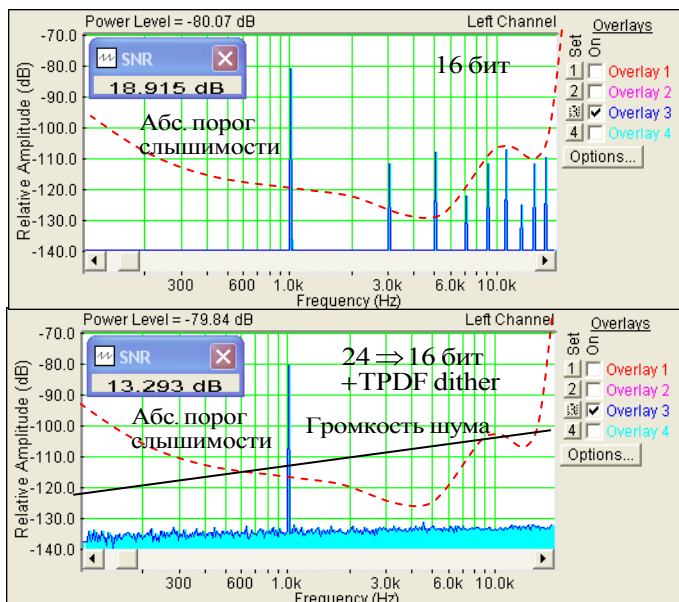


Рис.4.10. К вопросу слышимости ошибок и шума квантования

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 громкость 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 линией с крутизной подъема 3 дБ/окт (рис.4.10).

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 частотный 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 ⇒ 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 помощью 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.

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

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

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* по-

грешность 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 вводимого

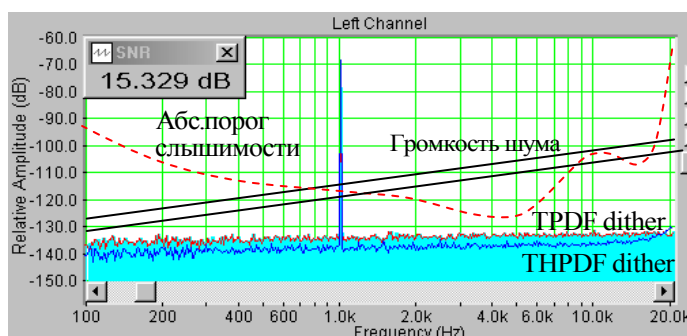


Рис.4.11. Спектры шума квантования при реквантовании

*Dither*.

При прослушивании ЗС может достаточно сильно маскировать шум реквантования выше по частоте, поэтому в лабораторной работе используются при прослушивании тестовый сигнал с высокой частотой (9000 Гц) в области минимальной чувствительности

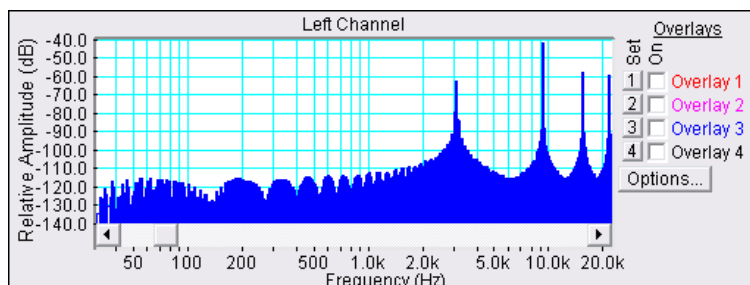


Рис.4.12. Спектр реквантованного сигнала 16⇒8 бит без технологии *Dithering* (9000,5 Гц – 40дБ)

слуха. Эта частота субкратна частоте дискретизации с коэффициентом кратности  $k = 16/3$ . У такого сигнала составляющие спектра ошибок квантования находятся как выше, так и ниже частоты ЗС. Как видно из рис.4.11, нижняя частота спектра равна 3000

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

белого шума в области частот выше 16...20 кГц до частоты Найквиста (рис.4.11). 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*



Гц, а в этой области чувствительность слуха наибольшая, и поэтому ошибки квантования хорошо слышны.

При отклонении частоты ЗС от субкратного значения все составляющие спектра модулируются частотой отклонения (в данном случае 0,5 Гц) и звучание ошибок квантования становится похоже на звук колокольчика. Без применения технологии *Dithering* дискретный спектр такого ЗС простирается от 0,5 Гц до 24 кГц. Он имеет гармоники, субгармоники и низкочастотные биения (рис.4.12). При этом ЗС ошибки квантования и шум практически не маскирует.

#### 4.5. 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.

### 5.Порядок выполнения лабораторной работы



#### 5.1. Подготовка к измерениям

В лабораторной работе производится реквантование фонограмм  $16 \Rightarrow 8$  бит с использованием технологии *Dithering*. В исходной фонограмме записан 16-ти разрядный ЗС с частотой 1 кГц и уровнем минус 40 дБ. Исследуется зависимости SNR и частотной зависимости спектральной плотности мощности шума квантования от закона распределения шума, используемого в технологии *Dithering*. Реквантование производится в звуковом редакторе *Sound Forge 9*, а измерения осуществляются в программе *SpectraLab*.

Громкость шума реквантования оценивается на слух в звуковом редакторе *Sound Forge 9*. Для этого используются 6 специальных реквантованных фонограмм, в которых записан ЗС с частотой 9000,5 Гц и уровнем минус 40 дБ, и используется технология *Dithering* с различными законами распределения шума.

- Включите компьютер
- Скопируйте с рабочего стола файл «Отчет LR-4 DA» на свою флешкарту, дайте ему свое имя в виде: «Группа»\_ «Фамилия (работавшего на клавиатуре)»\_ «Номер ЛР»\_ «Дата».
- Откройте этот файл и сверните его окно.


В файл этого отчета вы будете копировать все экспериментальные графики, и заносить в таблицы отчета результаты измерений сразу в процессе их получения. В день выполнения лабораторной работы отчет в электронном виде необходимо сдать преподавателю, только тогда работа считается выполненной.

- Кнопкой с пиктограммой  откройте и затем сверните окно программы **SoundForge 6**.
- Кнопкой с пиктограммой  откройте окно программы **SpectraLab**.

- Сделайте обязательные установки в микшере **Play Control**

Для этого двойным нажатием кнопки с пиктограммой  откройте его окно. Затем после команд **Параметры**  $\Rightarrow$  **Свойства** в появившемся окне **Свойства** выберите режим **Воспроизведение**. В выпадающем меню этого окна курсором отметьте регуляторы **Play Control**, **Wave (Звук)** и **Line in**, по команде **ОК** окна этих регуляторов появляются на экране монитора. Курсором включите первые два регулятора и поставьте их ползунки в верхнее положение шкалы. Регулятор **Line in** **обязательно выключите**. После этого окно микшера можно свернуть или вообще выключить.

- Сделайте обязательные установки в микшере **Record Control**

Для этого двойным нажатием кнопки с пиктограммой  откройте окно микшера **Play Control**. Затем после команд **Параметры**  $\Rightarrow$  **Свойства** в появившемся окне **Свойства** выберите режим **Запись**. В выпадающем меню этого окна курсором отметьте регуляторы **Microphone** и **Line in**. По команде **ОК** окна этих регуляторов появляются на экране монитора. Курсором поставьте их ползунки в верхнее положение шкалы.

- Курсором сначала включите регулятор в режим **Microphone**, затем переключите в режим **Line in**

## 5.2. Реквантование тестовой фонограммы 16 $\Rightarrow$ 8 бит

### 5.2.1. Реквантование тестовой фонограммы без применения технологии **Dithering**

- Откройте окно программы SoundForge 9
- В меню **SoundForge 9** нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню по адресу **C:/audio/speclab/wave** откройте файл тестового сигнала **1000 гц –40дб 16 бит.wav**
- В меню программы **SoundForge** выберите **Process** и затем **Bit-Depth-Converter**. В открывшемся окне установите **Bit Depth – 8 bit**, **Dither – None**, **Noise Shaping-off** и нажмите кнопку **ОК**
- В меню Sound Forge 9 нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Safe As**. Сохраните этот файл под названием **1000 None** по адресу: **C:/audio/speclab/wave**

### 5.2.2. Реквантование тестовой фонограммы с применением шума с равномерным законом распределения

- Повторите операции по пунктам раздела 5.2.1 введя: **Dither – Rectangular**, сохраните файл под названием **1000 R**

### 5.2.3. Реквантование тестовой фонограммы с применением шума с равномерным законом распределения

- Повторите операции по пунктам раздела 5.2.1 введя: **Dither – Half Rectangular**, сохраните файл под названием **1000 HR**

### 5.2.4. Реквантование тестовой фонограммы с применением шума с треугольным законом распределения

- Повторите операции по пунктам раздела 5.2.1 введя: **Dither – Triangular**, сохраните файл под названием **1000 T**

### 5.2.4. Реквантование тестовой фонограммы с применением шума с треугольным законом распределения и подъемом высоких частот

- Повторите операции по пунктам раздела 5.2.1 введя: **Dither – High pass Triangular**, сохраните файл под названием **1000 HT**

### 5.2.5. Реквантование тестовой фонограммы с применением шума с гауссовым законом распределения

- Повторите операции по пунктам раздела 5.2.1 введя: **Dither – Gaussian** , сохраните файл под названием **1000 G**

## 5.3. Измерение спектра и SNR реквантованных фонограмм

### 5.3.1. Подготовка к измерениям спектров тестовых сигналов

- Откройте окно программы SpectraLab
- В программе **SpectraLab** загрузите файл **LR-4.1 DA.cfg**, который конфигурирует схему измерений и устанавливает все необходимые опции для выполнения настоящего раздела лабораторной работы.

Для этого в меню **Config** выберите опцию **Load Configuration** и в выпадающем меню выберите файл **LR-4.1 DA cfg** .

### 5.3.2. Спектр и осциллограмма сигнала 1000 None

- В меню программы **SpectraLab** нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Open**. В открывшемся окне в папке по адресу **C:/audio/speclab/wave** выберите тестовый сигнал **1000 None**
- По команде **Run** начните измерение. Через 10...30 с , когда графики перестанут видеоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений.
- Значение SNR занесите в табл.4.3.и 4.4, скопируйте график спектра в файл вашего отчета

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду **“Copy as a bitmap”**. Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка.

- Подберите для осциллограммы масштаб по оси времени при котором видны 5...6 периодов сигнала.

Для этого активизируйте окно осциллограммы с помощью курсора. Затем курсором нажимайте кнопку



с пиктограммой до тех пор пока на экране будет 5...6 периодов сигнала.

- Скопируйте осциллограмму в файл вашего отчета

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду **“Copy as a bitmap”**. Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка.

### 5.4.3. Спектр и осциллограмма сигнала 1000 R

- Повторите измерения по п. 5.3.2.

### 5.4.4. Спектр и осциллограмма сигнала 1000 HR

- Повторите измерения по п. 5.3.2.

### 5.4.5. Спектр и осциллограмма сигнала 1000 T

- Повторите измерения по п. 5.3.2.

### 5.4.6. Спектр и осциллограмма сигнала 1000 HT

Повторите измерения по п. 5.3.2.

### 5.4.4. Спектр и осциллограмма сигнала 1000 G

- Повторите измерения по п. 5.3.2.
- Сформулируйте выводы по результатам измерения

Табл.4.3. Зависимость SNR от закона распределения шума						
Законы распределения шума в технологии Dithering						
	None	R	HR	G	T	HT
SNR, dB						

## 5.6. Исследование громкости шума реквантования

### 5.6.1. Спектр тестового сигнала

- В меню программы **SpectraLab** нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Open**. В открывшемся окне в папке по адресу **C:/audio/speclab/wave** выберите тестовый сигнал **9000,5 None**
- По команде **Run** начните измерение. Через 10...30 с, когда графики перестанут видеоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений.
- Скопируйте график спектра в файл вашего отчета

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду **“Copy as a bitmap”**. Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка.

### 5.3.2. Звучание ошибок реквантования

- Откройте программу **Sound Forge 9** и в меню **File** по адресу **C:/audio/speclab/wave** откройте папку **wave** с файлами тестовых сигналов.
- Наденьте наушники и прослушайте как звучат ошибки реквантования тестового сигнала без применения технологии **Dithering**

Для этого в окне с названиями всех реквантованных файлов курсором выделите файл **9000,6 None** и слушайте.

### 5.3.3. Оценка громкости шума реквантования

- Наденьте наушники и на слух сравните относительную громкость шума реквантования тестовых сигналов из табл. 4.4. с применением технологии **Dithering**. Цифрами от 1 до 5 оцените громкость шума. 1- самый громкий шум и 5 – самый тихий. Звуки с одинаковой громкостью обозначьте одной цифрой

Для этого в окне с названиями всех реквантованных файлов курсором выделяйте файлы **9000,5 R, HR, T, HT, G** и слушайте.

- По результатам измерений сформулируйте выводы. Сопоставьте громкость шума и значение **SNR**, есть между ними корреляция или нет.

Табл.4.4. Исследование громкости шума реквантования технологии Dithering		
Тестовые сигналы	SNR, dB	Громкость шума
9000,5 None (Звучание ошибок)		-----
9000,5 R		
9000,5 HR		
9000,5 T		
9000,5HT		
9000,5G		

## 6. Контрольные вопросы

1. Сформулируйте суть технологии **Dithering**
2. Что понимается под термином «Реквантование»
3. Какие проблемы решает технология **Dithering**
4. Какие законы распределения шума в технологии **Dithering** используются в программе **Sound Forge 9**
5. Перечислите основные недостатки технологии **Dithering**

6. Как меняется значение  $SNR$  в зависимости от закона распределения шума в технологии *Dithering* программы *Sound Forge 9*
7. Что означает «Окрашенный шум» и зачем он применяется в технологии *Dithering*
8. Связана ли громкость восприятия шума реквантования со значением  $SNR$
9. Почему необходимо для оценки громкости шума реквантования использовать тестовые сигналы с частотой субкратной частоте дискретизации
10. В каких случаях можно и нельзя использовать технологию *Dithering*

## **7. Содержание отчета**

- 7.1. Титульный лист
- 7.2. Цель работы
- 7.3. Задание к лабораторной работе
- 7.4. Функциональная схема измерений
- 7.5. Результаты измерений в виде графиков
- 7.6. Таблицы с результатами измерений и расчетов
- 7.7. Выводы по результатам измерений

## **8. Литература**

1. Вологдин Э.И. Стандарты и системы цифровой звукозаписи. Конспект лекций. СПб, ГУТ. 2008
2. Вологдин Э.И. Слух и восприятие звука. Учебное пособие. СПб, ГУТ. 2004.

# ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR-5 DA

## ИССЛЕДОВАНИЕ АУДИО ТЕХНОЛОГИИ NOISE SHAPING

### 1. Цель работы

Целью лабораторной работы является ознакомление студентов с технологией повышения качества цифрового звука на основе технологии *Noise Shaping (NS)* с использованием компьютерной программы *SpectraLab* и звуковых редакторов *SoundForge 9*, *Audition 3* и *Steinberg WaveLab*.

### 2. Задание к лабораторной работе

- Изучить программу *SoundForge 9* в объеме, необходимом для записи тестовых сигналов с использованием реквантования  $16 \Rightarrow 8$  бит с применением технологии *NS*.
- Изучить программу *Audition 3* в объеме, необходимом для записи тестовых сигналов с использованием реквантования  $16 \Rightarrow 8$  бит с применением технологии *NS*.
- Изучить программу *Steinberg WaveLab* в объеме, необходимом для записи тестовых сигналов с использованием реквантования  $16 \Rightarrow 8$  бит с применением технологии *NS*.
- Изучить программу *SpectraLab* в объеме, необходимом для измерения амплитудно-частотных характеристик и отношения сигнал/шум цифровых фонограмм.
- В звуковых редакторах *SoundForge*, *Audition* и *Steinberg WaveLab* осуществите реквантование 16-ти разрядных тестовых сигналов с использованием двух различных технологий *NS*.
- В программе *SpectraLab* измерьте АЧХ и *SNR* реквантованных сигналов.
- Сравните громкость шума реквантованных сигналов при использовании только технологии *TPDF Dither* и при использовании различных технологий *NS*.
- Сравните громкость шума реквантованных сигналов при использовании различных технологий *NS*.
- Сформулировать выводы по результатам измерений и составить отчет по работе.

### 3. Функциональная схема измерений

В лабораторной работе производится реквантование фонограмм  $16 \Rightarrow 8$  бит с использованием технологий *Dithering TPDF* и *Noise Shaping*. В исходной фонограмме записан 16-ти разрядный ЗС с частотой 1 кГц и уровнем минус 30 дБ. Исследуется зависимость *SNR* и частотной зависимости спектральной плотности мощности шума реквантования от типа фильтров, используемых в технологии *Noise Shaping* в трех звуковых редакторах: *Sound Forge 6 (SF)*, *WaveLab (WL)* и *Audition 1,5 (AU)*. Измерения значения *SNR* и спектров реквантованных сигналов осуществляются в программе *SpectraLab*.

Громкость шума реквантования оценивается на слух в звуковом редакторе *Sound Forge 6*. Для этого используются 6 специальных реквантованных фонограмм, в которых записан ЗС с частотой 9000,5 Гц и уровнем минус 40 дБ.

## 4. Методические указания

### 4.1. Технология *Noise Shaping*

Под технологией *Noise Shaping (NS)* понимается преобразование огибающей спектральной плотности мощности шума квантования (*PDF*). 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, проводимой перед записью музыкальных программ, 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.

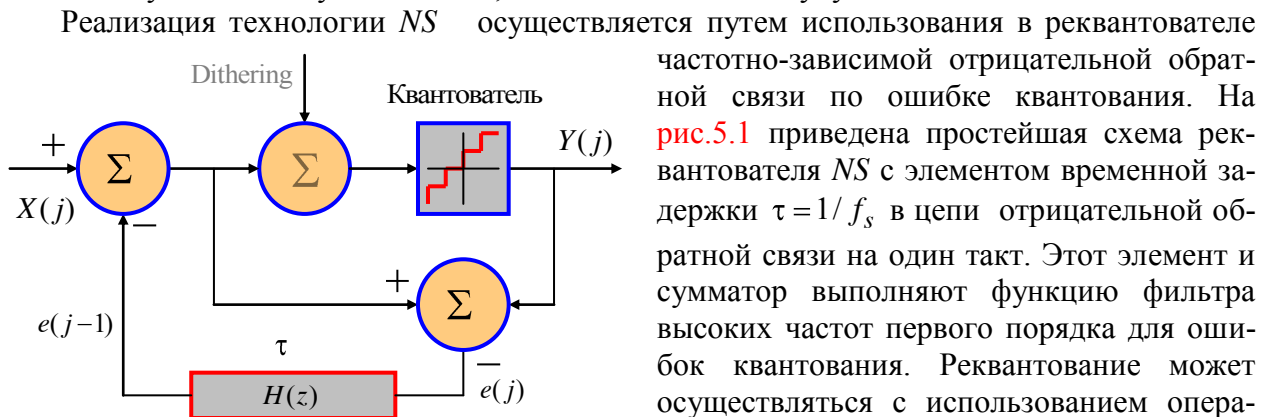


Рис.5.1. Схема реквантователя *NS* первого порядка

частотно-зависимой отрицательной обратной связи по ошибке квантования. На рис.5.1 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 реквантователя 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 уравнивать 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-разрядном 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:

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

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,

$\eta$  – нормализованная частота,  $f_s$  – частота дискретизации. Таким образом, как следует из

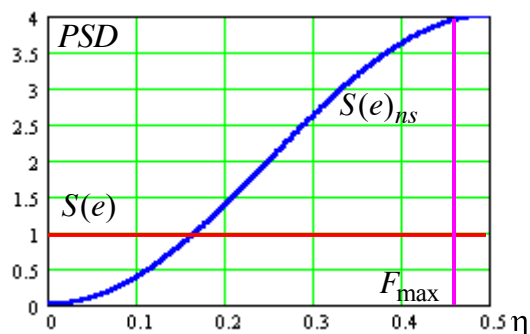


Рис.5.2. Спектральные плотности шума квантования

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. 5.2. 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



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

где  $\theta_1 = \frac{2\pi F_{\max}}{f_s}$ ,  $F_{\max}$  - 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 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 ухудше-

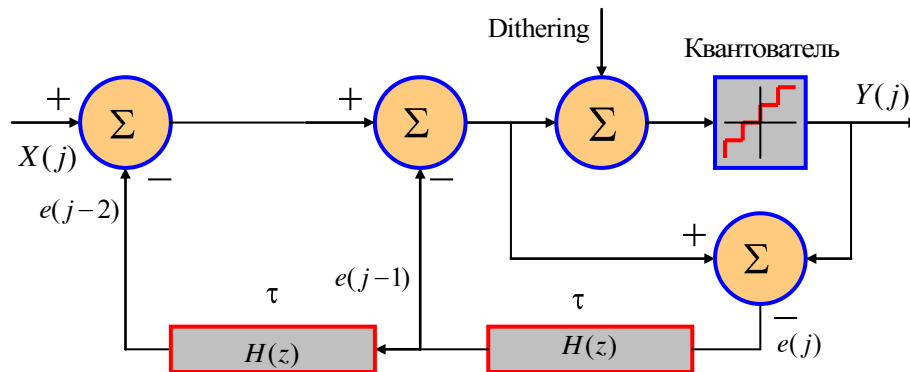


Рис.5.3. Схема реквантователя NS второго порядка

нию 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.5.3 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  $\zeta$  порядка

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

а спектральная плотность мощности шума квантования определяется равенством

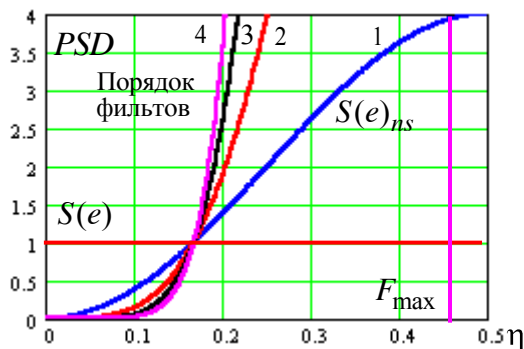


Рис.5.4. Спектральные плотности шума квантования

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

Из этих формул и графиков на [рис.5.4](#) 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  $\zeta$  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.

### 4.3. Технология *Noise Shaping* ( $NS$ ) в звуковых редакторах

Технология  $NS$  работает только при условии, что с помощью технологии ошибки квантования преобразованы в шум, в белый или окрашенный с подъемом в области высоких частот. В большинстве звуковых редакторов в процессе реквантования используется технология *Dithering* с треугольным законом распределения плотности вероятности белого шума, сокращенно обозначим ее  $TD$ .

В технологии  $NS$  могут использоваться фильтры 1, 2 и более высоких порядков, вплоть до 12. Фирмы изготовители эти данные не публикуют, поэтому результаты применения такой технологии могут самыми различными, это касается огибающей *спектральной плотности мощности шума квантования (PSD)* и значения  $SNR$ . В настоящей лабораторной работе исследуется работа трех наиболее известных звуковых редакторов: *Sound Forge 9 (SF)*, *Audition 3 (Au)* и *Steinberg WavLab (St)*.

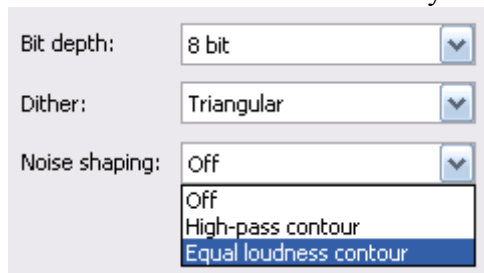


Рис.5.5. Технология  $NS$  в редакторе *Sound Forge 9*

В звуковом редакторе *SF* предусмотрены только два варианта реализации технологии  $NS$  с использованием технологии  $TD$  ([рис.5.5](#)):

- Применение фильтра высоких частот, формирующего огибающую спектральной плотности мощности с подъемом в области высоких частот - *High-pass contour (HP)*,
- Применение фильтра, формирующего огибающую спектральной плотности мощности, при которой обеспечивается равная громкость шума во всем звуковом диапазоне частот - *Equal loudness contour (EL)*.

В приведенных далее примерах рассматривается реквантование звукового сигнала 16 – 8 бит с частотой 1 кГц и уровнем минус 40 дБ при частоте дискретизации 48 кГц. На [рис.5.6](#) представлены спектры шума реквантования с использованием технологий  $HP$  и  $EL$  звукового редактора *Sound Forge 9*. В этих рисунках синий график это график  $PSD$  реквантованного сигнала с использованием только технологии  $TD$ , а красный – это графики  $PSD$  технологий  $TD+EL$  и  $TD+HP$ .

При использовании только технологии *Dither* значение *SNR* рассчитывается по формуле

$$SNR_L = 6.02q + L_s - 3.02,$$

$$SNR_{max} = 6.02q - 3.02$$

где  $q$  – число разрядов,  $L_s$  – уровень сигнала в дБ. Измеренное в программе *SpectraLab* значение *SNR* 5.16 дБ, что достаточно близко к расчетному, равному 5 дБ.

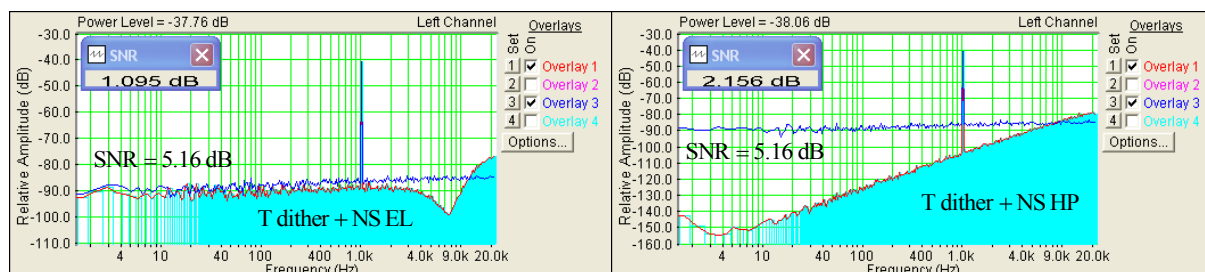


Рис.5.6. Спектр шума реквантования 16 – 8, бит с применением технологий TPDF Dither и Noise Shaping с фильтрами EL и HP в звуковом редакторе Sound Forge 9

Как видно из рис.5.6, ухудшение *SNR* при использовании технологии *Noise Shaping* по отношению к технологии *TD* в обоих случаях незначительно (4 и 3 дБ). Форма огибающей спектра шума с фильтром *HP* соответствует ожидаемой. Форма огибающей спектра шума с фильтром *EL* моделирует график равной громкости шума на всех частотах.

Выбор одного или другого фильтра делается только на основании прослушивания музыкального материала и некоторое значение имеет значение *SNR* (насколько оно ухудшается относительно шума технологии *Dithering*).

При использовании только технологии *Dithering* дискретный спектр ошибок квантования преобразуется в белый или окрашенный шум с уровнем спектральной плотности мощности минус 80 ...90 дБ. Этот уровень  $L_n$  определяется равенством

$$L_n = -SNR_{max} - 10 \log\left(\frac{f_s}{2}\right).$$

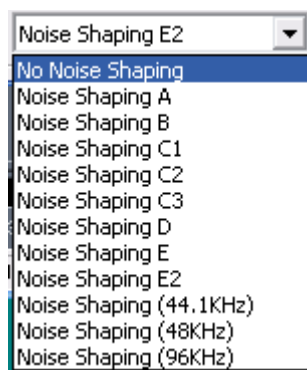


Рис.5.7. Технология *NS* в редакторе *Audition*

В случае реквантования  $16 \Rightarrow 8$  бит  $L_n = -91,8$  дБ. Уровень *PSD* определяет нижнюю границу динамического диапазона звуковых сигналов, чем он ниже, тем динамический диапазон шире. Поэтому важно, что происходит с уровнем спектральной плотности мощности шума квантования при использовании технологии *Noise Shaping*.

Как видно из рис.5.6., в случае применения технологии *NS EL* уровень спектральной плотности шума квантования уменьшается только в узком диапазоне около 9 кГц, тогда как при использовании технологии *NS HP* этот уровень на низких частотах уменьшается до минус 140 дБ на частоте 20 Гц и постепенно повышается к высоким частотам.

В звуковом редакторе *Audition 3* предусмотрены 11 вариантов реализации технологии *NS* (рис.5.7), но никакой информации о применяемых фильтрах и их порядке нет. Поэтому о них можно догадываться путем сравнения с графиками редактора *SF*. Для исследований были выбраны только два варианта реализации технологии *NS*: *C3* и *D*, которые существенно отличаются графиками спектров шума реквантования.

Из графика спектра *PDF* на рис.5.8. можно сделать вывод, что в варианте *C3* с помощью по видимому простейшего фильтра осуществляется небольшой подъем высоких час-

тот, поэтому  $SNR$  уменьшается всего на 2,5 дБ. При этом уровень спектральной плотности мощности шума квантования уменьшается примерно на 5...6 дБ.

График спектра в варианте  $D$  очень похож на график варианта  $HP$  редактора  $SF$ , но из-за большего подъема самых высоких частот  $SNR$  уменьшается на 14 дБ. По видимому фильтрация осуществляется с помощью фильтра высоких частот высокого порядка.

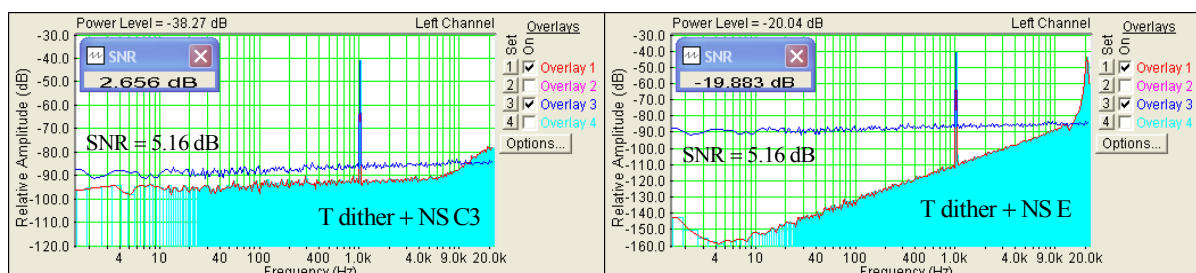


Рис.5.8. Спектры шума реквантования 16 – 8 бит с применением технологий TPDF Dither и Noise Shaping C3 и E звуковом редакторе Audition

В звуковом редакторе *Steinberg WaveLab* предусмотрены 6 вариантов реализации технологии  $NS$  (рис.5.9), с использованием шума с двумя разными законами распределения: 11, 12, 13, 21, 22 и 23. Никакой информации о применяемых фильтрах и их порядке нет.



Рис.5.9. Технология  $NS$  в редакторе WaveLab

Наиболее вероятно, что цифрой 1 обозначена технология TD с использованием белого шума, а цифрой 2 – с использованием окрашенного шума. Для исследования были выбраны два варианта: 11 и 23.

Из графиков на рис.5.10. следует, что в варианте  $NS$  11 используется фильтр верхних частот, который осуществляет достаточно большой подъем частот выше 8 кГц. Благодаря этому уровень спектральной плотности мощности шума квантования снизился примерно на 6 дБ, но зато  $SNR$  ухудшился на 8 дБ.

В варианте  $NS$  23 по видимому используется фильтр равной громкости шума, как и в редакторе  $SF$ , но осуществляется еще сильный подъем частот выше 11 кГц, почти на 55 дБ. Из-за этого значение  $SNR$  ухудшается на 21 дБ и достигает значения минус 26,5 дБ (очень много). Этот шум может перегружать электрический тракт звукоусиления. Важно, что в обоих вариантах уровень  $PSD$  остается постоянным в широком диапазоне частот, что расширяет динамический диапазон.

На рис. 5.10. для звукового редактора  $WL$  показано как видоизменяется осциллограм-

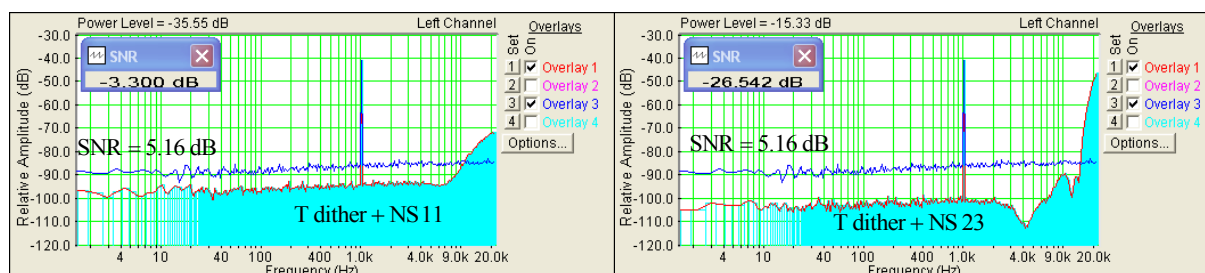


Рис.5.10. Спектры шума реквантования сигналов 16 – 8 бит с использованием технологий TPDF + NS 11 и TPDF+ NS 23 в звуковом редакторе Steinberg WaveLab

ма реквантованного сигнала и значение  $SNR$  в результате применения двух вариантов использования технологии  $Noise Shaping$ . 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 до 10,47 дБ, что несколько больше расчетного значения 8 дБ.

Для сравнения на рис.5.10. приведены осциллограммы реквантованных сигналов с применением технологий *NS11* и *NS23*. В первой используется белый шум, а во второй – окрашенный белый шум с использованием фильтра высоких частот. При использова-

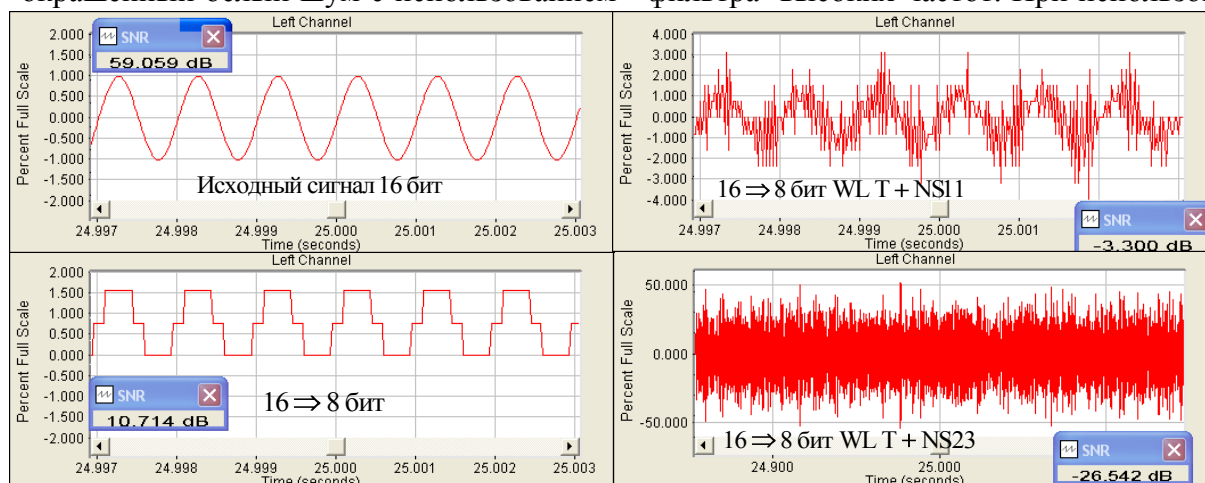


Рис.5.10. Осциллограммы реквантования сигнала 1000 Гц минус 40 дБ 16 – 8 бит в редакторе WL

нии первого варианта значение *SNR* ухудшается на 14 дБ, но на осциллограмме сигнал еще виден. При использовании второго варианта *SNR* уменьшается на 37 дБ, это значит что шум превышает сигнал почти в 100 раз. Тем не менее сигнал слышен хорошо, а шум плохо.

#### 4.5. Слышимость шума квантования при использовании технологии *NS*

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. Для иллюстрации графиков сравнительной слышимости шума при использовании только технологии *TPDF Dither* и одновременно двух технологий: *TPDF Dither+Noise Shaping* был использован звуковой редактор *Steinberg WaveLab*. При этом использовалось реквантование 24⇒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 дизеринга типа 1 и *NS* типа 3.

На рис. 5.11. 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.

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. Таблицы 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.

В логарифмической шкале частот график частотной зависимости громкости белого шума достаточно точно представляется прямой линией с крутизной подъема 3 дБ/окт

(рис.5.11.). На графике это **синяя линия** с подъемом в области высоких частот, она характеризует громкость шума квантования при использовании только технологии *TPDF Dither*. Черная линия на графике характеризует громкость шума при использовании технологии *TD+NS 23*. **Красная линия** на рисунке определяет уровень шума реквантования при использовании только технологии *TD*.

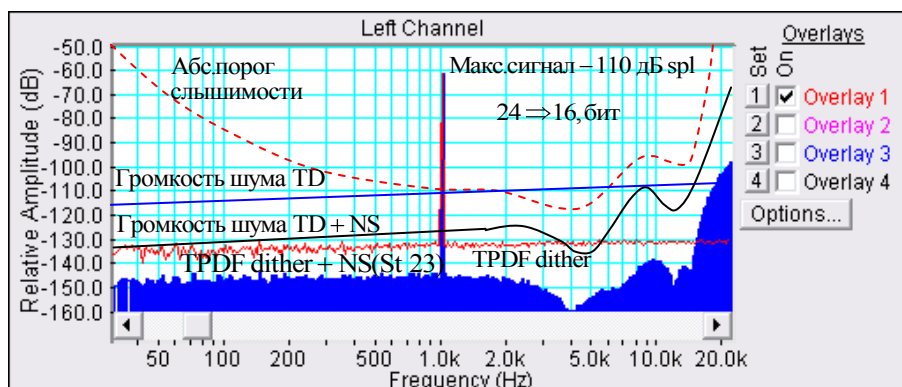


Рис.5.11. К вопросу слышимости шума при использовании технологий TD и TD+NS 23

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  $L_{\max} SPL$ . Это значит, что порог слышимости в шкале *FS* зависит от  $L_{\max} SPL$ .

Уровень звукового давления 120 дБ *SPL* соответствует болевому порогу слуха человека, максимально комфортное звуковое давление в театре и домашних условиях равно 100...105 дБ *SPL*. Поэтому примем  $L_{\max} = 110dB SPL$ , тогда как порог слышимости на частоте 2 кГц в шкале *FS* будет равным минус 110 дБ *FS*. Как видно **рис.5.12.**, шум кван-

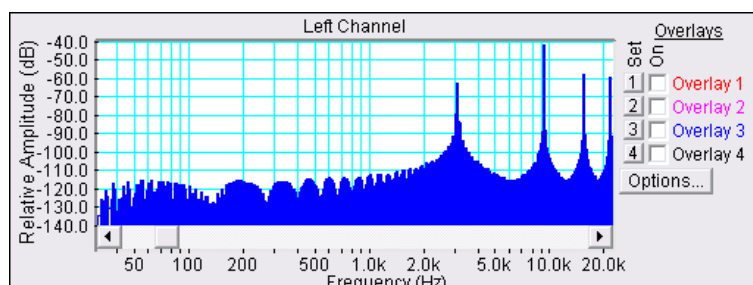


Рис.5.12. Спектр реквантованного сигнала 16 => 8 бит без технологии *Dithering* (9000,5 Гц – 40дБ)

тования технологии *Dithering* слышен только в узком частотном диапазоне от 2 до 7 кГц. Очевидно, что при уменьшении звукового давления до 100 дБ *SPL* график абсолютного порога слышимости в шкале *FS* поднимется вверх и шум квантования будет вообще не слышен.

График громкости шума квантования при использовании технологии *NS* также производится по его спектральной плотности мощности с использованием корректирующих коэффициентов, о которых говорилось выше. Как видно, из **рис.5.11.**, Этот график лежит ниже графика абсолютного порога слышимости на 10...20 дБ во всем звуковом диапазоне и, поэтому шум квантования не слышен. Он не будет слышен и при повышении  $L_{\max} SPL$  до 120 дБ.

При прослушивании ЗС может достаточно сильно маскировать шум реквантования выше по частоте, поэтому в лабораторной работе используются при прослушивании тестовый сигнал с высокой частотой (9000 Гц) в области минимальной чувствительности

слуха. Эта частота субкратна частоте дискретизации с коэффициентом кратности  $k = 16/3$ . У такого сигнала составляющие спектра ошибок квантования находятся как выше, так и ниже частоты ЗС. Как видно из рис.5.12, нижняя частота спектра равна 3000 Гц, а в этой области чувствительность слуха наибольшая, и поэтому ошибки квантования хорошо слышны.

При отклонении частоты ЗС от субкратного значения все составляющие спектра модулируются частотой отклонения (в данном случае 0,5 Гц) и звучание ошибок квантования становится похоже на звук колокольчика. Без применения технологии *Dithering* дискретный спектр такого ЗС простирается от 0,5 Гц до 24 кГц. Он имеет гармоники, субгармоники и низкочастотные биения (рис.4.11). При этом ЗС ошибки квантования и шум практически не маскирует

## 5. Порядок выполнения лабораторной работы





### 5.1. Подготовка к измерениям

В лабораторной работе производится реквантование фонограмм  $16 \Rightarrow 8$  бит с использованием технологии *Noise Shaping*. В исходной фонограмме записан 16-ти разрядный ЗС с частотой 1 кГц и уровнем минус 40 дБ. Исследуется зависимости *SNR* и частотной зависимости спектральной плотности мощности шума реквантования от типа фильтров, используемых в трех звуковых редакторах (*SF*, *WL* и *AU*). Измерения значения *SNR* и спектров реквантованных сигналов осуществляются в программе *SpectraLab*.

Громкость шума реквантования оценивается на слух в звуковом редакторе *Sound Forge*. Для этого используются 6 специальных реквантованных фонограмм, в которых записан ЗС с частотой 9000,5 Гц и уровнем минус 40 дБ. При реквантовании используется технология *Noise Shaping* различных звуковых редакторов.


- Включите компьютер
- Скопируйте с рабочего стола файл «Отчет LR-5 DA» на свою флешку, дайте ему свое имя в виде: «Группа»\_ «Фамилия (работавшего на клавиатуре)»\_ «Номер ЛР»\_ «Дата».
- Откройте этот файл и сверните его окно.

В файл этого отчета вы будете копировать все экспериментальные графики, и заносить в таблицы отчета результаты измерений сразу в процессе их получения. В день выполнения лабораторной работы отчет в электронном виде необходимо сдать преподавателю, только тогда работа считается выполненной.

- Кнопкой с пиктограммой  откройте и затем сверните окно программы **SoundForge 9**.
- Кнопкой с пиктограммой  откройте и затем сверните окно программы **Audition 1.5**.
- Кнопкой с пиктограммой  откройте и затем сверните окно программы Steinberg **WavaLab**.
- Кнопкой с пиктограммой  откройте окно программы **SpectraLab**.
- Сделайте обязательные установки в микшере **Play Control**

Для этого двойным нажатием кнопки с пиктограммой  откройте его окно. Затем после команд **Параметры**  $\Rightarrow$  **Свойства** в появившемся окне **Свойства** выберите режим **Воспроизведение**. В выпадающем меню этого окна курсором отметьте регуляторы **Play Control**, **Wave (Звук)** и **Line in**, по команде **ОК** окна этих регуляторов появляются на экране монитора. Курсором включите первые два регулятора и поставьте их ползунки в верхнее положение шкалы. Регулятор **Line in** **обязательно выключите**. После этого окно микшера можно свернуть или вообще выключить.

- Сделайте обязательные установки в микшере **Record Control**

Для этого двойным нажатием кнопки с пиктограммой  откройте окно микшера **Play Control**. Затем после команд **Параметры** ⇒ **Свойства** в появившемся окне **Свойства** выберите режим **Запись**. В выпадающем меню этого окна курсором отметьте регуляторы **Microphone** и **Line in**. По команде **ОК** окна этих регуляторов появляются на экране монитора. Курсором поставьте их ползунки в верхнее положение шкалы.

- Курсором сначала включите регулятор в режим **Microphone**, затем переключите в режим **Line in**

## 5.2. Реквантование тестовых фонограмм 16 ⇒ 8 бит с применением технологий **Dithering** и **Noise Shaping**

### 5.2.1. Реквантование тестовых фонограмм с применением технологии **Noise Shaping** в редакторе **Sound Forge 9**

- Откройте окно программы **SoundForge 9**
- В меню **SoundForge** нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню по адресу **C:/audio/speclab/wave** откройте тестовый сигнал 1000 гц –40дб 16 бит.wav
- В меню **SoundForge** выберите **Process** и затем **Bit-Depth-Converter**. В открывшемся окне установите **Bit Depth – 8 bit**, **Dither – Triangular**, **Noise Shaping – off** и нажмите кнопку **ОК**
- В меню **SoundForge** нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Safe As** Сохраните файл под названием **SF 1000 TD Off** по адресу: **C:/audio/speclab/wave**
- В меню **SoundForge** нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню по адресу **C:/audio/speclab/wave** откройте тестовый сигнал 1000 гц –40дб 16 бит.wav
- В меню **SoundForge** выберите **Process** и затем **Bit-Depth-Converter**. В открывшемся окне установите **Bit Depth – 8 bit**, **Dither – Triangular**, **Noise Shaping – High pass contour** и нажмите кнопку **ОК**
- В меню **SoundForge** нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Safe As** Сохраните файл под названием **SF1000 NS T+HP**: **C:/audio/speclab/wave**
- В меню **SoundForge** нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню по адресу **C:/audio/speclab/wave** откройте тестовый сигнал 1000 гц –30дб 16 бит.wav
- В меню **SoundForge** выберите **Process** и затем **Bit-Depth-Converter**. В открывшемся окне установите **Bit Depth – 8 bit**, **Dither – Triangular**, **Noise Shaping – Equal loudness contour** и нажмите кнопку **ОК**. Сохраните файл под названием **SF1000 NS T+EL** по адресу: **C:/audio/speclab/wave**

### 5.2.2. Реквантование тестовых фонограмм с применением технологии **Noise Shaping** в редакторе **Audition**

- Откройте окно программы **Audition**
- В меню **Audition** нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню по адресу **C:/audio/speclab/wave** откройте тестовый сигнал 1000 Гц –40дб 16 бит.wav
- В меню **Audition** выберите **Edit** и затем **Convert sample type**. В открывшемся окне установите **Resolution – 8 бит**, **Dither – Triangular**, **Noise Shaping – C3** и нажмите кнопку **ОК**
- В меню **Audition** нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Safe As**



Сохраните файл под названием **AU 1000 NS T+C3** по адресу: `C:/audio/speclab/wave`

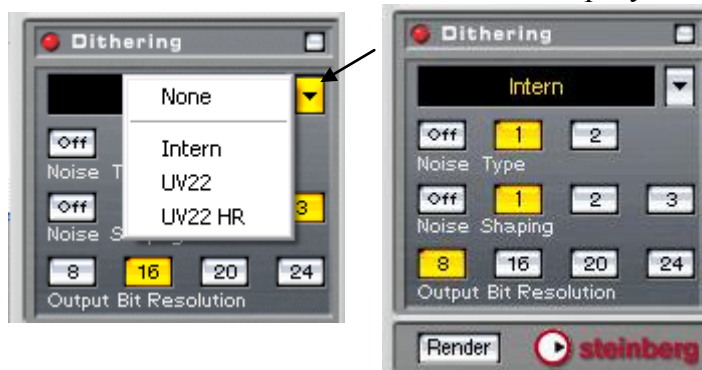




Рис.5.13. Окно редактора WaveLab

- В меню Audition нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню по адресу `C:/audio/speclab/wave` откройте тестовый сигнал 1000 гц –40дб 16 бит.wav
- В меню Audition выберите **Edit** и затем **Convert sample type**. В открывшемся окне установите **Resolution – 8 бит, Dither – Triangular, Noise Shaping – D** и нажмите кнопку **OK**
- В меню Audition нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Safe As** Сохраните файл под названием **Au 1000 NS T+D** по адресу: `C:/audio/speclab/wave`

### 5.2.3. Реквантование тестовых фонограмм с применением технологии **Noise Shaping** в редакторе Steinberg WaveLab

- Откройте окно программы WaveLab
- В меню WaveLab нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню по адресу `C:/audio/speclab/wave` откройте тестовый сигнал 1000 гц –40дб 16 бит.wav
- В окне **Dithering** нажмите кнопку  (рис.5.13) и в появившемся меню выберите **intern**. Установите в этом окне: **Noise Type 1, Noise Shaping 1** и разрешение 8 бит, нажмите кнопку **Render** и в появившемся окне нажмите кнопку **OK**.
- В меню WaveLab нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Safe As** Сохраните файл под названием **WL 1000 NS 11** по адресу: `C:/audio/speclab/wave`
- В меню WaveLab нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню по адресу `C:/audio/speclab/wave` откройте тестовый сигнал 1000 гц –40дб 16 бит.wav
- В окне **Dithering** нажмите кнопку  (рис.5.13) и в появившемся меню выберите **intern**. Установите в этом окне: **Noise Type 2, Noise Shaping 3** и разрешение 8 бит, нажмите кнопку **Render**, и в появившемся окне нажмите кнопку **OK**.
- В меню WaveLab нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Safe As** Сохраните файл под названием **WL 1000 NS 23** по адресу: `C:/audio/speclab/wave`

### 5.3. Измерение SNR и спектров реквантованных фонограмм

- Откройте окно программы SpectraLab
- В программе SpectraLab загрузите файл **LR-5.1 DA.cfg**, который конфигурирует схему измерений и устанавливает все необходимые опции для выполнения настоящего раздела лабораторной работы.

Для этого в меню **Config** выберите опцию **Load Configuration** и в выпадающем меню выберите файл **LR-5.1 DA cfg**.

### 5.3.1. Измерение SNR и спектров реквантованных фонограмм сигналов в программе Sound Forge

#### А. Технология TD

- В меню программы SpectraLab нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Open**. В открывшемся окне в папке по адресу C:/audio/speclab/wave выберите файл **SF 1000 TD**
- По команде **Run** начните измерение спектра. Через 10...30 с, когда графики перестанут видоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений. Значение *SNR* занесите в табл.5.1 и 5.2, скопируйте график в файл вашего отчета  
Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду "**Copy as a bitmap**". Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка

#### В. Технология T+NS

- В меню программы SpectraLab нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Open**. В открывшемся окне в папке по адресу C:/audio/speclab/wave файл **SF 1000 T + HP**
- По команде **Run** начните измерение спектра. Через 10...30 с, когда графики перестанут видоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений. Значение *SNR* занесите в табл.5.1 и 5.2, скопируйте график в файл вашего отчета  
Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду "**Copy as a bitmap**". Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка

- В меню программы SpectraLab нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Open**. В открывшемся окне в папке по адресу C:/audio/speclab/wave выберите тестовый сигнал **SF 1000 T + HP**
- По команде **Run** начните измерение спектра. Через 10...30 с, когда графики перестанут видоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений. Значение *SNR* занесите в табл.5.1 и 5.2, скопируйте график в файл вашего отчета  
Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду "**Copy as a bitmap**". Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка

### 5.3.2. Измерение SNR и спектров реквантованных фонограмм в редакторе Audition

- Повторите измерения по п.5.3.1 В. для файлов **AU 1000 NS T+C3** и **AU 1000 NS T+D**

### 5.3.3. Измерение SNR и спектров реквантованных фонограмм в редакторе Steinberg WaveLab

- Повторите измерения по п.5.3.1 В. для файлов **WL 1000 NS 11** и **WL 1000 NS 23**
- Сформулируйте выводы по результатам измерения

Табл.5.1. Зависимость SNR от закона распределения шума							
Файлы реквантованных фонограмм							
	SF TD	SF T+HP	SF T+EL	AU T+C3	AU T+D	WL NS 11	WL NS 23
SNR, dB							

## 5.4. Исследование громкости шума реквантования

### 5.4.1. Спектр тестового сигнала

- В меню программы **SpectraLab** нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Open**. В открывшемся окне в папке по адресу **C:/audio/speclab/wave** выберите тестовый сигнал **9000,5 None**
- По команде **Run** начните измерение. Через 10...30 с, когда графики перестанут видеоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений.
- Скопируйте график спектра в файл вашего отчета

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду **“Copy as a bitmap”**. Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка.

#### 5.4.2. Звучание ошибок реквантования

- Откройте программу **Sound Forge 9** и в меню **File** по адресу **C:/audio/speclab/wave** откройте папку **wave** с файлами тестовых сигналов.
- Наденьте наушники и прослушайте как звучат ошибки реквантования тестового сигнала без применения технологии **Dithering**

Для этого в окне с названиями всех реквантованных файлов курсором выделите файл **9000,6 None** и слушайте.

#### 5.4.2. Оценка громкости шума реквантования

- Наденьте наушники и на слух сравните относительную громкость шума реквантования тестовых сигналов из табл. 4.4. с применением технологии **Dithering**. Цифрами от 1 до 5 оцените громкость шума. 1- самый громкий шум и 5 – самый тихий. Звуки с одинаковой громкостью обозначьте одной цифрой

Для этого в окне с названиями всех реквантованных файлов курсором выделяйте файлы **9000,5 R, HR, T, HT, G** и слушайте.

- По результатам измерений сформулируйте выводы. Сопоставьте громкость шума и значение **SNR**, есть между ними корреляция или нет.

Табл.5.2. Исследование громкости шума реквантования			
Файлы	SNR, дБ	Ухудшение SNR	Громкость
9000,5 16-8 бит	-----	-----	Звук ошибок
SF 9000,5 TD		-----	
SF 9000,5 T+HP			
SF 9000,5 T+EL			
AU 9000,5 T+C3			
AU 9000,5 T+D			
WL 9000,5 T+ NS11			
WL 9000,5 T+ NS23			

### 5. Контрольные вопросы

1. Сформулируйте в чем суть технологии **Noise Shaping**
2. Какие проблемы решает технология **Noise Shaping**
3. Какого порядка фильтры используются в технологии **Noise Shaping**
4. Как зависит график спектральной плотности мощности шума квантования (**PSD**) от порядка используемого фильтра
5. Как зависит **SNR** от порядка используемого фильтра
6. Какова форма огибающей **PSD** при использовании фильтра типа **HP**
7. Насколько может ухудшаться **SNR** при использовании технологии **Noise Shaping** по отношению к технологии **Dithering**
8. Почему при использовании технологии **Noise Shaping** громкость восприятия шума квантования уменьшается
9. Как зависит громкость восприятия шума квантования с увеличением уровня высоких частот в спектре ошибок квантования

10. При какой из исследуемых технологий Noise Shaping громкость восприятия шума максимальна и минимальна

## **7. Содержание отчета**

- 7.1. Титульный лист
- 7.2. Цель работы
- 7.3. Задание к лабораторной работе
- 7.4. Функциональная схема измерений
- 7.5. Результаты измерений в виде графиков
- 7.6. Таблицы с результатами измерений и расчетов
- 7.7. Выводы по результатам измерений

## **8. Литература**

1. Вологдин Э.И. Стандарты и системы цифровой звукозаписи. Конспект лекций. СПб ГУТ. 2008
2. Вологдин Э.И. Слух и восприятие звука. Учебное пособие. СПб ГУТ. 2004.

# ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR-6 DA

## ИССЛЕДОВАНИЕ АУДИО ТЕХНОЛОГИИ OVERSAMPLING

### 1. Цель работы

Целью лабораторной работы является ознакомление студентов с техникой повышения качества цифрового звука на основе технологии *Oversampling* с использованием компьютерных программ *SpectraLab*, *MathCad* и звукового редактора *SoundForge 9*.

### 1. Задание к лабораторной работе

- Изучить звуковой редактор *SoundForge 9* в объеме, необходимом для записи тестовых сигналов с использованием рекуантования  $24 \Rightarrow 16$  бит с применением технологии *Dithering*.
- Изучить программу *SpectraLab* в объеме, необходимом для измерения спектральной плотности мощности сигналов белого шума и шума квантования при использовании технологии *Oversampling*.
- Изучить программу *MathCad* в объеме, необходимом для измерения спектра звуковых сигналов (ЗС) при использовании технологии *Oversampling*.
- Исследовать влияние частоты дискретизации на спектр цифрового ЗС
- Исследовать влияние частоты дискретизации на уровень спектральной плотности мощности (*PSD*) сигнала белого шума
- Исследовать влияние частоты дискретизации на *PSD* шума рекуантованных ЗС с использованием технологии *Dithering*
- Исследовать влияние частоты дискретизации на полосу цифрового звукового тракта
- Исследовать влияние частоты дискретизации на искажение формы ЗС на высоких частотах
- Исследовать влияние частоты дискретизации на звучание ошибок квантования на субкратных частотах ЗС
- Сформулировать выводы по результатам измерений и составить отчет по работе.

### 3. Функциональная схема измерений

В лабораторной работе исследуются зависимости от частоты дискретизации:

- спектра ЗС,
- спектральной плотности мощности сигнала белого шума,
- шума ошибок квантования,
- спектра и звучания ошибок квантования на субкратных частотах

Запись и прослушивание тестовых сигналов производится в звуковом редакторе *Sound Forge 9*, измерение спектра звуковых сигналов производится в программе *MathCad*, измерение спектральной плотности мощности и полосы пропускания цифрового тракта производится в программе *SpectraLab*.

## 4. Методические указания

### 4.1. Введение

В вопросах повышения качества звучания цифрового звука специалисты в этой области согласны только в одном – с повышением частоты дискретизации качество звучания заметно улучшается. Причем под словом «улучшается» каждый понимает уже что то свое. Все многообразие мнений по этому поводу сводится к следующему: звук становится прозрачнее, мягче, естественнее, более четко воспринимаются низкие частоты. Однако, эти нюансы звучания замечают лишь подготовленные слушатели с хорошим музыкальным слухом на специально подобранном звуковом материале и использовании технически совершенной аппаратуры.

Существует множество гипотез, объясняющих этот факт. Многие технические специалисты склоняются к версии, что связь между качеством цифрового звука и частотой дискретизации объясняется искажениями, возникающими при фильтрации и интерполяции в процессе реконструкции звукового сигнала (ЗС). Эта идея никем не отвергается и не подтверждается. Если такие искажения и существуют, то по уровню они меньше ошибок квантования, так как их никто пока не измерил. Возможно, что на современном техническом уровне качественные интерполяторы практически не реализуемы, поэтому вместо их совершенствования производители просто увеличивают частоту дискретизации. Возможно дело вообще не в них.

Другая идея, которой придерживаются многие любители музыки, состоит в том, что при низкой частоте дискретизации, например 44100 Гц, в цифровом звуке полностью отсутствуют обертона музыкальных звуков на частотах выше 7 кГц, а на более низких частотах их слишком мало для качественного восприятия музыки. Действительно, многие музыкальные инструменты генерируют колебания частотой до 100 кГц. Правда, доля энергии, приходящаяся на полосу частот выше 20 кГц, составляет от 0,01 до 2% для звуков гармонической природы и от 0,02 до 68% для звуков, генерируемых кимвалом, треугольником или ударом о металлический обод барабана. Даже речь и та на свистящих-шипящих звуках распространяется до 40 кГц. Сторонников этой идеи не смущает, что человек не может воспринимать звуки частотой выше 20 кГц. Делаются смелые предположения, что ультразвуки воспринимаются в обход слуховой системы, например, через костную проводимость.

Разговоры о том, что обертоны, расположенные свыше 20 кГц, вносят немалый вклад в звучание завершились, созданием и широким внедрением аналого-цифровых преобразователей, использующих частоты дискретизации 96 кГц и 192 кГц, ожидается, что частота дискретизации увеличится до 384 кГц.

### 4.2. Передискретизация

*Передискретизация* или технология Oversampling - 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  $2^x$

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

Передискретизация может быть аналоговой и цифровой.

*Аналоговая передискретизация* 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.

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.6.1).

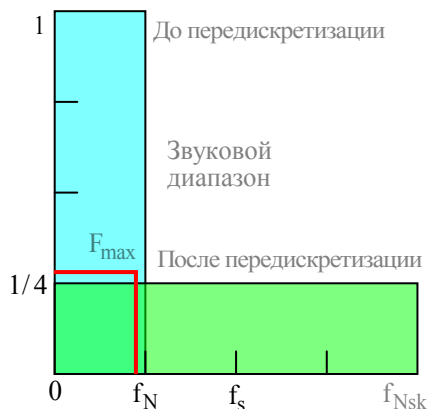


Рис.6.1. Спектр шума квантования и частоты Найквиста  $f_N$

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

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

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

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

Поэтому расчетное соотношение для SNR преобразуется к виду

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

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

Из приведенной формулы следует, что при неизменном значении высшей частоты спектра ЗС 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. *Если не ограничивать спектр ЗС частотой 20 кГц, то при повышении частоты дискретизации значение SNR уменьшаться не будет.*

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 ИКМ модуляторе коэффициент  $K_{os}$  равен всего 2 или 4.

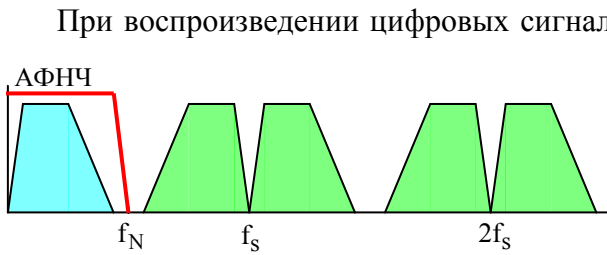


Рис. 6.2. Спектры ЗС на выходе ИКМ демодулятора

рывать с помощью аналогового фильтра низких частот (АФНЧ).

Проблема состоит в том, что нижняя границная спектра продуктов модуляции доста-

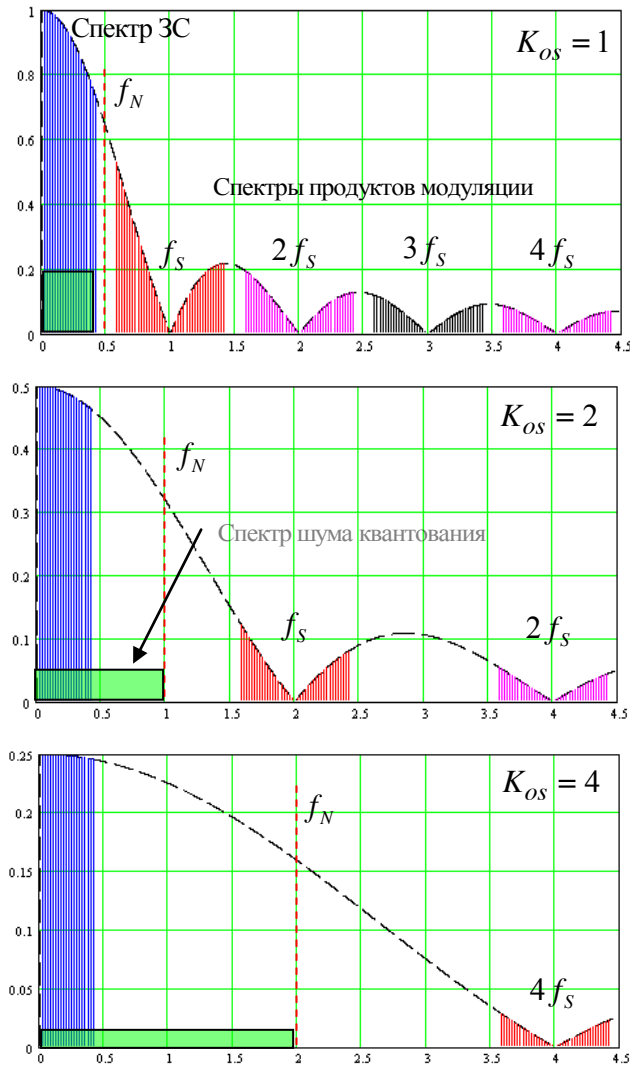


Рис.6.3. Спектры передискретизации

точно близка к верхней частоте ЗС и амплитуда этих составляющих такая же как у ЗС. Поэтому требуется использовать фильтры 7...9 порядка. С одной стороны это дорого, а с другой такие фильтры вызывают искажения в виде звона. 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 цифро-аналоговом преобразовании в ИКМ демодуляторе для повышения уровня звуковых сигналов с помощью устройства выборки и хранения (УВХ) обычно производится интерполяция выборок нулевого порядка, при которой на входе ФНЧ формируется аналоговый ступенчатый сигнал. При такой интерполяции значение выборки сохраняется от одной до другой, и передаточная функция УВХ  $H(\eta)$  описывается функцией вида  $\sin x/x$  (рис.6.3.)

При такой интерполяции значение выборки сохраняется от одной до другой, и передаточная функция УВХ  $H(\eta)$  описывается функцией вида  $\sin x/x$  (рис.6.3.)

$$H(\eta) = \gamma \text{sinc}(\pi\eta\gamma)$$

где

$$\eta = \frac{F}{f_s} \text{ - относительная частота ЗС,}$$

$$\gamma = \frac{\tau}{T},$$

$F$  – частота ЗС,  $f_s$  - частота дискретизации,  $T$  – период частоты дискретизации,  $\tau$  - длительность хранения УВХ. Обычно  $\gamma = 1$  и при этом спектры имеют вид, приведенный на рис.6.3. В этом спектре отсутствуют составляющие частоты дискретизации и ее гармоник, и чем выше частота дискретизации, тем шире спектр шума квантования, но ниже его спектральная плотность мощности.



*Операция интерполяции вызывает завал высоких частот* ЗС, который на частоте 20 кГц равен минус 3 дБ. Однако, при этом значительно уменьшаются составляющие спектра нижней боковой полосы продуктов амплитудной модуляции. При использовании технологии Oversampling с каждым удвоением частоты дискретизации все больше становится частотный интервал между верхней частотой спектра ЗС и нижней частотой спектра продуктов модуляции, уменьшается завал высоких частот ЗС, все больше ослабляются составляющие этого спектра. Все это позволяет в ИКМ трактах значительно снизить требования к крутизне спада ФНЧ на выходе демодулятора.

Если, например, частота дискретизации равна 48 кГц, то в обычном тракте необходимо подавить частоты нижней боковой полосы 1 порядка выше 24 кГц, не затрагивая частоты 20 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  $f_{Nsk} = 76$  кГц и проблем с созданием ФНЧ уже не возникает. Еще меньше проблем при 4-х кратном повышении частоты дискретизации (рис.6.3), так как необходимо фильтровать частоты выше 172 кГц. Это может быть выполнено простейшим фильтром 3 порядка.

При высокой частоте дискретизации иногда *частоту среза ФНЧ* на выходе демодулятора *увеличивают до 25...40 кГц*. Это приводит к некоторому уменьшению SNR, но зато расширяется полоса звуковых частот. Как утверждают многие специалисты, звучание при этом становится более прозрачным за счет уменьшения частотно-фазовых искажений на верхней границе звукового диапазона.

*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 отсутствуют 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.6.4.). В первом варианте между уже существующими цифровыми выборками вводятся дополнительные, рассчитанные путем интерполяции. Другой способ получения значений промежуточных значений

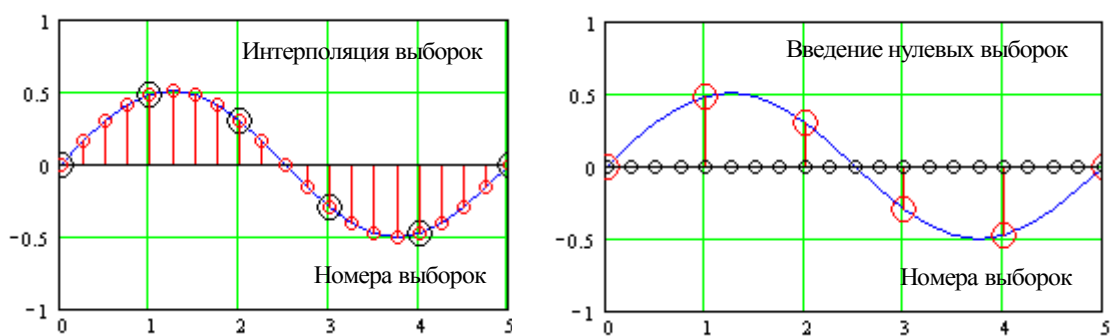


Рис.6.4. Цифровая передискретизация

выборки состоит во вставке нулевых выборок, после чего вся последовательность подвергается цифровой фильтрации.

*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 20x 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 коэффициентом передискретизации до 1024. Число разрядов на выходах фильтров может быть от 17 до 28, поэтому требуется их усечение.

При использовании цифровой передискретизации в ЦАПх 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, частоту дискретизации следует увеличить в 64 раза. При этом потребуются ЦАП с быстродействием во столько же раз большим, что обойдется еще дороже. Поэтому такой вариант использования передискретизации не нашел широкого практического применения.

При аналого-цифровом преобразовании аудио сигналов чем больше частота ЗС, тем меньше выборок приходится на период ЗС. Это вызывает значительные искажения формы сигналов, независимо от уровня и используемого числа разрядов. Так при частоте

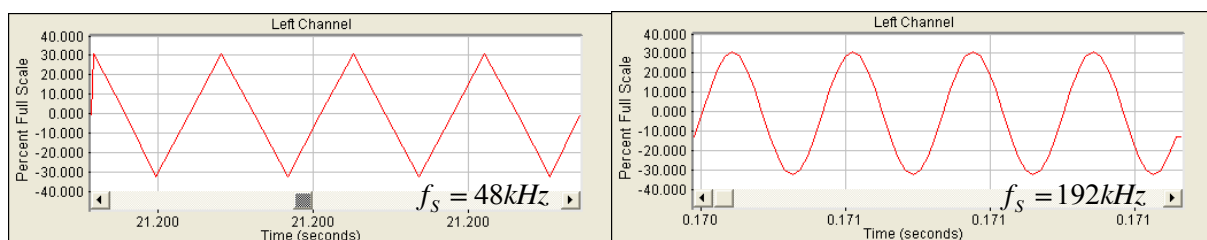


Рис. 6.5. Осциллограммы 16-разрядного ЗС с частотой 12 кГц и уровнем минус 40 дБ

дискретизации 48 кГц ЗС с частотой 12 кГц формируется по 4 выборкам, а с частотой 16 кГц, всего по трем. Передискретизация позволяет значительно уменьшить такие искажения и форма сигнала искажается тем меньше, чем выше частота дискретизации. Для иллюстрации на [рис.6.5.](#) приведены осциллограммы 16-ти разрядного ЗС с уровнем минус 40 дБ при частоте дискретизации 48 и 192 кГц. Влияют ли эти искажения на качество воспроизведения звука, четкого ответа нет. Одни специалисты считают, что да, другие –нет.

Одним из существенных недостатков аналого-цифрового преобразования ЗС является возникновение ошибок квантования. Особенно неприятны на слух ошибки, возникающие когда частота ЗС и частота дискретизации субкратны, то есть когда отношение частоты дискретизации к частоте ЗС выражается дробью вида  $11/5$ ,  $7,3$ ..... . Эти ошибки наи-

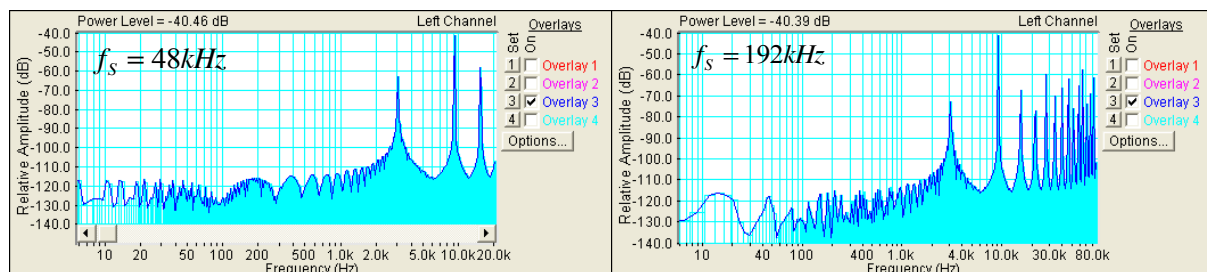


Рис.6.6. Спектры ЗС с частотой 9000,5 Гц при двух частотах дискретизации

более заметны на слух на высоких частотах, так как составляющие спектра попадают в область ниже частоты ЗС, где чувствительность слуха выше. Поэтому представляет серьезный интерес как передискретизация влияет на эти ошибки.

На рис. 6.6. приведены спектры 8 - разрядного ЗС, частота которого отклонена от субкратного значения 9000 Гц на 0,5 Гц. При частоте дискретизации 48 кГц хорошо слышны составляющая спектра 3 кГц и модулирующая ее частота 0,5 Гц. Как видно, при повышении частоты дискретизации в 4 раза составляющая спектра 3 кГц уменьшается примерно на 10 дБ и изменяется модуляционный спектр. На слух это проявляется только в изменении громкости и тембра звучания ошибок квантования. Это значит, что влияние передискретизации на дискретные составляющие спектра ошибок квантования мало.

### 4.3. Исследование технологии Oversampling в программе SpectraLab

В этой программе фильтруются составляющие спектра продуктов модуляции выше частоты Найквиста, поэтому *измеряемое значение SNR не зависит от частоты дискретизации*. На этом основании нельзя использовать данный параметр как критерий улучшения качества звучания при выполнении передискретизации.

Приведенные выше формулы и выводы справедливы при условии, что ЗС и шум квантования являются белым шумом. Поэтому в качестве тестовых сигналов при исследовании технологии Oversampling могут использоваться только сигнал белого шума и реквантованный тональный сигнал с применением технологии Dithering с прямоугольным законом распределения спектральной плотности мощности.

На рис.6.7. приведены графики спектра сигнала белого шума с использованием 16-ти разрядного кодирования с частотами дискретизации 48 и 192 кГц. Тестовый сигнал формировался в программе Sound Forge 9, а измерения спектра проводились в программе SpectraLab. Как видно, спектр не является чисто белым, поэтому возможны ошибки из-

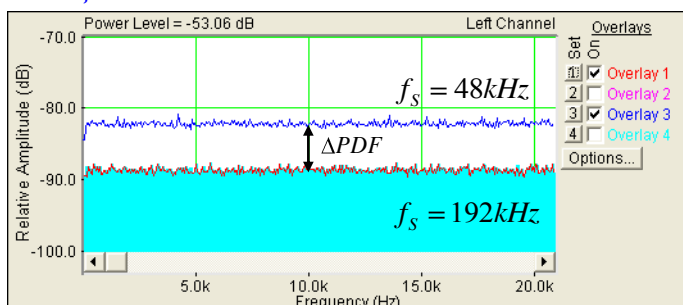


Рис.6.7. Уровни спектральной плотности мощности белого шума при разных частотах дискретизации

Рис.6.8. Уровни спектральной плотности мощности реквантованного сигнала 24-16 бит с использованием технологии Dither R

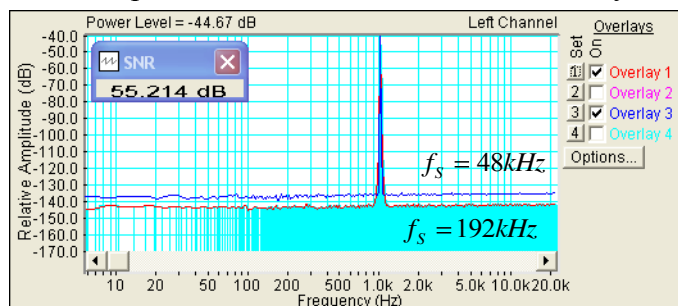


Рис.6.8. Уровни спектральной плотности мощности реквантованного сигнала 24-16 бит с использованием технологии Dither R

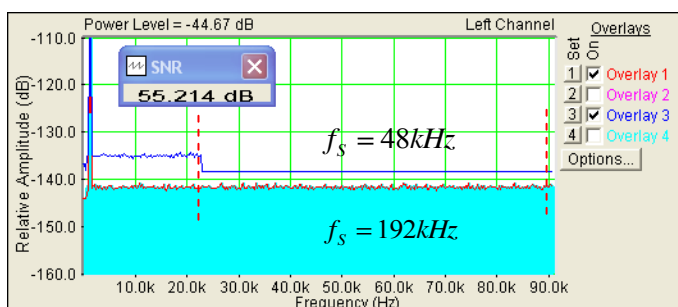


Рис.6.9. Полоса пропускания звукового тракта

мерения уровня спектральной плотности мощности. Чем выше частота измерения, тем эти ошибки меньше.

На **рис.6.8.** приведены спектра реквантованного сигнала 24-16 бит с частотой 1 кГц и уровнем минус 40 дБ с применением технологии Dithering с использованием белого шума с прямоугольным законом распределения. Как видно, уровень спектральной плотности мощности при частоте дискретизации ниже примерно на 6 дБ. На **рис.6.9.** иллюстрируется как меняется полоса пропускания цифрового тракта в зависимости от частоты дискретизации.

## 5. Порядок выполнения лабораторной работы

### 5.1. Подготовка к измерениям


В лабораторной работе исследуются зависимость от частоты дискретизации:


- спектра ЗС,
- спектральной плотности мощности сигнала белого шума,
- шума ошибок квантования,
- искажений формы ЗС на высоких частотах,
- спектра и звучания ошибок квантования на субкратных частотах

Запись и прослушивание тестовых сигналов производится в звуковом редакторе Sound Forge 9, измерение спектра звуковых сигналов производится в программе MathCad, измерение спектральной плотности мощности и полосы пропускания цифрового тракта производится в программе SpectraLab.

- Включите компьютер
- Скопируйте с рабочего стола файл «Отчет LR-6 DA» на свою флешку, дайте ему свое имя в виде: «Группа»\_ «Фамилия (работавшего на клавиатуре)»\_ «Номер ЛР»\_ «Дата».
- Откройте этот файл и сверните его окно.


В файл этого отчета вы будете копировать все экспериментальные графики, и заносить в таблицы отчета результаты измерений сразу в процессе их получения. В день выполнения лабораторной работы отчет в электронном виде необходимо сдать преподавателю, только тогда работа считается выполненной.

- Кнопкой с пиктограммой  откройте и затем сверните окно программы **Sound Forge 9.**

- Кнопкой с пиктограммой  откройте и затем сверните окно программы **SpectraLab.**
- Сделайте обязательные установки в микшере **Play Control**


Для этого двойным нажатием кнопки с пиктограммой  откройте его окно. Затем после команд **Параметры** ⇒ **Свойства** в появившемся окне **Свойства** выберите режим **Воспроизведение**. В выпадающем меню этого окна курсором отметьте регуляторы **Play Control**, **Wave (Звук)** и **Line in**, по команде **ОК** окна этих регуляторов появляются на экране монитора. Курсором включите первые два регулятора и поставьте их ползунки в верхнее положение шкалы. Регулятор **Line in** **обязательно выключите**. После этого окно микшера можно свернуть или вообще выключить.

- Сделайте обязательные установки в микшере **Record Control**

Для этого двойным нажатием кнопки с пиктограммой  откройте окно микшера **Play Control**. Затем после команд **Параметры** ⇒ **Свойства** в появившемся окне **Свойства** выберите режим **Запись**. В выпадающем меню этого окна курсором отметьте регуляторы **Microphone** и **Line in**. По команде **ОК** окна этих регуляторов появляются на экране монитора. Курсором поставьте их ползунки в верхнее положение шкалы.

- Курсором сначала включите микшер в режим **Microphone**, затем переключите в режим **Line in**

## 5.2. Исследование зависимости спектра аудио сигнала от частоты дискретизации

- На рабочем столе нажмите кнопку с пиктограммой **48 кГц**, и в появившемся окне программы MathCad нажмите кнопку с пиктограммой , дающей команду на вычисление спектра – на дисплее появится график спектра
- Скопируйте график спектра в Ваш отчет

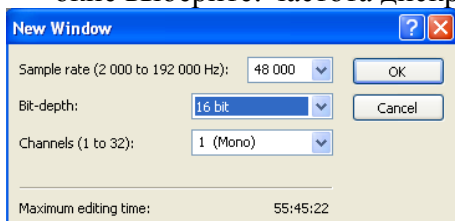
Для этого нажмите кнопку **Shift**, наведите курсор на график и нажмите левую кнопку мышки – вокруг графика появится пунктирная рамка. Нажмите правую кнопку мышки и в появившемся меню выберите **Copy**. Откройте окно программы **Paint Brush**. В меню **Правка** выберите команду **Вставить**, в появившемся окне выполните команды **Вставить - Копировать в файл**. В появившемся окне укажите адрес Вашей флешкарты. Сверните окно **Paint Brush**.

- Повторите измерения для частот дискретизации 96 и 192 кГц.
- На графиках Вашем отчете дополнительно нарисуйте графики спектров шума квантования и укажите частоту Найквиста.

## 5.3. Исследование зависимости спектральной плотности мощности белого шума от частоты дискретизации

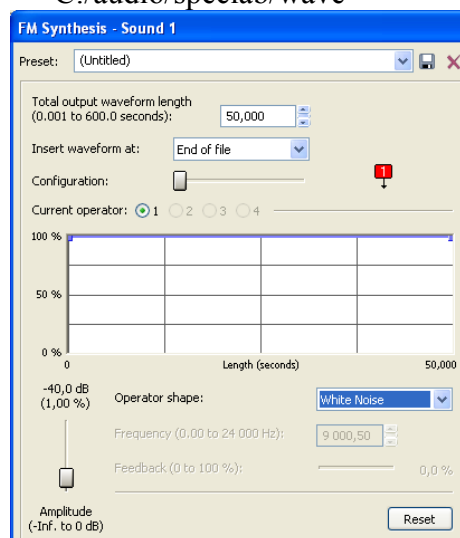
### 5.3.1. Запись тестового сигнала

- Откройте программу Sound Forge и в меню выберите **File – New**. В появившемся окне выберите: частота дискретизации 48 кГц, 16 бит, моно:



и нажмите кнопку **OK**

- В меню программы Sound Forge выберите **Tools – Synthesis - FM**. В открывшемся окне выберите: **White Noise**, -40 dB, 50 s и нажмите кнопку **OK**. В появившемся окне выберите **File-Save As**, назовите файл **WN - 48** и сохраните его по адресу: **C:/audio/speclab/wave**



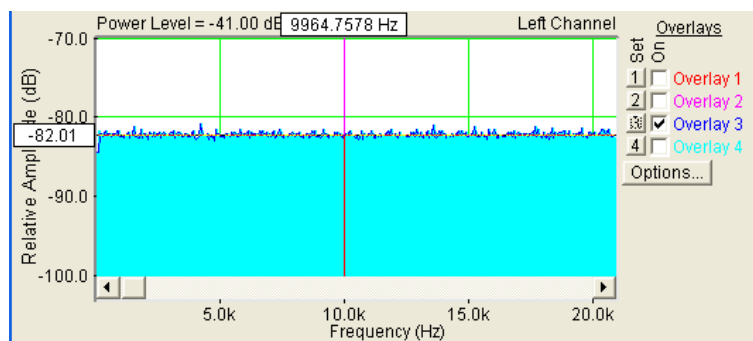
- Повторите запись сигнала белого шума с частотой дискретизации 192 кГц, назовите файл **WN192**.

### 5.3.2. Измерение спектральной плотности мощности белого шума

- Откройте окно программы SpectraLab
- Загрузите файл **LR-6.1 DA.cfg**, который конфигурирует схему измерений и устанавливает все необходимые опции для выполнения настоящего раздела лабораторной работы.

Для этого в меню **Config** выберите опцию **Load Configuration** и в выпадающем меню выберите файл **LR-6.1 DA cfg**.

- В меню программы SpectraLab нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Open**. В открывшемся окне в папке по адресу `C:/audio/specslab/wave` выберите файл **WN 48.wav**
- По команде **Run** начните измерение спектра. Через 30...50 с, когда график перестанет видоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений и нажмите одну из кнопок **Set** (график синий или красный).
- Наведите курсор на график и нажмите левую кнопку мышки – на графике появится перекрестие с указанием частоты и уровня спектральной плотности мощности (PSD). Двигая курсор влево и право, измерьте уровень PSD на частотах 1 и 10 кГц. Результаты занесите в **табл.6.1**.



- Повторите измерения PSD для тестового сигнала белого шума с частотой дискретизации 192 кГц, назовите файл **WN192.wav**.
- Скопируйте график с двумя спектрами сигнала белого шума в Ваш отчет

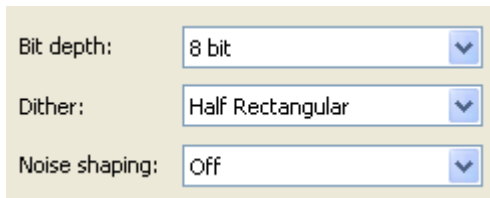
Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду **Copy as a bitmap**". Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка

### 5.4. Исследование зависимости спектральной плотности мощности шума квантования от частоты дискретизации

#### 5.4.1. Запись тестового сигнала

- Откройте программу Sound Forge и в меню выберите **File – New**. В появившемся окне выберите: частота дискретизации 48 кГц, 24 бит, моно и нажмите кнопку **OK**
- В меню программы Sound Forge выберите **Tools – Synthesis - FM**. В открывшемся окне выберите: **Sine**, 1000 гц, -40 dB, 50 s и нажмите кнопку **OK**.
- Произведите реквантование сигнала 24 -16 бит с использованием технологии Dithering (белый шум с прямоугольным законом распределения PDF – Half Rectangular)

Для этого в меню Sound Forge откройте **Process – Bit Depth Converter**, в появившемся окне выберите: **8 bit, Dither -Half Rectangular, Noise Shaping – off**, и нажмите кнопку **OK**



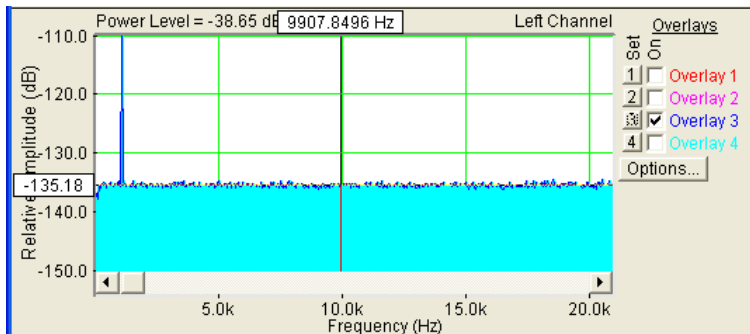
- В меню программы Sound Forge выберите **File - Save As** , назовите файл **1000 - 48** и сохраните его по адресу: C:/audio/specslab/wave

#### 5.4.2. Измерение спектральной плотности мощности шума квантования

- Откройте окно программы SpectraLab
- Загрузите файл **LR-6.1 DA.cfg**, который конфигурирует схему измерений и устанавливает все необходимые опции для выполнения настоящего раздела лабораторной работы.

Для этого в меню **Config** выберите опцию **Load Configuration** и в выпадающем меню выберите файл **LR-6.2 DA cfg** .

- В меню программы SpectraLab нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Open**. В открывшемся окне в папке по адресу C:/audio/specslab/wave выберите файл **1000 - 48.wav**
- По команде **Run** начните измерение спектра. Через 30...50 с , когда график перестанет видоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений и нажмите одну из кнопок **Set** (график синий или красный).
- Наведите курсор на график и нажмите левую кнопку мышки – на графике появится перекрестие с указанием частоты и уровня спектральной плотности мощности (PSD). Двигая курсор влево и право, измерьте уровень PSD на частотах 1 и 10 кГц. Результаты занесите в **табл.6.1**.



- Повторите измерения для тестового сигнала с частотой дискретизации 192 кГц - файл **1000- 192.wav** .
- Скопируйте график с двумя спектрами в Ваш отчет


Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду **“Copy as a bitmap”**. Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка

Файлы	PSD		Полоса пропускания, кГц
	Частота 1 кГц	Частота 10 кГц	
WN - 48			
WN - 192			
1000 - 48			
1000 - 192			

## 5.5. Исследование зависимости полосы пропускания звукового тракта от частоты дискретизации

- Откройте окно программы SpectraLab
- Загрузите файл **LR-6.2 DA.cfg**, который конфигурирует схему измерений и устанавливает все необходимые опции для выполнения настоящего раздела лабораторной работы.

Для этого в меню **Config** выберите опцию **Load Configuration** и в выпадающем меню выберите файл **LR-6.2 DA.cfg**.



- В меню программы SpectraLab нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Open**. В открывшемся окне в папке по адресу `C:/audio/specclab/wave` выберите файл **1000-48.wav**
- По команде **Run** начните измерение спектра. Через 30...50 с, когда график перестанет видоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений и нажмите одну из кнопок **Set** (график синий или красный).
- Повторите измерения для частоты дискретизации 192 кГц (файл **1000-48.wav**)
- Нажмите кнопку с пиктограммой . По этой команде масштаб по оси частот станет равным 96 кГц. Определите по графику полосы пропускания для двух частот дискретизации. Результаты занесите в [табл.6.1](#).

## 5.6. Исследование влияния частоты дискретизации на форму ЗС на высоких частотах

- Откройте окно программы SpectraLab
- Загрузите файл **LR-6.3 DA.cfg**, который конфигурирует схему измерений и устанавливает все необходимые опции для выполнения настоящего раздела лабораторной работы.

Для этого в меню **Config** выберите опцию **Load Configuration** и в выпадающем меню выберите файл **LR-6.3 DA.cfg**.

- В меню программы SpectraLab нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Open**. В открывшемся окне в папке по адресу `C:/audio/specclab/wave` выберите файл **12000-48.wav**
- По команде **Run** снимите осциллограмму ЗС.

Для этого через 30...50 с, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений. Нажмите кнопку с пиктограммой  для автоматического выбора масштаба по оси амплитуд. Далее установите масштаб по оси времени. Для этого нажимайте кнопку с пиктограммой  до тех пор пока на дисплее будут видны 3...5 периодов ЗС.

- Скопируйте осциллограмму в Ваш отчет

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду **Copy as a bitmap**. Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка

- Повторите измерения с тестовым файлом **12000-192.wav**
- Скопируйте осциллограмму на Вашу флешкарту

## 5.7. Исследование зависимости слышимости ошибок квантования от частоты дискретизации

### 5.7.1. Запись тестового сигнала



- Откройте программу Sound Forge и в меню выберите **File – New**. В появившемся окне выберите: частота дискретизации 48 кГц, 8 бит, моно и нажмите кнопку ОК
- В меню программы Sound Forge выберите **Tools – Synthesis - FM**. В открывшемся окне выберите: **Sine**, 9000,5 Гц, -40 dB, 50 s и нажмите кнопку **OK**. В появившемся окне выберите **File-Save As**, назовите файл **9000,5 - 48** и сохраните его по адресу: C:/audio/speclab/wave
- Скопируйте график в Ваш отчет

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду **“Copy as a bitmap”**. Откройте файл вашего отчета и вставьте в него график, подпишите название рисунка.

- Повторите измерения для сигнала с частотой дискретизации 192 кГц, назовите файл **9000,5 - 192**.

### 5.7.2. Измерение спектра тестовых сигналов

- Откройте окно программы SpectraLab
- Загрузите файл **LR-6.4 DA.cfg**, который конфигурирует схему измерений и устанавливает все необходимые опции для выполнения настоящего раздела лабораторной работы.

Для этого в меню **Config** выберите опцию **Load Configuration** и в выпадающем меню выберите файл **LR-6.4 DA cfg**.

- В меню программы SpectraLab нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Open**. В открывшемся окне в папке по адресу C:/audio/speclab/wave выберите файл **9000,5- 48.wav**
- По команде **Run** начните измерение спектра. Через 30...50 с, когда график перестанет видоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений и нажмите одну из кнопок **Set** (график синий или красный).

### 5.7.3. Прослушивание тестовых сигналов

- Откройте программу Sound Forge и в меню **File** откройте папку с тестовыми файлами по адресу C:/audio/speclab/wave
- Наденьте наушники и прослушайте звучание ошибок квантования для тестовых сигналов 9000,5 –48 и 9000,5 - 192.

Для этого курсором выделяйте нужные файлы и слушайте

- Результаты занесите в выводы отчета.

## 6.Контрольные вопросы

1. В чем суть технологии Oversampling
2. Чем отличаются цифровая и аналоговая передискретизации, где они применяются
3. При каких условиях передискретизация улучшает значение SNR
4. Насколько децибел повышается SNR при 8-кратной передискретизации
5. Почему расширяется частотный диапазон цифрового тракта при увеличении частоты дискретизации
6. Как рассчитывается значение SNR при использовании передискретизации
7. Как меняется спектр цифрового звукового сигнала при передискретизации
8. Дайте определение понятию спектральная плотность мощность шума
9. Зачем используется технология Dithering при передискретизации тональных сигналов
10. Как влияет передискретизация на спектр и слуховое восприятие ошибок квантования на субкратных частотах
11. Почему искажается форма звуковых сигналов на высоких частотах

12. Как влияет передискретизация на звуковые сигналы синусоидальной формы на высоких частотах

## **7. Содержание отчета**

- 7.1. Титульный лист
- 7.2. Цель работы
- 7.3. Задание к лабораторной работе
- 7.4. Функциональная схема измерений
- 7.5. Результаты измерений в виде графиков
- 7.6. Таблицы с результатами измерений и расчетов
- 7.7. Выводы по результатам измерений

## **8. Литература**

1. Вологдин Э.И. Стандарты и системы цифровой звукозаписи. Конспект лекций. СПб ГУТ. 2008

# ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR-7 DA

## ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ЦИФРОВЫХ ЗВУКОВЫХ ТРАКТОВ

### 1. Цель работы

Целью лабораторной работы является ознакомление студентов с методами измерения динамического диапазона различных цифровых аудио трактов с использованием компьютерных программ *SoundForge 9* и *SpectraLab*.

### 2. Задание к лабораторной работе

- Изучить программу *SpectraLab* в объеме, необходимом для измерения спектра, отношения сигнал/шум и динамического диапазона цифровых аудио сигналов.
- Изучить программу *SoundForge 9* в объеме, необходимом для измерения спектра, отношения сигнал/шум и динамического диапазона цифровых аудио сигналов.
- Рассчитать по формулам динамический диапазон обычных цифровых аудио трактов
- Измерить динамический диапазон в соответствии с рекомендациями стандарта AES17 для 8 и 16 разрядного аудио сигнала с частотой 1000 Гц через значение  $THD+N$  %
- Измерить динамический диапазон через максимальное значение SNR для 8 и 16 разрядного аудио сигналов с частотой 1000 Гц
- Измерить реальный динамический диапазон для 8 и 16 разрядного аудио сигналов с частотами 100 и 10000 Гц
- Измерить реальный динамический диапазон реквантованных аудио сигналов 16 – 8 бит на частоте 1000 Гц с использованием технологии *Dithering T PDF* Гц
- Измерить реальный динамический диапазон реквантованных аудио сигналов 16 – 8 бит на частоте 1000 Гц с использованием технологий *Dithering T PDF* Гц плюс *Noise Shaping EL*
- Сформулировать выводы по результатам измерений и составить отчет по работе.

### 3. Функциональная схема измерений

В лабораторной работе исследуются различные методы измерения динамического диапазона цифровых аудио трактов:

- В соответствии с рекомендациями стандарта AES17,
- Приравнивание динамического диапазона к максимальному значению SNR в шкале FS,
- Приравнивание динамического диапазона к уровню сигнала в шкале FS, при котором он исчезает на выходе квантователя,
- Приравнивание динамического диапазона к уровню сигнала в шкале FS, при котором он перестает быть слышимым.

Тестовые сигналы формируются двумя способами: в программе *SpectraLab* в реальном масштабе времени и в программе *Sound Forge 9* в режиме пост обработки. Измерение спектра, SNR и THD+N производится в программе *SpectraLab*

## 4. Методические указания

### 4.1. Введение

В общем случае под динамическим диапазоном понимается отношение максимального значения какой либо физической величины (например, звуковое давление или напряжение) к минимальной. Динамический диапазон всегда выражается в децибелах, без привязки к какому-либо уровню. В различных участках звукового тракта под максимальным и минимальным значениями понимаются уровни сигнала, связанные с физическими аспектами данного участка тракта. В аналоговых трактах максимальный уровень зависит от допустимой величины нелинейных искажений, а минимальный определяется уровнем шума. В цифровых трактах максимальный уровень определяется максимальным числом разрядов, а минимальный уровень зависит от типа, используемого квантователя и, в значительной мере, от технологии осуществления аналого-цифрового преобразования. В любом тракте его динамический диапазон должен быть согласован с динамическим диапазоном звуковых сигналов.

### 4.2. Частотные шкалы FS и SPL

*Для электрических сигналов* цифрового звукового тракта динамический диапазон измеряется в шкале *FS* (*Full Scale*). В этой шкале 0 дБ соответствует цифровой сигнал с максимальным числом разрядов, это может быть 24, 16 или 8 бит).

В аудиотехнике *звуковое давление и интенсивность звуковых колебаний* обычно измеряется в децибелах в шкале *SPL* (*Sound Pressure Level*), В этой шкале за 0 дБ принята интенсивность звука, равная

$$I_0 = 10^{-12} \text{ Вт/м}^2. \quad (1-3)$$

Этой интенсивности соответствует звуковое давление  $P_0 = 2 \cdot 10^{-5}$  Па.

В шкалах *FS* и *SPL* по шкале абсцисс откладывается частота звукового сигнала. По шкале ординат в шкале *FS* откладывается уровень ЗС в децибелах от 0 до минус бесконечности. По шкале ординат шкалы *SPL* откладывает уровень звукового давления от плюс 120 до минус 40 дБ.

Звуковому сигналу с уровнем 0 дБ в шкале *FS* может соответствовать любой уровень звукового давления в шкале *SPL*, который зависит от выбора усилителя и акустической системы. Для того чтобы согласовать шкалы *FS* и *SPL* необходимо задаться максимальным уровнем звукового давления в шкале *SPL*  $L_{\max}$ , который будет соответствовать 0 дБ в шкале *FS*. Тогда нулю звукового давления в шкале *SPL* будет соответствовать уровень минус  $L_{\max}$  в шкале *FS*. По этому уровню устанавливается график абсолютного порога слышимости в шкале *FS*.

### 4.3. Динамический диапазон звуков и музыки

Человек слышит звук в чрезвычайно широком диапазоне звуковых давлений. Этот диапазон простирается от абсолютного порога слышимости до болевого порога 140 дБ *SPL* относительно нулевого уровня, за который принято давление 0,00002 Па (рис.7.1.). Зона риска на этом рисунке обозначает область звуковых давлений, которые при длительном воздействии могут привести к полной потере слуха. Болевой порог для тональных звуков зависит от частоты, для звуков с произвольным спектром за болевой порог принят уровень давления 120 дБ *SPL*.

В тишине чувствительность слуха человека повышается, а в атмосфере громких звуков – понижается, слух адаптируется к окружающей звуковой среде, поэтому *динамический диапазон слуха* не такой большой – около 70..80 дБ. Сверху он ограничен давлением 100 дБ SPL, а снизу шумом с уровнем -30...35 дБ SPL. Этот динамический диапазон может сдвигаться вверх и вниз до 20 дБ. Для комфортного восприятия музыки рекоменду-

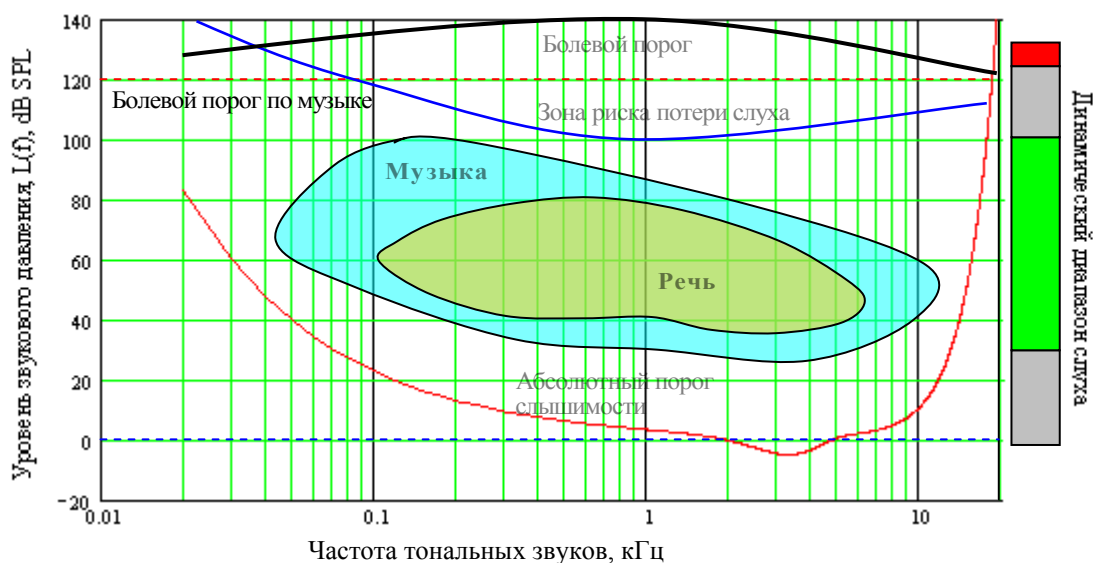


Рис. 7.1. Области слышимости слуха

ется, чтобы звуковое давление не превышало 104 дБ SPL в домашних условиях и 112 дБ SPL, в специально оборудованных помещениях.

*Динамический диапазон музыки* определяется отношением в децибелах самого громкого звука (фортиссимо) и самого тихого звука (пианиссимо). *Динамический диапазон симфонической музыки* составляет 65...75 дБ, а на концертах рок-музыки он возрастает до 105 дБ, при этом пики звуковых давлений могут достигать 122...130 дБ SPL. Динамический диапазон вокальных исполнителей - не превышает 35...45 дБ (табл.7.1).

Табл.7.1. Динамические диапазоны музыки и голоса	
Источник звука	Динамический диапазон, дБ
Большой симфонический оркестр	60...80
Малый симфонический оркестр	40...50
Духовой оркестр	30...40
Эстрадный оркестр	35...40
Хор	30...45
Голос (основной тон)	25...35

Динамический диапазон музыки существенно зависит от выбора максимального звукового давления  $P_{max}$ , так как он ограничивается снизу абсолютным порогом слышимости. Эта зависимость наиболее сильно выражена на краях звукового диапазона. На рис. 7.2 приведены примеры изменения динамического диапазона тональных звуков. В зависимости от выбора  $P_{max}$  и частоты тональных звуков динамический диапазон звука 80 дБ уменьшается на краях звукового диапазона до 40 – 50 дБ. Именно поэтому *принято измерять динамический диапазон звуков на частоте 1 кГц*, на которой он может достигать 117 дБ.

*Шум помещения маскирует звук и этим уменьшает его динамический диапазон музыки снизу.* На рис.7.3. показано как при уменьшении звукового давления от 120 до 80 дБ SPL динамический диапазон музыки из-за шума помещения уменьшается с 90 до 50 дБ.

Влиянием шума можно полностью пренебречь только при условии, что его уровень на 10...20 дБ SPL ниже минимального уровня музыкальных звуков. В студиях звукозапи-

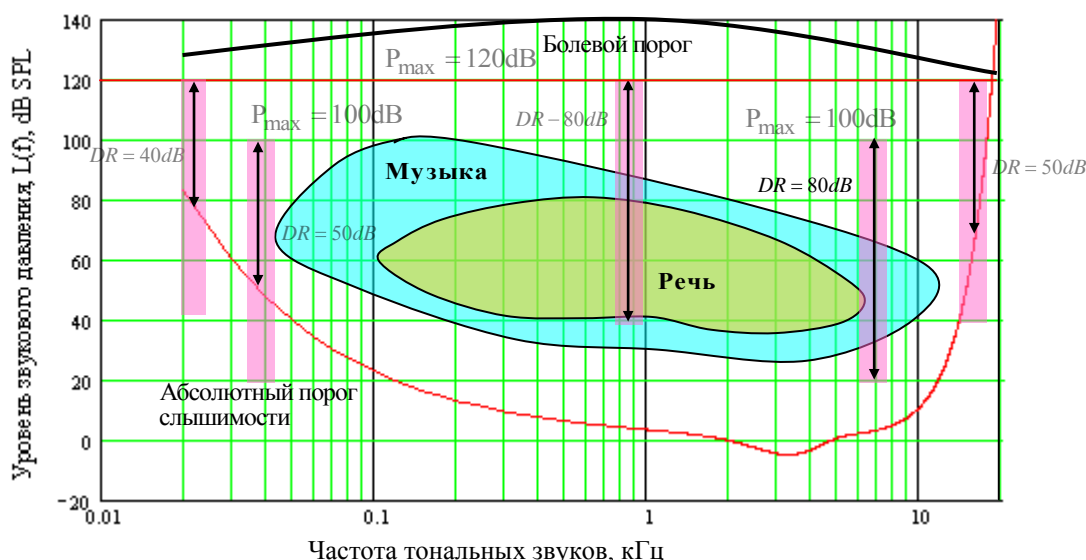


Рис. 7.2. Динамический диапазон музыки и пороги слышимости слуха

си уровень шума не превышает 20...30 дБ SPL, ночью в квартирах «тихих» домов этот уровень равен 40 дБ SPL, любой разговор увеличивает уровень шума до 60 дБ SPL. Именно поэтому тихая музыка часто тонет в шумах помещения прослушивания и невольно возникает желание увеличить громкость.

Шум квантования, являющийся белым шумом, заметен на слух при его интенсивности всего 4 дБ SPL, даже когда общий шум аудио аппаратуры в помещении достигает 50 дБ SPL. Эти цифры необходимо сопоставить с тем, что полной шкале FS цифрового измерителя уровня соответствуют уровень между 105 и 112 дБ SPL. Поэтому для бытовых помещений динамический диапазон музыки не должен превышать 101 - 108 дБ.

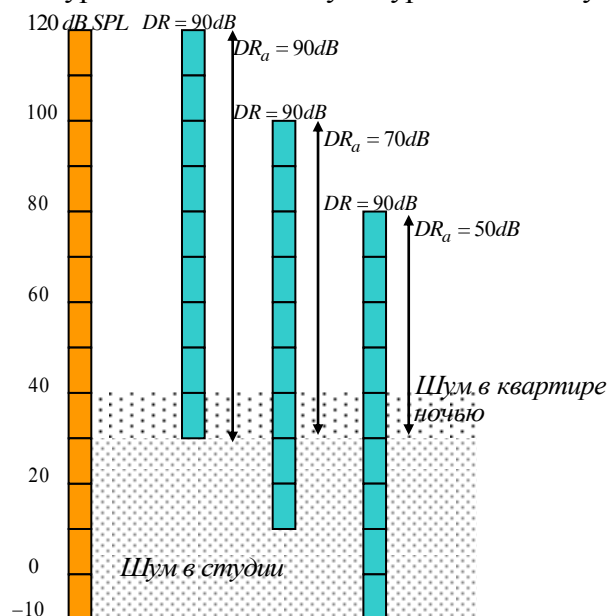


Рис. 7.3. Динамический диапазон музыки в студии

**Динамический диапазон микрофонов** определяется так же, как это обычно делается в электрических трактах. Верхняя граница ограничивается допустимой величиной нелинейных искажений, а нижняя - уровнем собственных шумов. Современные студийные микрофоны допускают максимальное звуковое давление 125...145 дБ SPL, при этом нелинейные искажения не превышают 0,5% ... 3%. Уровень собственных шумов микрофонов составляет 15...20 дБА, динамический диапазон - от 90 до 112 дБА, а отношение сигнал/шум - от 70 до 80 дБА. Эти микрофоны с запасом покрывают весь диапазон слуха человека от 120 дБ SPL до уровня шума студии 20 дБ SPL. В современных студиях запись производится с использованием 22 или 24 разрядных АЦП, иногда используется квантование с плавающей запятой, поэтому проблем с динамическим диапазоном не возникает. Стоит такая аппаратура крайне дорого.

водится с использованием 22 или 24 разрядных АЦП, иногда используется квантование с плавающей запятой, поэтому проблем с динамическим диапазоном не возникает. Стоит такая аппаратура крайне дорого.

#### 4.4. Динамический диапазон фонограмм

Музыкальный и речевой сигналы представляют собой последовательность быстро нарастающих и более медленно затухающих звуковых импульсов (рис.7.4.). Такой сигнал характеризуется *среднеквадратическим и пиковым значениями уровней*, разность этих уровней называется *пик-фактором*. Прямоугольная волна (меандр) имеет единичный пик-фактор 0 дБ, пик-фактор синусоиды равен 3 дБ. Фонограммы музыкальных и речевых сигналов имеют пик-фактор до 20 дБ и более. *Время определения пик-фактора* связано временем интегрирования при вычислении среднеквадратического значения сигнала, и обычно, оно равно 50 мс.

Динамический диапазон и пик-фактор музыкальной фонограммы определяют путем статистической обработки *мгновенных* значений сигналов. Наиболее подробно статистические характеристики рассчитываются в звуковом редакторе Audition 3 (рис.7.4). Из них

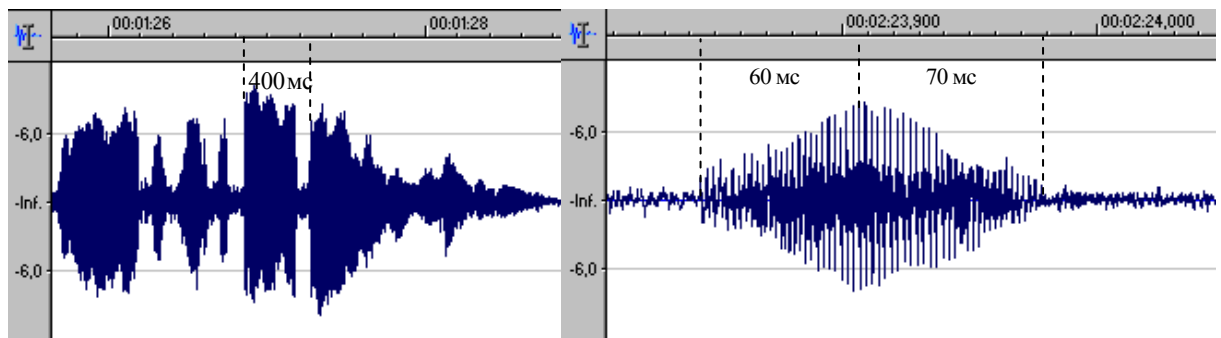


Рис.7.4. Фрагменты фонограмм музыкальных отрывков различной длительности

основными являются следующие: Peak Amplitude ( $L_{pic}$ ), Maximum RMS Power ( $L_{max}$ ), Minimum RMS Power ( $L_{min}$ ) и Average RMS Power ( $L_{avr}$ ) (уровни максимального, минимального и среднего среднеквадратического (эффективного) значения мощности сигнала).

Динамический диапазон фонограммы по данным этой таблицы определяется как

$$DR_m = L_{pic} - L_{min}$$

пик-фактор рассчитывается по формуле

$$PF_m = L_{pic} - L_{avr}$$

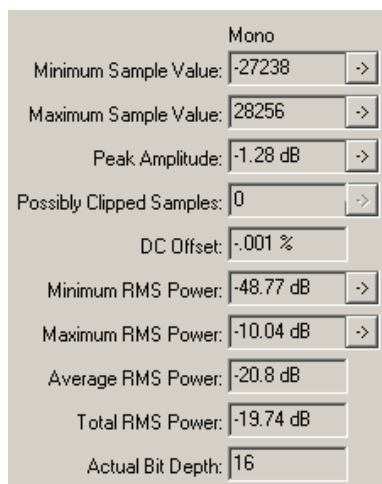


Рис.7.4. Статистические характеристики фонограммы музыки Бетховена «Элизе»

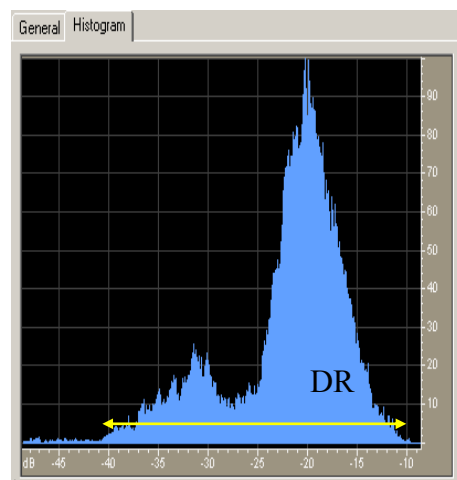


Рис.7.5. Гистограмма распределения музыки Бетховена «Элизе»

Динамический диапазон может быть также определен по гистограмме распределения уровней фонограммы, приведенной на [рис.7.5](#). Такие операции удобно быстро делать до и после динамической обработки фонограммы.

*Время интегрирования* при измерении уровней гистограммы сильно влияет на ее вид. Но это время никак не регламентируется и выбирается самим исполнителем в зависимости от задачи исследования. Если, например, важным является динамический диапазон мгновенных значений уровней фонограммы, то время интеграции должно быть 1-5 мс. Если измеряется динамический диапазон музыки с учетом слухового восприятия, то время интеграции выбирается равным 60 мс, это постоянная времени слуха.

Обычно по вертикальной оси нормализованной гистограммы фонограммы отлаживается плотность вероятности распределения уровней фонограммы, что позволяет определять динамический диапазон и пик-фактор с заданной вероятностью при выбранном времени интеграции. В звуковом редакторе Adobe Audition 3 используется нормализация гистограммы, при которой максимальной вероятности событий всегда соответствует значение 100. Такая гистограмма описывает распределение вероятностей уровней сигналов фонограммы относительно максимального значения. При ее построении автоматически подбирается масштаб по оси X, поэтому затруднительно сравнивать гистограммы различных фонограмм.

*Практическое применение.* Кому и зачем нужна статистическая информация и гистограмма фонограммы. Эти данные прежде всего оказывают неоценимую помощь при динамической обработке фонограммы, так как они позволяют обоснованно выбрать характеристики компрессора и экспандера. Статистические результаты обработки фонограмм с музыкой различных жанров позволяют определить необходимый динамический диапазон электроакустического тракта, сформировать требования по пико-

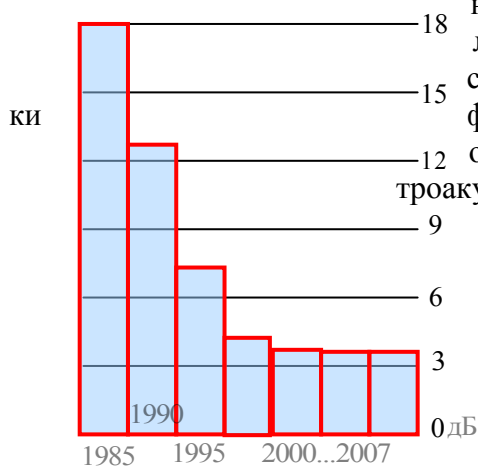


Рис. 7.6. Пик-фактор CD дисков

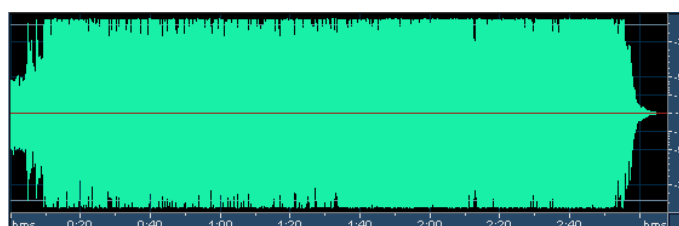


Рис.7.7. Фонограмма песни "I'll Be There For You"

вой и средней мощности головок акустических система. Они играют существенную роль при разработке алгоритмов компрессии звуковых сигналов.

Эмоциональную музыку с широким динамическим диапазоном и большим пик-фактором можно слушать только на высококачественной дорогой аппаратуре с хорошими акустическими агрегатами. На дешевых плеерах с наушниками и в автомобилях из-за шумов динамический диапазон сокращается и она звучит просто отвратительно. Поэтому широким спросом такие записи не пользуются и, неизбежно, с каждым годом динамический диапазон и пик-фактор фонограмм преднамеренно изготовителями уменьшается ([рис.7.6](#)). На современных CD дисках в большинстве случаев динамический диапазон не превышает 20 дБ, а пик-фактор- чуть больше 3 дБ, что вполне достаточно для танцевальной музыки. На [рис.7.7](#). приведена картинка современной фонограммы с компакт диска.



#### 4.5. Динамический диапазон цифрового аудио тракта

Обычный цифровой тракт включает в себя АЦП и ЦАП. Первый осуществляет квантование аналоговых сигналов, и преобразование их в цифровой поток. Второй производит обратное преобразование цифрового потока в аналоговый сигнал.

**Квантование** – это округление при АЦП последовательности выборок ЗС до целого двоичного значения. При импульсно-кодовой модуляции (ИКМ) такая операция осуществляется с помощью линейного квантователя, называемого в технической литературе *Mid-Tread*. У него передаточная функция имеет форму «лестницы» с одинаковыми ступеньками и, обязательно, *нечетное число уровней квантования*. Округление цифровых данных в этом квантователе производится до ближайшего двоичного значения (рис.7.8). Этот алгоритм принято называть *rounding*.

В этом алгоритме выходной сигнал квантователя симметричен относительно оси времени, и квантование осуществляется *с порогом, равным 0,5 шага квантования Q*. Пока входной сигнал меньше этого порога выходной сигнал квантователя равен нулю, это значит, что квантование осуществляется с центральной отсечкой. При входном сигнале несколько выше порога квантования выходной сигнал имеет вид последовательности импульсов со скажностью, зависящей от уровня ЗС. При дальнейшем увеличении уровня ЗС формируется выходной сигнал ступенчатой формы.

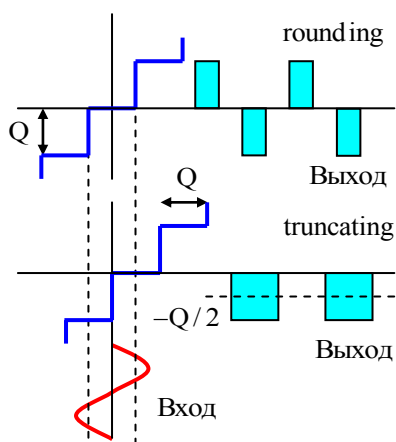


Рис. 7.8. Передаточные функции квантователей Mid-Tread и Mid-Riser

Округление цифровых данных в квантователе *Mid-Riser* производится до ближайшей меньшей величины (рис.7.8), поэтому данный алгоритм принято называть - *truncating*. Квантователь *Mid-Riser* отличается тем, что у него отсутствует порог квантования, поэтому он передает звуковые сигналы очень маленьких уровней, даже ниже уровня шума. Однако, при отсутствии ЗС любой ничтожный шум порождает на выходе последовательность случайных импульсов с амплитудой 1 квант, это значит, что такой квантователь усиливает шумы.

**Динамический диапазон АЦП с квантователем Mid-Tread**, в котором используется линейная импульсно-кодовая модуляция, определяется через логарифм отношения максимального и минимального пиковых значений сигнала синусоидальной формы на входе квантователя

$$DR_A = 20 \log \frac{A_{\max}}{A_{\min}},$$

где  $A_{\max} = Q \cdot 2^{(q-1)}$ ,  $A_{\min} = \frac{Q}{2}$ ,  $Q$  – шаг квантования,  $q$ - число разрядов. Поэтому

$$DR_A = 20 \log \left( \frac{Q \cdot 2^{q-1}}{Q/2} \right) = 6.02q \quad (1)$$

При  $q = 8$  этот динамический диапазон равен 48 дБ, а при  $q = 16$  он увеличивается до 96 дБ. Значение  $DR_A$  определяет нижнюю границу динамического диапазона по уровню входных сигналов квантователя типа *Mid-Tread*.

**Динамический диапазон ЦАПа** цифрового тракта, в котором используется линейная импульсно-кодовая модуляция, измеряется в соответствии с рекомендациями стандарта *EIAJ* через отношение максимального среднеквадратического значения сигнала синусои-

дальной формы  $\bar{A}_{\max}$  на его выходе к среднеквадратическому значению шума квантования  $\sigma$ , измеренному в полосе от 0 до частоты Найквиста  $F_N$

$$DR_R = 20 \log \frac{\bar{A}_{\max}}{\sigma}, \quad (2)$$

где,  $\bar{A}_{\max} = \frac{Q \cdot (2^q + 1)}{\sqrt{2}}, \quad \sigma = \frac{Q}{\sqrt{12}} = 0,289Q < Q/2.$

Поэтому  $DR_R = 6,02 \cdot q + 1,76; \quad q > 1. \quad (3)$

При  $q = 16$   $DR_R = 98$  дБ, что на 2 децибела больше динамического диапазона квантователя, определяемого формулой (1). Измеренный таким образом динамический диапазон ЦАПа отождествляется со значением его  $SNR$ .

Если верхний диапазон частот ограничивается значением  $F_{\max} < F_N$ , то расчетная формула для  $SNR$  и  $DR_R$  принимает вид

$$SNR_R = DR_R = 6.02q + 1,76 + 10 \cdot \log \left[ \frac{f_s}{2 \cdot F_{\max}} \right], \quad (4)$$

где  $f_s$  - частота дискретизации,  $F_{\max}$  - максимальная частота звукового диапазона. При  $f_s = 44,1$  кГц и  $F_{\max} = 20$  кГц и  $SNR_R = DR_R = 98,5$  дБ. Как видно, отношение сигнал/шум лишь на 2 децибела больше динамического диапазона. Надо обратить внимание на то, что величина  $SNR$  зависит от частот  $f_s$  и  $F_{\max}$ , тогда как  $DR$  от этих параметров не зависит. Тем не менее, в большинстве технических публикаций динамический диапазон отождествляется с отношением сигнал/шум. Это подтверждается и стандартами [AES 17](#) и [IEC 61606](#).

В стандарте [IEC 61606](#) рекомендуется измерять  $SNR$  и  $DR$  при подаче на вход ЦАПа цифрового синусоидального сигнала с частотой 997 Гц и уровнем минус 60 дБ FS с обязательным использованием технологии *TPDF Dithering*. При этом расчетное соотношение для  $SNR$  из-за вносимого дополнительного шума предлагается в виде

$$SNR_T = DR_T = 6.02q - 3,01 + 10 \cdot \log \left[ \frac{f_s}{2 \cdot F_{\max}} \right].$$

При прежних условиях  $DR = SNR = 93,7$  дБ, а не 96 дБ, как это часто встречается в технической литературе. Следовательно, уменьшается и расчетный динамический диапазон. Вместо  $SNR$  часто используется его величина с обратным знаком, определяющая интегральный уровень шума квантования

$$\bar{L}_{nT} = -SNR_T.$$

В соответствии со стандартом [IEC 61606](#) измерение динамического диапазона  $DR_R$  производится в соответствии со схемой, приведенной на [рис.7.9](#). В этой схеме тестовый

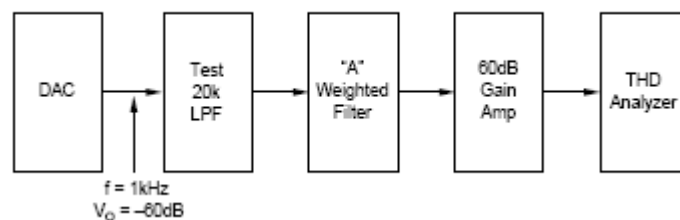


Рис.7.9. Схема измерения динамического диапазона ЦАП

цифровой сигнал с частотой 1 кГц, и уровнем минус 60 дБ, сформированный с использованием технологии *TPDF Dithering*, подается на вход ЦАПа. Аналоговый сигнал с ЦАПа поступает на вход ФНЧ с частотой среза 20 кГц, ограничивающий спектр шума квантования.

Далее производится фильтрация с помощью взвешивающего фильтра типа *A*, учитывающего особенности слухового восприятия шума квантования, что увеличивает динамический диапазон на 2-3 дБ. Этот фильтр моделирует частотную характеристику слуха с большим завалом низких и высоких частот. Тестовый сигнал и шум усиливаются на 60 дБ и подаются на измеритель уровня *THD+N*, который измеряет суммарную мощность гармоник и шумовых составляющих спектра. В этом измерителе тональный сигнал подавляется режекторным фильтром и вольтметром эффективных значений измеряется уровень шума в децибелах. Это измеренное значение уровня шума отождествляется, с обратным знаком, с динамическим диапазоном ЦАПа.

При квантовании сигналов минимального уровня возникают громадные искажения, достигающие 100% (рис.7.10). В связи с этим на практике приходится руководствоваться *реальным динамическим диапазоном* АЦП. При определении этого диапазона необходимо учитывать: пик-фактор музыкальных сигналов, достигающий 12...20 дБ, необходимость поднимать уровень нижней границы динамического диапазона над уровнем шума квантования хотя бы на 20 дБ и иметь дополнительный запас в верхней части динамического диапазона около 10...12 дБ для предотвращения случайной перегрузки.

В результате *реальный динамический диапазон записи* 16-ти разрядного АЦП ИКМ

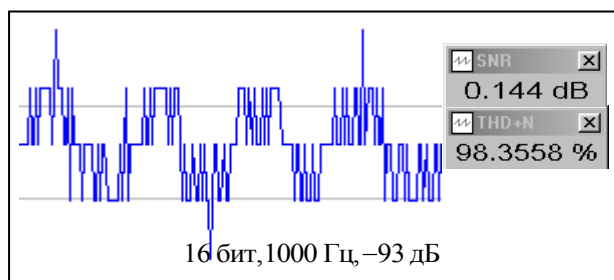


Рис.7.10. Последовательность выборок искаженной формы синусоидального сигнала

тракта не превышает 48...54 дБ. Этого даже близко не хватает для хорошей студийной звукозаписи. При автоматической регулировке уровней, что имеет место при записи компакт-дисков, этот диапазон может быть расширен до 74 дБ, только с заметным ухудшением качества звука сигналов низкого уровня.

Запас динамического диапазона сверху предохраняет от возможности перегрузки, когда пиковые уровни превышают ожидаемое значение.

При записи танцевальной музыки вполне достаточно запаса в 6 дБ. При записи симфонической музыки иногда приходится иметь запас до 20...30 дБ. Запас динамического диапазона снизу предотвращает возможность тихих пассажей оказаться ниже уровня шума и, тем более, ниже порога слышимости.

В цифровых трактах *верхняя граница динамического диапазона* ограничивается уровнем сигнала 0 дБ *FS*. Без использования технологии *Dithering* *нижняя граница динамического диапазона* ограничивается уровнем

$$L_A = -1 / DR_A.$$

При  $q = 8$  бит он равен минус 48 дБ, а при  $q = 16$  бит – минус 96 дБ. Неизбежный шум тракта повышает этот уровень.

Интегральный уровень шума минус 93,7 дБ – это много или мало. Важно насколько этот уровень превышает порог слышимости. С использованием технологии *Dithering* шум квантования становится белым шумом, порог слышимости которого равен 4 дБ SPL. Это значит, что вблизи 3 кГц шум квантования при  $q = 16$  бит будет превышать порог слышимости на 22,3 дБ (рис.7.11). Как видно из этого рисунка, для того чтобы шум квантования был не слышен требуется использовать 20-разрядное квантование.

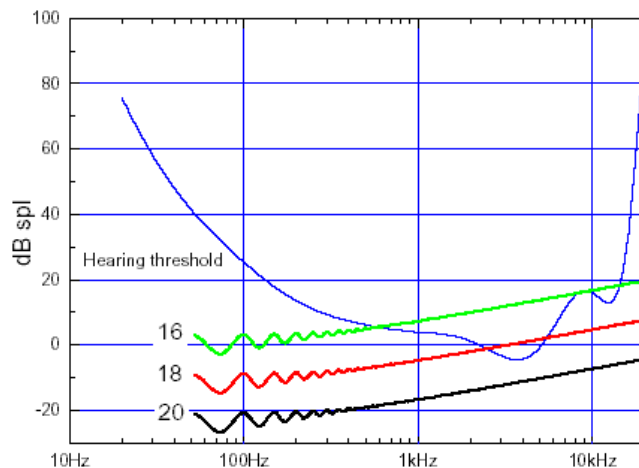


Рис. 7.11. Пороги слышимости шума квантования в зависимости от числа разрядов

#### 4.6. Расширение динамического диапазона с использованием технологии Dithering

Для расширения динамического диапазона ИКМ тракта с квантователем типа *Mead-Tread* без увеличения числа разрядов и частоты дискретизации разработано множество специальных алгоритмов. Например, запись в студии осуществляется с использованием 20 или 24-разрядов, а затем цифровые данные реквантуются до 16 разрядов с применением технологий *Dithering* или *Noise Shaping*.

Технология *Dithering* реализуется двумя путями. Первое, при квантовании аналоговых сигналов к ЗС добавляется небольшой аналоговый шум. 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 производится 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. 7.8.). 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.

В настоящее время стандартом AES17 принята технология декорреляции ошибок квантования, при которой используется случайный или псевдослучайный белый шум с треугольной формой огибающей плотности вероятности (*TPDF – Triangle Probability Density Function*) мгновенных значений шума с размахом от пика до пика 2 *LSB* (*Least Significant Bit* – биты младших разрядов) и с равномерной спектральной 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, зависимость 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.

При использовании технологии дизеринг, устраняется порог квантования, линеаризуется передаточная функция при малых уровнях сигналов, погрешности квантования преобразуются в *белый шум с равномерной спектральной плотностью*. В обычном  $q$  – разрядном квантователе типа *Mid-Tread* с динамическим диапазоном  $DR = 6q$  сигналы в шкале  $FS$  с уровнем меньше минус  $-DR_A$  на выход не передаются. Благодаря шуму, используемому в технологии *Dithering*, передаточная функция квантователя линеаризуется и его порог размывается. Благодаря этому через квантователь могут передаваться сигналы с уровнем ниже минус  $-DR_A$ .

Физической основой такого феномена является способность человека слышать тональный звук, *маскируемый белым шумом*, когда уровень интенсивности тона меньше уровня мощности шума. Это связано с тем, что *маскировка тона происходит в критической полосе слуха*, в которой находится маскируемый тон. Этот феномен поясняется **рис. 7.12**. При такой маскировке уровень порога слышимости маскируемого тона является нижней границей динамического диапазона звукового сигнала.

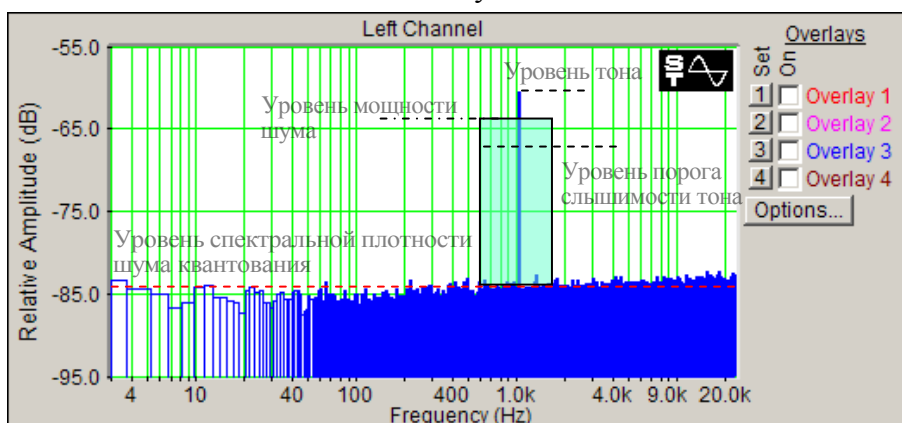


Рис. 7.12. Маскировка тона белым шумом в критической полосе слуха

*Уровень мощности белого шума* в критических полосах определяется равенством

$$L_{mn}(f) = L(f)_{sdn} + 10 \log(W_{cbw}),$$

где  $L(f)_{sdn}$  - уровень спектральной плотности шума реквантования,  $W_{cbw}$  - ширина критической полосы. Она рассчитывается по эмпирической формуле

$$W_{cbw} = 25 + 75[1 + 1,4(f/1000)^2]^{0,69}, \text{ Hz}.$$

Ширина критической полосы меняется от 100 Гц на НЧ до 6 кГц – на высоких. Во столько же раз возрастает уровень мощности шума реквантования в критических полосах

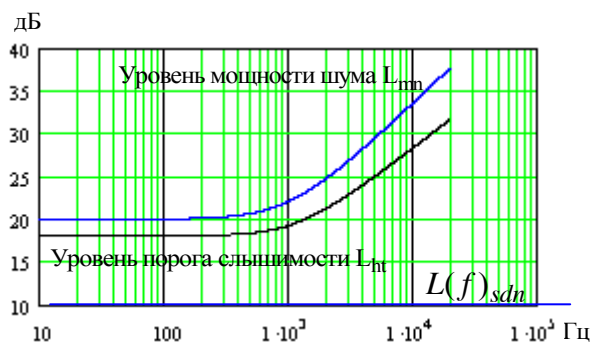


Рис.7.13. Уровень порога слышимости тона, маскируемого белым шумом

(рис.7.13.). До частоты 500 Гц ширина критических полос одинакова и равна 100 Гц, поэтому в этом диапазоне уровень порога слышимости тона, маскируемого белым шумом, на 18 дБ выше уровня спектральной плотности мощности шума квантования. Выше 500 Гц уровень порога слышимости тона поднимается с крутизной немного меньше 10 дБ на декаду.

*Спектральная плотность мощности шума* реквантования  $L(f)_{sdn}$  связана с интегральным уровнем шума  $\bar{L}_n$  равенством

$$L(f)_{sdn} = \bar{L}_n - 10 \cdot \log(f_s / 2).$$

Для 16-ти разрядного АЦП с TPDF Dithering  $\bar{L}_n = -93,7$ ,  $L(f)_{sdn} = -137,2$  дБ.

*Уровень мощности шума квантования* в критической полосе рассчитывается по формуле

$$L_{ncw}(f) = L(f)_{sdn} + 10 \log(W_{cw}),$$

где  $L(f)_{sdn}$  – уровень спектральной плотности мощности шума квантования,  $W_{cw}$  – ширина критической полосы.

*Коэффициент маскировки в критической полосе* это разность между уровнем мощности шума квантования в критической полосе и уровнем порога слышимости тона, он может быть представлен в виде равенства

$$K_m(f) = -\log\left[1 + 1,4 \left[\frac{f}{502}\right]^{2,5}\right] - 2, \text{ (дБ)}$$

*Уровень порога слышимости тона*  $L(f)_{ht}$ , маскируемого белым шумом, до частоты 500 Гц на 18 дБ выше уровня спектральной плотности мощности шума реквантования (рис.7.13). На более высоких частотах  $L(f)_{ht}$  возрастает, с крутизной немного меньше 10 дБ на октаву. Аналитически эта зависимость может быть представлена эмпирическим равенством

$$L_{ht}(f) = L_{mn}(f) + K_m(f) = -DR_T.$$

При использовании технологии Dithering нижняя граница динамического диапазона квантователя Mid-Tread  $L_q$  зависит от числа используемых разрядов и абсолютного порога слышимости (АПС). Поэтому для определения величины расширения динамического диапазона необходимо на одном графике совместить шкалы FS и SPL. Для этого достаточно, чтобы в шкале FS 0 дБ соответствовал уровень максимального звукового давления

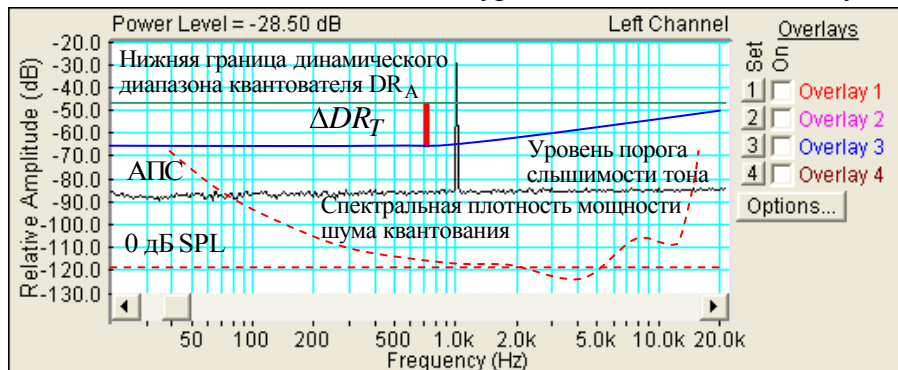


Рис. 7.14. К определению динамического диапазона квантователя Mid-Tread 16-8 бит с использованием технологии TPDF Dither

( $L_{max}$ ) в шкале SPL, а 0 дБ SPL в шкале FS соответствовал уровню максимального звукового давления в шкале SPL со знаком минус ( $-L_{max}$ ).

На рис.7.14 приведены графики, которые позволяют определить величину расширения динамического диапазона при реквантовании  $16 \Rightarrow 8$  бит с использованием технологии TPDF Dithering при уровне звукового давления  $L_{max} = 120$  дБ SPL. В этом случае нижняя граница динамического диапазона, определяемая квантователем, рассчитывается по формуле

$$L_q = -DR_A = -48 \text{ дБ}$$

По графику уровень спектральной плотности мощности шума квантования равен – 86 дБ.

Как видно из рисунка, при использовании технологии *Dithering* нижняя граница динамического диапазона  $L_{ht}(f)$  от 30 до 500 Гц определяется порогом слышимости тона, маскируемого белым шумом, и равна  $-67$  дБ. Выигрыш в динамическом диапазоне может быть рассчитан по формуле

$$\Delta DR_T = -L(f)_{sdn} + L(f)_{ht} + L_q,$$

или определен по графику (красная линия). В данном примере этот выигрыш равен  $19$  дБ и, следовательно, динамический диапазон благодаря технологии *Dithering* расширяется с  $48$  до  $68$  дБ. На частотах выше  $1$  кГц выигрыш в динамическом диапазоне с повышением частоты постепенно уменьшается до  $5$  дБ.

В данном примере значение  $L_{max}$ , равное  $120$  дБ SPL, практически никакого влияния на динамический диапазон не оказывает. Из графика видно, что с уменьшением  $L_{max}$  будет постепенно уменьшаться  $\Delta DR_T$  на низких частотах из-за повышения порога слышимости, который будет определять нижнюю границу динамического диапазона на этих частотах.

На рис.7.15 приведены графики, которые позволяют определить величину расширения динамического диапазона при реквантовании  $24 \Rightarrow 16$  бит с использованием техно-

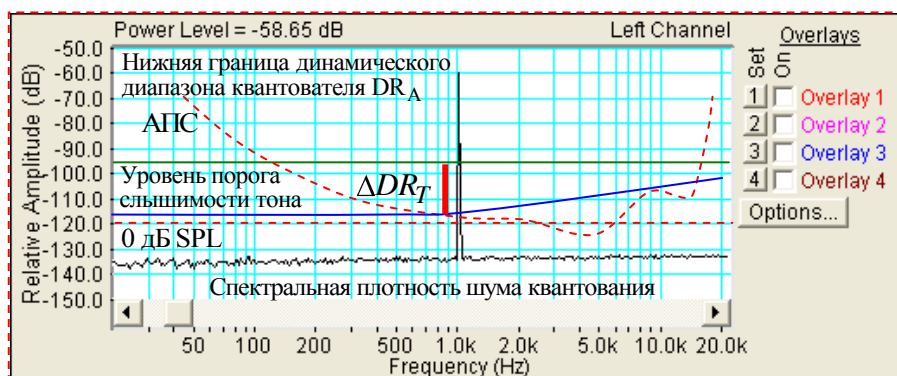


Рис.7.15. К определению динамического диапазона реквантователя Mid-Tread 24-16 бит с использованием технологии TPDF Dither

гии *TPDF Dithering* при уровне звукового давления  $L_{max} = 120$  дБ SPL. В этом случае нижняя граница динамического диапазона, определяемая квантователем, рассчитывается по формуле

$$L_q = -DR_A = -96 \text{ дБ}$$

По графику уровень спектральной плотности мощности шума квантования равен  $-135$  дБ.

Как видно из рисунка при использовании технологии *Dithering* нижняя граница динамического диапазона  $L_d$  от  $120$  до  $1000$  Гц определяется абсолютным порогом слышимости. Выигрыш в динамическом диапазоне может быть рассчитан по формуле

$$\Delta DR_T = -L_{АПС} + L_q,$$

или определен по графику (красная линия). В данном примере этот выигрыш на частоте  $1$  кГц равен  $21$  дБ и, следовательно, динамический диапазон благодаря технологии *Dithering* расширяется с  $96$  до  $117$  дБ (теоретический предел). На частотах выше  $1$  кГц нижняя граница динамического диапазона определяется порогом слышимости тона, маскируемого белым шумом. При этом выигрыш в динамическом диапазоне с повышением частоты постепенно уменьшается до  $5$  дБ.

В данном примере значение  $L_{max}$ , равное  $120$  дБ SPL, фактически определяет динамический диапазон. Из графика видно, что с уменьшением  $L_{max}$  будет постепенно

уменьшаться  $\Delta DR_A$  на низких частотах из-за повышения абсолютного порога слышимости, и при  $L_{max} = 100$  SPL  $\Delta DR_A$  будет равно нулю.

Таким образом, эффект расширения динамического диапазона при использовании технологии *TPDF Dither* реализуется лучше при мало разрядном реквантовании. При этом также допускаются значительно более широкие возможности изменения максимального звукового давления, при которых этот эффект работает. При 16-ти разрядном реквантовании применение этой технологии имеет смысл только при звуковом давлении не менее 110-120 дБ SPL.

В качестве практического примера применения технологии *Dithering* на рис.7.16 приведены спектр и временная диаграмма ЗС с частотой 1 кГц и уровнем минус 68 дБ при реквантовании 16 – 8 бит. При обычном 8-разрядном квантовании с округлением динамический диапазон не превышает 48 дБ и ЗС с уровнем ниже минус 48 дБ через квантова-

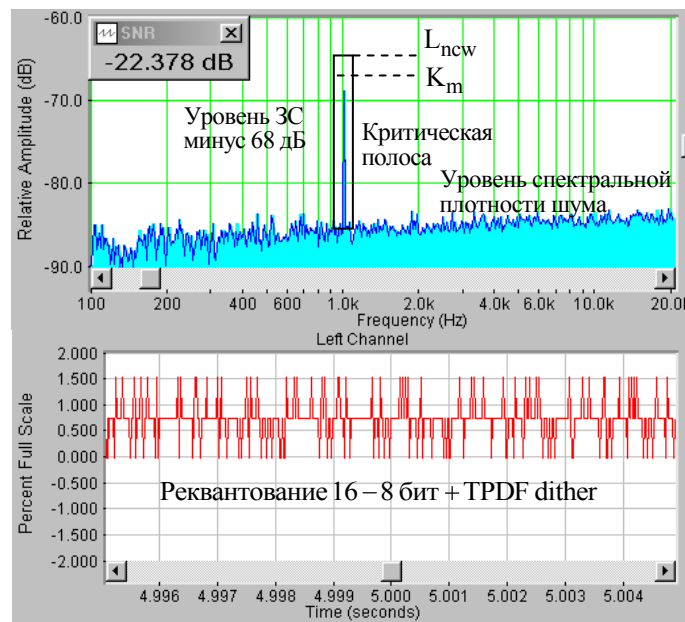


Рис.7.16. Спектр и временная диаграмма реквантованного ЗС

тель не передается.

Как видно, в случае применения технологии *Dithering* в спектре реквантованного сигнала отчетливо выделяется тональная составляющая, хотя сигнал на 22 дБ ниже эффективного значения шума квантования ( $SNR = -22,3$  дБ) и на временной диаграмме он не просматривается.

По приведенным выше формулам рассчитаем динамический диапазон реквантованного ЗС. На частоте 1 кГц  $W_{cw} = 160$  Гц,  $L(f)_{sdn} = -85$  дБ (из графика). При этом уровень мощности шума квантования в критической полосе рассчитывается по формуле

$$L_{ncw}(f) = L(f)_{sdn} + 10 \log(W_{cw}) = -85 + 22 = -63 \text{ dB},$$

Коэффициент маскировки в критической полосе определяется равенством

$$K_m(f) = -\log\left[1 + 1,4 \left[\frac{f}{502}\right]^{2,5}\right] - 2 = 2,8 \text{ dB}.$$

Уровень порога слышимости

$$L_{ht}(f) = L_{mn}(f) - \log\left[1 + 1,4 \left[\frac{f}{502}\right]^{2,5}\right] - 2 = -DR_T = 65,8 \text{ dB}$$

Таким образом, при 8 разрядном квантовании благодаря технологии *Dithering* динамический диапазон расширяется с 48 до 65,8 дБ, то есть на 17,8 дБ.



#### 4.7. Расширение динамического диапазона с использованием технологии Noise Shaping

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* и расширение динамического диапазона.

В настоящей лабораторной работе рассматривается применение такой технологии только при импульсно-кодовой модуляции в процессе реквантования, проводимой перед записью музыкальных программ, 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, но значение *SNR* резко падает и может стать отрицательным, так как сигнал оказывается значительно ниже уровня шума квантования (рис.7.17.).

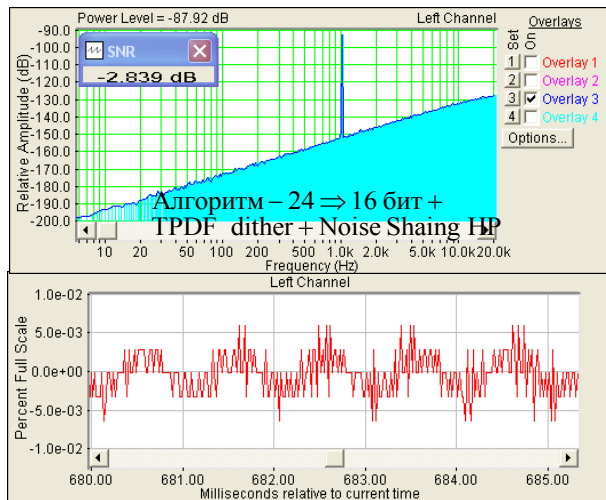


Рис.7.17. Спектр и временная диаграмма сигнала с уровнем минус 93 дБ FS

В этом случае, естественно, используемый в ИКМ трактах метод измерения динамического диапазона применять невозможно в принципе, и ди-

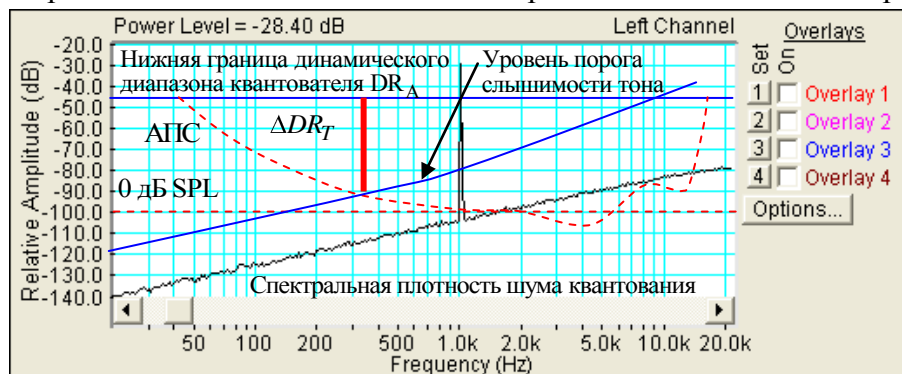


Рис.7.18. К определению динамического диапазона реквантователя Mid-Tread 16-8 бит с использованием технологии TPDF Dither+Noise Shaping

намический диапазон можно определить лишь с помощью *FFT* анализа.

На рис.7.18 приведены графики, которые позволяют определить величину расширения динамического диапазона при реквантовании  $16 \Rightarrow 8$  бит с использованием технологии *TPDF Dithering + Noise Shaping HP* при уровне звукового давления  $L_{max} = 100$  дБ

SPL. В этом случае нижняя граница динамического диапазона, определяемая квантователем, рассчитывается по формуле

$$L_q = -DR_T = -48 \text{ дБ}$$

При использовании технологии Noise Shaping HP в цепи обратной связи квантователя включается фильтр высоких частот из-за которого график спектральной плотности мощности шума квантования имеет подъем высоких частот с крутизной 10 дБ на декаду. На частоте 1 кГц уровень спектральной плотности равен -115 дБ.

Как видно из рисунка при использовании технологии TPDF Dithering + Noise Shaping HP нижняя граница динамического диапазона  $L_d$  от 40 до 350 Гц определяется абсолютным порогом слышимости. Максимальный выигрыш в динамическом диапазоне достигается на частоте около 350 Гц (красная линия) и он равен 42 дБ. Благодаря этому динамический диапазон на этой частоте расширяется с 48 до 90 дБ.

На частотах ниже 350 Гц динамический диапазон плавно сокращается и на частоте 40 Гц выигрыш снижается до нуля. На частотах выше 350 Гц нижняя граница динамического диапазона определяется порогом слышимости тона, маскируемого белым шумом. С повышением частоты динамический диапазон сокращается и на частоте 10 кГц выигрыш снижается до нуля.

В приведенном примере значение  $L_{\max} = 100$  дБ SPL, с увеличением  $L_{\max}$  выигрыш



Рис. 7.19. К определению динамического диапазона реквантователя Mid-Tread 24-16 бит с использованием технологии TPDF Dither+Noise Shaping

по динамическому диапазону будет увеличиваться, а частота максимума снижаться. При этом  $\Delta DR_T$  на частоте 1 кГц будет оставаться постоянной, равной 32 дБ, а динамический диапазон на этой частоте будет 80 дБ.

На рис.7.19 приведены графики, которые позволяют определить величину расширения динамического диапазона при реквантовании 24  $\Rightarrow$  16 бит с использованием технологии TPDF Dithering + Noise Shaping HP при уровне звукового давления  $L_{\max} = 120$  дБ SPL. В этом случае нижняя граница динамического диапазона, определяемая квантователем, рассчитывается по формуле

$$L_q = -DR_T = -96 \text{ дБ}$$

При использовании технологии Noise Shaping HP в цепи обратной связи квантователя включается фильтр высоких частот из-за которого график спектральной плотности мощности шума квантования имеет подъем высоких частот с крутизной 10 дБ на декаду. На частоте 1 кГц уровень спектральной плотности равен -115 дБ, как и в предыдущем примере.

Как видно из рисунка, при использовании технологии TPDF Dithering + Noise Shaping HP нижняя граница динамического диапазона  $L_d$  от 200 до 2000 Гц определяется абсолютным порогом слышимости. Максимальный выигрыш в динамическом диапазоне достигается на частоте около 2000 Гц (красная линия) и он равен 21 дБ. Благодаря этому ди-

намический диапазон на этой частоте расширяется с 96 до 117 дБ (теоретический максимум).

На частотах ниже 2000 Гц динамический диапазон плавно сокращается и на частоте 200 Гц выигрыш снижается до нуля. На частотах выше 2000 Гц нижняя граница динамического диапазона определяется порогом слышимости тона, маскируемого белым шумом. С повышением частоты динамический диапазон сокращается и на частоте 6 кГц выигрыш снижается до нуля.

В приведенном примере значение  $L_{\max} = 120$  дБ SPL, с уменьшением  $L_{\max}$  выигрыш по динамическому диапазону будет уменьшаться, а частота максимума повышаться. При  $L_{\max} = 100$  дБ SPL выигрыш  $\Delta DR_T$  будет равняться нулю.

#### 4.8. Резюме

- **Диапазон** уровней звуковых сигналов достигает 120 и даже 140 дБ SPL, однако **динамический диапазон** звуков значительно ниже и не превышает 85 дБ.
- Динамический диапазон аналоговых музыкальных фонограмм не превышает 40 дБ, а динамический диапазон современных цифровых музыкальных фонограмм обычно около 20 дБ. Динамический диапазон рок-музыки на концертах достигает 130 дБ.
- **Расчетный динамический диапазон** цифровых ИКМ трактов определяется числом двоичных разрядов выборки. **Реальный динамический диапазон** значительно меньше. Он ограничивается абсолютным порогом слышимости и шумом помещения.
- Применение технологий *Dithering* и *Noise Shaping* в ИКМ трактах уменьшает расчетный и измеряемый по стандарту AES17 динамический диапазон, но **расширяет реальный слышимый динамический диапазон** до 20 дБ. Расширение динамического диапазона ограничивается абсолютным порогом слышимости, поэтому чем меньше число разрядов, тем расширение динамического диапазона больше. При 20 и более разрядах расширение реального динамического диапазона невозможно и применение этих технологий бессмысленно.
- Приведенные выводы не касаются цифровых трактов с использованием сигма-дельта модуляции.

#### 4.9. Измерения динамического диапазона в программе SpectraLab

В программе *SpectraLab* уровень мощности ЗС в шкале FS  $L_S$  индицируется в окошке *Power Level* спектроанализатора. Уровень мощности дискретных и шумовых составляющих спектра  $L_{THD+N}$  % измеряется в процентах относительно мощности ЗС. Уровень этой мощности в децибелах  $L_{THD+N}$  рассчитывается по формуле

$$L_{THD+N} = 20 \lg \left[ \frac{L_{THD+N} \%}{100} \right], \text{dB}.$$

В соответствии со стандартом AES17 расчетный динамический диапазон цифрового ИКМ тракта определяется равенством

$$DR_{AES} = -L_S + L_{THD+N}, \text{dB}.$$

В программе *SpectraLab* значение SNR измеряется как отношение уровня мощности ЗС  $L_S$  к суммарному уровню мощности дискретных и шумовых составляющих спектра  $L_{THD+N}$

$$SNR = 20 \log \left[ \frac{L_s}{L_{THD+N}} \right], dB,$$

поэтому динамический диапазон может быть определен как

$$DR_{SNR} = SNR_{max}.$$

Значение  $SNR$  определяется при уровне сигнала 0...минус 3 дБ, при условии, что коэффициент гармоник  $THD$  не превышает 1%.

В программе *SpectraLab* все измерения динамического диапазона производятся в режиме идеального тракта, когда отсутствуют шумы канала. Для этого *микшер записи* переключается в режим работы непосредственно от синтезатора (*Wave*). При этом уровень сигнала регулируется *в микшере воспроизведения* только регулятором *Wave*. Дискретное регулирование уровня нужно осуществлять в окне генератора под названием Level.

В программе *SpectraLab* *расчетный динамический диапазон* ИКМ тракта определяется по уровню сигнала с обратным знаком на шкале  $FS$  спектроанализатора, при котором в его окне исчезает спектр сигнала. Это значит, что сигнал меньше половины шага квантования и квантователь его не пропускает. Этот диапазон можно также измерить как максимальное значение  $SNR$ . *Реальный динамический диапазон* определяется как уровень сигнала в шкале  $FS$  (с обратным знаком), при котором сигнал перестает быть слышимым.

## 5. Порядок выполнения лабораторной работы

### 5.1. Подготовка к измерениям


В лабораторной работе исследуются различные методы измерения динамического диапазона цифровых аудио ИКМ трактов:

- В соответствии с рекомендациями стандарта AES17 через измерение значения суммарной мощности гармонических и шумовых составляющих спектра,
- Приравнивание динамического диапазона к максимальному значению  $SNR$  в шкале  $FS$ ,
- Приравнивание динамического диапазона к уровню сигнала в шкале  $FS$ , при котором он исчезает на выходе квантователя,
- Приравнивание динамического диапазона к уровню сигнала в шкале  $FS$ , при котором он перестает быть слышимым.


Тестовые сигналы формируются двумя способами: в программе *SpectraLab* в реальном масштабе времени и в программе *Sound Forge 9* в режиме пост обработки. Измерение спектра,  $SNR$  и  $THD+N$  производится в программе *SpectraLab*

- Включите компьютер
- Скопируйте с рабочего стола файл «Отчет LR-7 DA» на свою флешкарту, дайте ему свое имя в виде: «Группа»\_ «Фамилия (работавшего на клавиатуре)»\_ «Номер ЛР»\_ «Дата».
- Откройте этот файл и сверните его окно.

В файл этого отчета вы будете копировать все экспериментальные графики, и заносить в таблицы отчета результаты измерений сразу в процессе их получения. В день выполнения лабораторной работы отчет в электронном виде необходимо сдать преподавателю, только тогда работа считается выполненной.


- Кнопкой с пиктограммой  откройте и затем сверните окно программы **Sound Forge 9**.



- Кнопкой с пиктограммой  откройте и затем сверните окно программы **SpectraLab**.
- Сделайте обязательные установки в микшере **Play Control**

Для этого двойным нажатием кнопки с пиктограммой  откройте его окно. Затем после команд **Параметры**  $\Rightarrow$  **Свойства** в появившемся окне **Свойства** выберите режим **Воспроизведение**. В выпадающем меню этого окна курсором отметьте регуляторы **Play Control, Wave (Звук)** и **Line in**, по команде **ОК** окна этих регуляторов появляются на экране монитора. Курсором включите первые два регулятора и поставьте их ползунки в верхнее положение шкалы. Регулятор **Line in** **обязательно выключите**. После этого окно микшера можно свернуть или вообще выключить.

- Сделайте обязательные установки в микшере **Record Control**

Для этого двойным нажатием кнопки с пиктограммой  откройте окно микшера **Play Control**. Затем после команд **Параметры**  $\Rightarrow$  **Свойства** в появившемся окне **Свойства** выберите режим **Запись**. В выпадающем меню этого окна курсором отметьте регуляторы **Microphone** и **Line in**. По команде **ОК** окна этих регуляторов появляются на экране монитора. Курсором поставьте их ползунки в верхнее положение шкалы.

- Курсором сначала включите регулятор в режим **Microphone**, затем переключите в режим **Line in**

## 5.2. Измерение динамического диапазона (DR) цифрового ИКМ аудио тракта

- Откройте окно программы SpectraLab
- Загрузите файл **LR-7.1 DA.cfg**, который конфигурирует схему измерений и устанавливает все необходимые опции для выполнения настоящего раздела лабораторной работы.

Для этого в меню **Config** выберите опцию **Load Configuration** и в выпадающем меню выберите файл **LR-7.1 DA cfg**.

- Установите частоту сигнала 1000 Гц

Для этого в окне генератора выберите курсором **Multiples Tones**. В открывшемся окне поставьте птичку для частоты 1000 Гц и нажмите кнопку **ОК**.

- По формулам

$$DR_A = 6.02q \text{ и } DR_R = 6,02 \cdot q + 1,76; \quad q > 1, \text{ где } q - \text{ число разрядов}$$

рассчитайте эти динамические диапазоны  $DR_A$  и  $DR_R$ , занесите результаты в **табл. 1**

Табл. 1. Измерение теоретического DR обычных трактов											
Теория				AES17				SNR		$L_{\min}$	
$DR_A$ , dB		$DR_R$ , dB		TND+N%		$DR_{AES}$ , dB		$DR_{SNR}$ , dB		$DR_L$ , dB	
Число разрядов											
8	16	8	16	8	16	8	16	8	16	8	16

### 5.2.2. Измерение теоретического DR по стандарту AES17

- Установите число разрядов 8 бит

Для этого в меню программы SpectraLab выберите **Options-Settings**. В открывшемся окне выберите 8 бит и нажмите кнопку **ОК**.

- Установите уровень сигнала  $L_s$  минус 60 дБ

Для этого в окне генератора выберите окно **Level** и запишите этот уровень, нажмите кнопку **ОК**.

- По команде **Run** начните измерение спектра. Регулятором **Wave** микшера **Play Control** *с помощью мышки* установите по индикатору **Power Level** уровень сиг-

нала минус 60 дБ. Через 30...50 с нажмите кнопку **Stop** и запишите в табл.1 результат измерения THD+N %/. По формулам

$$L_{\text{THD+N}} = 20 \lg \left[ \frac{L_{\text{THD+N}} \%}{100} \right], \text{dB} \quad DR_{\text{AES}} = -L_S + L_{\text{THD+N}}, \text{dB}$$

рассчитайте  $DR_{\text{AES}}$ . Результат занесите в табл.1.

- Установите число разрядов 16 бит и повторите измерения.

### 5.2.3. Измерение теоретического DR по значению $SNR_{\text{max}}$

- Установите число разрядов 8 бит

Для этого в меню программы SpectraLab выберите **Options-Settings**. В открывшемся окне выберите 8 бит и нажмите кнопку **OK**.

- Установите уровень сигнала  $L_S$  0 дБ

Для этого в окне генератора выберите окно **Level** и запишите этот уровень, нажмите кнопку **OK**.

- По команде **Run** начните измерение спектра. Регулятором **Wave** микшера **Play Control** *с помощью мышки* установите по индикатору **Power Level** уровень сигнала минус 1...3 дБ. Через 30...50 с нажмите кнопку **Stop** и запишите в табл.1 результат измерения SNR. По формуле

$$DR_{\text{SNR}} = SNR_{\text{max}}$$

рассчитайте  $DR_{\text{SNR}}$ . Результат занесите в табл.1.

- Установите число разрядов 16 бит и повторите измерения.

### 5.2.4. Измерение теоретического DR по спектру сигнала

- Установите число разрядов 8 бит

Для этого в меню программы SpectraLab выберите **Options-Settings**. В открывшемся окне выберите 8 бит и нажмите кнопку **OK**.

- Установите уровень сигнала на 5 дБ выше  $DR_A$

Для этого в окне генератора выберите окно **Level** и запишите Ваш уровень, нажмите кнопку **OK**.

- По команде **Run** начните измерение спектра. Регулятором **Wave** микшера **Play Control** *с помощью мышки* медленно уменьшайте уровень сигнала. При этом наблюдайте спектр и следите за показаниями измерителя **Power Level**. Занесите в **табл.1** последний уровень, после которого с экрана дисплея исчезает спектр сигнала
- Установите число разрядов 16 бит и повторите измерения.

### 5.3. Измерение реального динамического диапазона ИКМ тракта

- Установите число разрядов 16 бит

Для этого в меню программы SpectraLab выберите **Options-Settings**. В открывшемся окне выберите 16 бит и нажмите кнопку **OK**.

- Установите частоту сигнала 100 Гц

Для этого в окне генератора выберите курсором **Multiple Tones**, затем **Details**. В открывшемся окне поставьте птичку для частоты 100 Гц и нажмите кнопку **OK**.

Табл.2. Измерение реального динамического диапазона и значения SNR				
			Dither T PDF	Dither TPDF+ NS EL
Число разрядов				
8	16	Реквантование 16 – 8 бит		
Частота Гц				
100	10000	100	10000	1000
SNR		SNR		SNR
DR		DR		DR

- Установите уровень сигнала на 30...35 дБ выше расчетного  $DR_A$   
Для этого в окне генератора выберите окно **Level** и запишите Ваш уровень, нажмите кнопку **OK**.
- Наденьте наушники и по команде **Run** начните измерение спектра. Регулятором **Wave** микшера **Play Control** *с помощью мышки* медленно уменьшайте уровень сигнала. При этом следите за показаниями измерителя **Power Level** и слушайте. Занесите в **табл.1** уровень, при котором сигнал перестает быть слышимым. Если необходимо в окошке **Level**, можно изменить дискретно уровень сигнала, уменьшить или увеличить на 5..20 дБ.
- Установите частоту сигнала 10000 Гц и повторите измерения.

#### 5.4. Измерение реального динамического диапазона квантователя, в котором используется аудио технология **Dithering T PDF**

##### 5.4.1. Запись тестового сигнала

- Откройте программу Sound Forge и в меню выберите **File – New**. В появившемся окне выберите: частота дискретизации 48 кГц, 16 бит, моно - нажмите кнопку **OK**
- В меню программы Sound Forge выберите **Tools – Synthesis - FM**. В открывшемся окне выберите: **Sine**, 1000 гц, - 45 dB, 50 s и нажмите кнопку **OK**.
- Произведите реквантование сигнала 16- 8 бит с использованием технологии **Dithering** (белый шум с треугольным законом распределения -**Triangular** ).  
Для этого в меню Sound Forge откройте **Process – Bit Depth Converter**, в появившемся окне выберите: **8 bit, Dither - Triangular, Noise Shaping – off**, и нажмите кнопку **OK**.
- В меню программы Sound Forge выберите **File - Save As**, назовите файл 1000 16-8 бит T – 45 dB и сохраните его по адресу: C:/audio/specclab/wave
- Повторите запись тестовых сигналов 1000 Гц 16 – 8 бит с уровнем минус 50, 55, 60, 65 и 70 дБ. Дайте им названия, отличающиеся уровнем сигнала.

##### 5.4.2. Определение реального динамического диапазона

- Откройте программу Sound Forge и в меню **File** откройте папку с тестовыми файлами по адресу C:/audio/specclab/wave
- Наденьте наушники и слушайте тестовые файлы с частотой сигнала 1000 Гц и уровнями от минус 45 до минус 70 дБ. Найдите файл, который звучит на пороге слышимости.  
Для этого курсором выделяйте нужные файлы и слушайте
- Результат занесите в **табл.2** и в выводы. Сравните реальный динамический диапазон с расчетным.

##### 5.4.3. Измерение спектра и SNR тестовых сигналов на пороге слышимости

- Откройте окно программы SpectraLab
- Загрузите файл **LR-7.2 DA.cfg**, который конфигурирует схему измерений и устанавливает все необходимые опции для выполнения настоящего раздела лабораторной работы.

Для этого в меню **Config** выберите опцию **Load Configuration** и в выпадающем меню выберите файл **LR-7.2. DA cfg**.

- В меню программы SpectraLab нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Open**. В открывшемся окне в папке по адресу `C:/audio/specclab/wave` выберите файл с уровнем сигнала на пороге слышимости.
- По команде **Run** начните измерение спектра. Через 30...50 с, когда график перестанет видоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений и нажмите одну из кнопок **Set** (график синий или красный). Результат измерения SNR занесите в **табл.2**.
- Скопируйте график в Ваш отчет

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду **"Copy as a bitmap"**. Скопируйте график в Ваш отчет и подпишите название рисунка.

- Сопоставьте в выводах значение SNR и динамический диапазон

## 5.5. Измерение реального динамического диапазона квантователя, в котором используется технология **Dither T PDF** плюс **Noise Shaping EL (Equal Loudness)**

### 5.5.1. Запись тестового сигнала

- Откройте программу Sound Forge и в меню выберите **File – New**. В появившемся окне выберите: частота дискретизации 48 кГц, 16 бит, моно - нажмите кнопку **OK**
- В меню программы Sound Forge выберите **Tools – Synthesis - FM**. В открывшемся окне выберите: **Sine**, 1000 Гц, - 45 dB, 50 с и нажмите кнопку **OK**.
- Произведите реквантование сигнала 16- 8 бит с использованием технологии **Dithering** (белый шум с треугольным законом распределения -**Triangular** ) плюс **Noise Shaping EL (Equal Loudness)**.

Для этого в меню Sound Forge откройте **Process – Bit Depth Converter**, в появившемся окне выберите: **8 bit, Dither - Triangular, Noise Shaping – Equal Loudness**, и нажмите кнопку **OK**

- В меню программы Sound Forge выберите **File - Save As**, назовите файл 1000 16-8 бит T +EL – 45 dB и сохраните его по адресу: `C:/audio/specclab/wave`
- Повторите запись тестовых сигналов 1000 Гц 16 – 8 бит T +EL с уровнем сигнала минус 50, 55, 60, 65 и 70 дБ. Дайте им названия, отличающиеся уровнем сигнала.

### 5.5.2. Определение реального динамического диапазона

- Откройте программу Sound Forge и в меню **File** откройте папку с тестовыми файлами по адресу `C:/audio/specclab/wave`
- Наденьте наушники и слушайте тестовые файлы с частотой сигнала 1000 Гц и уровнями от минус 45 до минус 70 дБ. Найдите файл, который звучит на пороге слышимости.

Для этого курсором выделяйте нужные файлы и слушайте

- Результат занесите в **табл.2**. и в выводы. Сравните реальный динамический диапазон с расчетным.

### 5.5.3. Измерение спектра и SNR тестовых сигналов на пороге слышимости



- Откройте окно программы SpectraLab
- Загрузите файл **LR-7.2 DA.cfg**, который конфигурирует схему измерений и устанавливает все необходимые опции для выполнения настоящего раздела лабораторной работы.

Для этого в меню **Config** выберите опцию **Load Configuration** и в выпадающем меню выберите файл **LR-7.2. DA cfg**.

- В меню программы SpectraLab нажмите кнопку **File** и в выпадающем меню выберите **Open**. В открывшемся окне в папке по адресу `C:/audio/specslab/wave` выберите файл на пороге слышимости.
- По команде **Run** начните измерение спектра. Через 30...50 с, когда график перестанет видоизменяться, командой **Stop** зафиксируйте результаты измерений и нажмите одну из кнопок **Set** (график синий или красный). Результат измерения SNR занесите в **табл.2**.
- Скопируйте график в Ваш отчет

Для этого левой клавишей мышки направьте курсор на график, затем нажмите правую клавишу мышки, в появившемся на экране меню выберите команду **"Copy as a bitmap"**. Скопируйте график в Ваш отчет и подпишите название рисунка.

- Сопоставьте в выводах значение SNR и динамического диапазона

## 6. Контрольные вопросы

1. Как определяется диапазон звуков и динамический диапазон. В чем отличие
2. Чему равен динамический диапазон аналоговых записей музыки и цифровой
3. Дайте определение динамического диапазона музыки, микрофона и квантователя
4. По каким формулам рассчитывается динамический диапазон цифровых сигналов
5. Что такое реальный динамический диапазон, чем он отличается от расчетного
6. Как определяется динамический диапазон цифровых трактов по стандарту AES17
7. Как определяется динамический диапазон по спектру тестового сигнала
8. Какому значению SNR равен динамический диапазон. При каких условиях это равенство допустимо
9. Как измеряется реальный динамический диапазон
10. На использовании какого феномена слуха человека применение аудио технологий Dithering и Noise Shaping расширяют реальный динамический диапазон. Как влияют эти технологии на значение SNR
11. Что ограничивает расширение реального динамического диапазона при использовании Dithering и Noise Shaping

## 7. Содержание отчета

- 7.1. Титульный лист
- 7.2. Цель работы
- 7.3. Задание к лабораторной работе
- 7.4. Функциональная схема измерений
- 7.5. Результаты измерений в виде графиков
- 7.6. Таблицы с результатами измерений и расчетов
- 7.7. Выводы по результатам измерений

## 8. Литература

1. Вологдин Э.И. Стандарты и системы цифровой звукозаписи. Конспект лекций. СПб ГУТ. 2008

# ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR-8 DA

## ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНО-КОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

### 1. Цель работы

Целью лабораторной работы является ознакомление студентов с методикой исследования импульсно-кодовой модуляции с использованием компьютерной программы MathCad 13.

### 2. Задание к лабораторной работе

- Ознакомиться с программой MathCad 13 в объеме, необходимом для выполнения лабораторной работы.
- Исследовать зависимость спектра амплитудно-модулированных сигналов от длительности выборок, частоты дискретизации и ширины спектра звуковых сигналов (ЗС)
- Исследовать зависимость формы дискретизированных сигналов от частоты и амплитуды звукового сигнала для кратных и субкратных частот
- Исследовать зависимость формы квантованных сигналов от частоты и амплитуды звукового сигнала для кратных частот
- Исследовать зависимость формы сигналов на выходе интерполятора демодулятора от его порядка для кратных и частот
- Исследовать зависимость формы дискретизированных сигналов от частоты и амплитуды звукового сигнала для кратных и субкратных частот
- Исследовать зависимость спектра сигналов на выходе интерполятора от длительности выборок, частоты дискретизации и ширины спектра звуковых сигналов

### 3. Функциональная схема измерений

В настоящей лабораторной работе все исследования проводятся только путем теоретических расчетов с помощью программы MathCad 13.

### 4. Методические указания

#### 4.1. Назначение

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.

## 4.2. Теорема Котельникова.

При аналого-цифровом преобразовании с использованием импульсно-кодовой модуляции сначала производится преобразование непрерывного звукового сигнала  $U(t)$  с частотой  $F$  в последовательность мгновенных **отсчетов** (выборок) этого сигнала через равные промежутки времени  $\Delta T$ . Эта операция называется дискретизация или семплирование (*Sample* – выборка). Частота

$$f_d = 1/\Delta T$$

называется частотой дискретизации или частотой семплирования. Длительность выборок должна быть такой, чтобы за это время ЗС не успел существенно измениться. Чем они короче, тем точность преобразования выше. Эти выборки запоминаются на время, необходимое для их преобразования в цифровой код.

По теореме Котельникова частота дискретизации должна быть равна или больше удвоенной максимальной частоты спектра дискретизируемого сигнала  $F_{\max}$ . Это известное условие записывается в виде неравенства

$$f_d \geq 2F_{\max}.$$

Из этого условия следует, что входная функция ограничена по спектру сверху. Из теоремы не следует должна ли эта функция быть ограничена по частоте также и снизу. Если функция периодическая с периодом  $T$ , то время ее преобразования в цифровой код не может быть меньше этого периода, поэтому функцию надо ограничить по низким частотам исходя из требований разумного быстродействия преобразователя. Если, например, время преобразования в цифровой код равно 50 мкс, это значит, что нижняя граничная частота спектра ЗС не может быть ниже 20 Гц, иначе будут очень большие искажения на более низких частотах.

## 4.3. Функциональная схема ИКМ модулятора

Функциональная схема ИКМ модулятора приведена на [рис.8.1](#). В этой схеме *антиэлайзинговый фильтр* АФНЧ в соответствии с требованиями теоремы Котельникова В.П. ограничивает спектр входного ЗС частотой Найквиста, равной половине частоты та-

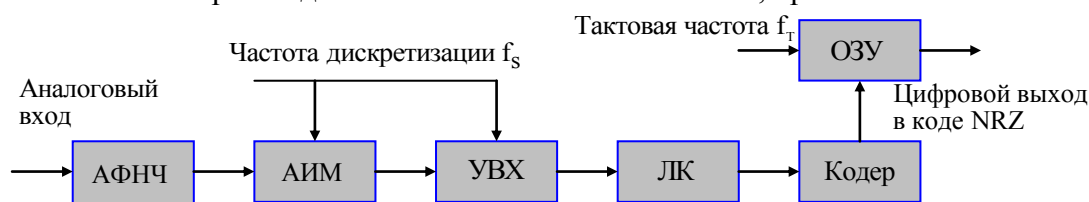


Рис.3.1. Функциональная схема ИКМ модулятора

ции. 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 по каналу связи.

## 4.4. Антиэлайзинговая фильтрация

*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.8.2.). 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.

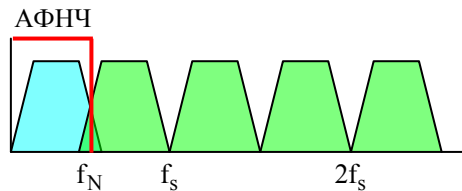


Рис.8.2. Перекрытие АИМ спектров

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 анти элайзинговый 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.8.3).

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  $\text{sinc}(\omega)$ .

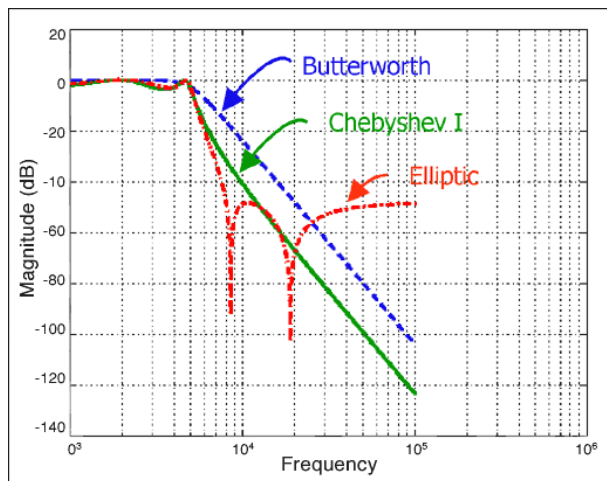


Рис.8.3. АЧХ анти элайзинговых фильтров

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 анти элайзингового ФНЧ без уменьшения эффективности подавления спектральных составляющих выше частоты Найквиста.

Для анализа спектра АИМ сигнала удобно, когда на входе дискретизатора ЗС подается сигнал с равномерным дискретным спектром, простирающийся вплоть до верхней границы звукового диапазона 20 кГц. Сигнал с таким спектром можно

сформировать в виде суммы синусоидальных составляющих с частотами с интервалом  $\Delta F$  от  $F_{min} = \Delta F$  до  $F_{max} = \Delta F \cdot n$ , где  $n$  – число дискретных составляющих спектра. В этом случае аналитическое выражение для звукового сигнала принимает вид

$$W(t) = \sum_{l=1}^n A_{mv} \sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta F \cdot l) \cdot t$$

где  $l = 1, 2, \dots, n$ .

Сигнал дискретизации – это последовательность коротких импульсов длительностью  $\tau$  и с периодом  $T_s$ . Предполагая, что амплитуда импульсов равен 1, с использованием разложения в ряд Фурье эта функция может быть представлена в виде

$$U_s(t) = \gamma \cdot [1 + 2 \sum_{s=1}^{\infty} \frac{\sin(m \cdot \pi \cdot \gamma)}{m \cdot \pi \cdot \gamma} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot s \cdot f_s \cdot t)]$$

где  $\gamma = \frac{\tau}{T_s} \leq 0.5$

Амплитудно-модулированное колебание в общем случае описывается функцией

$$W_d(t) = (1 + W(t)) \cdot U_s(t)$$

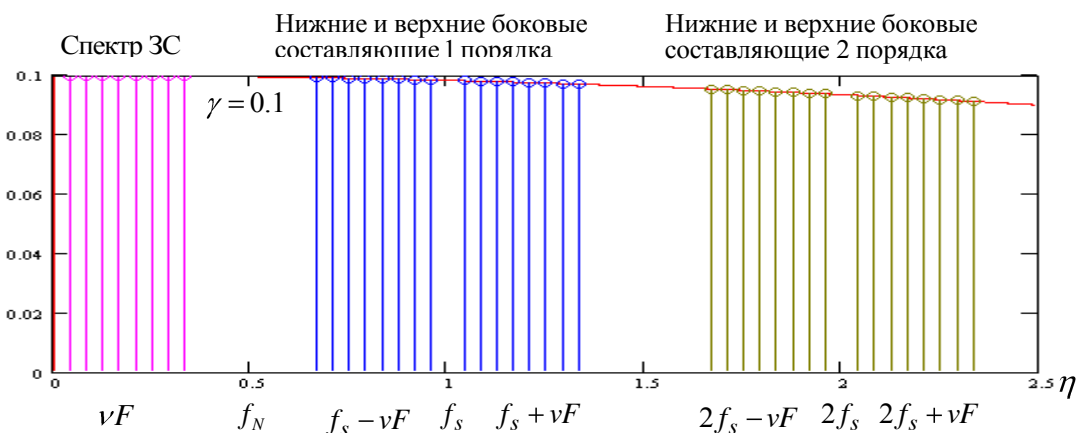
Для упрощения расчетных формул примем, что амплитуды всех спектральных составляющих модулирующего сигнала равны 1 и глубина модуляции равна 100%, тогда получим следующую расчетную формулу для сигнала на выходе модулятора

$$W(t)_{mod} = \gamma \cdot \sum_{l=1}^n \sin(2\pi l \Delta F t) + 2\gamma \sum_{s=1}^{\infty} \frac{\sin(s\gamma\pi)}{s\gamma\pi} \cdot \cos(2\pi s f_s t) + 2\gamma \sum_{l=1}^n \sum_{s=1}^{\infty} \frac{\sin(s\gamma\pi)}{s\gamma\pi} \cdot \sin(2\pi l \Delta F t) \cdot \cos(2\pi s f_s t)$$

где  $\sin(2\pi l \Delta F t) \cdot \cos(2\pi s f_s t) = \frac{1}{2} [\sin(m f_s - l \Delta F) 2\pi t - \sin(s f_s + l \Delta F) 2\pi t]$

Из этих формул следует, что спектр амплитудно-модулированного сигнала состоит из 4 составляющих. Первый член суммы определяет спектр ЗС после модуляции. Спектр остался равномерным и гармоническим, но спектральные компоненты уменьшились в  $\gamma$  раз. При 100% модуляции спектральные компоненты этого спектра вдвое меньше спектральной составляющей частоты дискретизации.

Второй член суммы определяется спектр функции дискретизации. Этот спектр после модуляции также остается без изменений только спектральные составляющие уменьшаются тоже в  $\mu$  раз. Третий и четвертый члены суммы определяют спектр нижней и верх-



**Рис.8.4.** Спектр АИМ сигнала (без УВХ)

ней боковых полос гармоник частоты дискретизации. При 100% модуляции спектральные компоненты этих составляющих вдвое меньше чем гармоника частоты дискретизации при всех значениях  $s$ .

Из приведенного на **рис.8.4** графика видно, что в спектр АИМ сигнала входят спектральные компоненты ЗС и бесконечное число высокочастотных продуктов модуляции в виде нижних и верхних боковых полос около всех гармоник частоты дискретизации, образованные составляющими вида

$$s f_s \pm l \Delta F .$$

Эти боковые полосы представляют собой как бы отраженный от гармоник сигнала дискретизации спектр ЗС. Сами гармоники частоты дискретизации в спектре отсутствуют.

Огибающая спектра АИМ сигнала определяется равенством

$$S_\gamma = \gamma \cdot \frac{\sin(\eta\pi\gamma)}{\eta\pi\gamma},$$

которое определяет зависимость спектра от длительности выборок. Теоретически при  $\tau \rightarrow 0$ , все спектральные компоненты равны. Спад частотной характеристики тем сильнее, чем больше значение  $\gamma$ . При  $\gamma = 0.1$  величина боковых составляющих всего на 2% меньше спектральных компонент звукового диапазона.

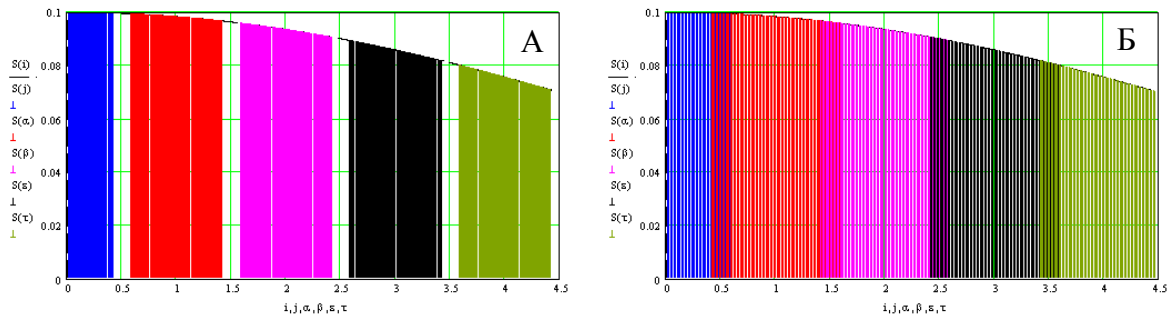


Рис.8.5. Спектры АИМ сигналов. А) Без перекрытия спектров Б) Перекрытие спектров

Расчитанные по приведенным формулам спектры АИМ сигналов для  $\gamma = 0,1$  приведены на [рис.8.5](#).

#### 4.5. Дискретизация

*Дискретизация* заключается в преобразование *аналогового ЗС* в дискретную последовательность коротких выборок положительной и отрицательной полярности длительностью  $\tau$ . 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.8.6](#)). Чем меньше длительность выборки, тем более точно выполняется операция дискретизации и меньше нелинейные искажения.

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,  $k = 3/1, 4/1, \dots, 5/2, 7/3, 9/4, \dots, 973/127, \dots$

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.8.7. приведен АИМ

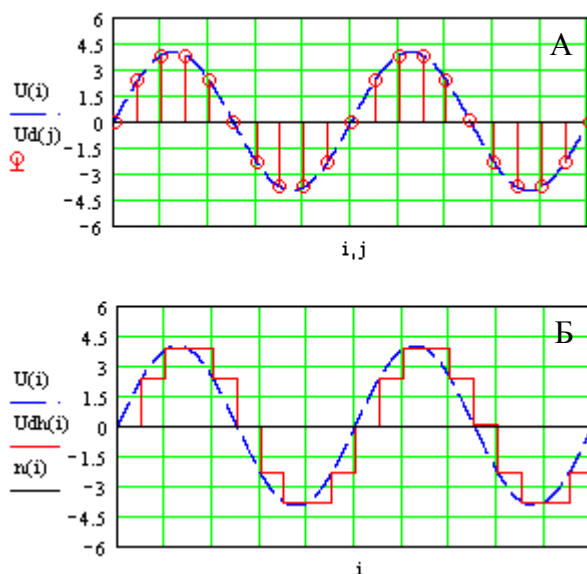


Рис. 8.6. АИМ сигналы (кратные частоты)  
А) На выходе дискретизатора Б) На выходе УВХ

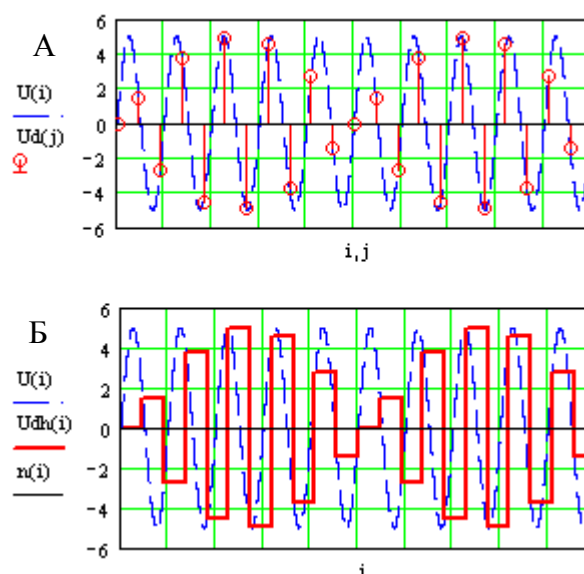


Рис. 8.7. АИМ сигналы. (субкратные частоты)  
А) На выходе дискретизатора Б) На выходе УВХ

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,  $i = 0, 1/h, \dots, y$ ,  $h$  - число точек отсчета на интервале между выборками.

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

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

где  $j = 0, 1, 2, \dots, y$ ,  $\text{floor}(\cdot)$  - функция, равная целому значению числа в скобках.

Частота выборок имеет стандартные значения: для профессиональной аппаратуры звукозаписи - 48 кГц, для бытовой - 44,1 кГц. 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.

#### 4.6. Линейное квантование

**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  $U_d(j)$  поясняется рис.8.8. Существенные отличия только дискретизированного и квантованного сигналов на графиках могут быть видны только при малых уровнях сигналов, они максимальны амплитуда

сигнала принимает значения :  $A = 0, 51; 1,51; 2,51 \dots$ . При этом ошибка квантования близка к значению  $0,5$  кванта.

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

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

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.

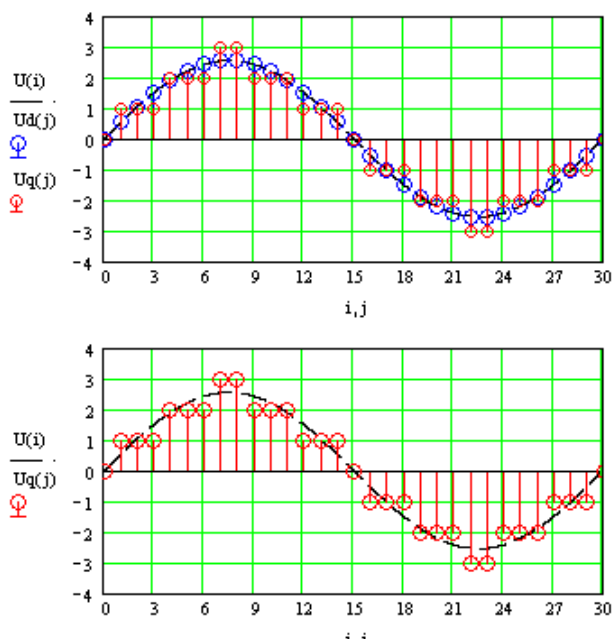


Рис.8.8. Сигналы на выходе дискретизатора и квантователя

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  $\pm Q/2$ .

На рис.8.9. 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  $A \leq 1,5$  выходной сигнал демодулятора представляет собой последовательность прямоугольных импульсов, у которых с изменением уровня ЗС меняется длительность. Это обусловлено ошибками квантования, которые соизмеримы с амплитудой входного сигнала. Искажения начинают заметно уменьшаться только при  $A > 2$ .

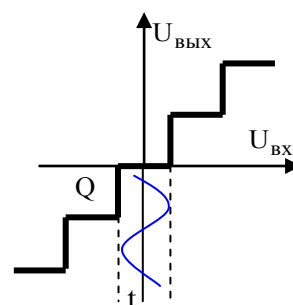


Рис.8.9. Передаточная функция квантователя

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

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



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

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

#### 4.7. Двоичное кодирование

*Двоичный кодер* в схеме на [рис.8.1](#). 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.8.1](#) приведены два наиболее распространенных способа двоичного представления положительных и отрицательных десятичных чисел, известные под названиями «2's complement 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.

Т а б л и ц а 8.1. 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

С последовательного выхода двоичные данные поступают с тактовой частотой  $f_T$  на кодер коррекции ошибок или на вход мультиплексора, в

зависимости от схемы построения цифрового тракта.

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.

#### 4.8. Демодуляция

На [рис.8.10](#). 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 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

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

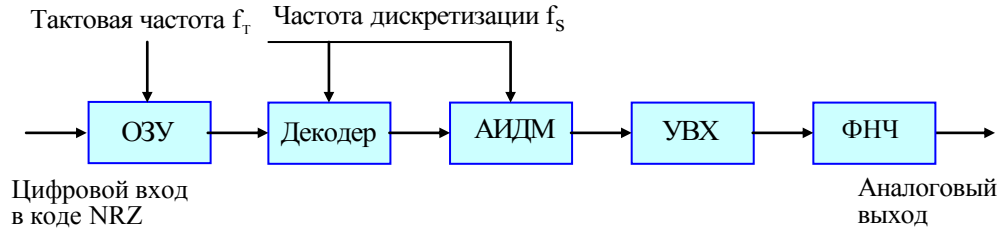


Рис.8.10. Функциональная схема демодулятора

УВХ демодулятора осуществляет *аппроксимацию* сигнала двоичного декодера с помощью интерполяции нулевого, первого или более высоких порядков (рис.8.11). При интерполяции 0 порядка 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 песса интерполяции выполняется функцией  $\text{floor}(\cdot)$  в соответствии с равенством

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

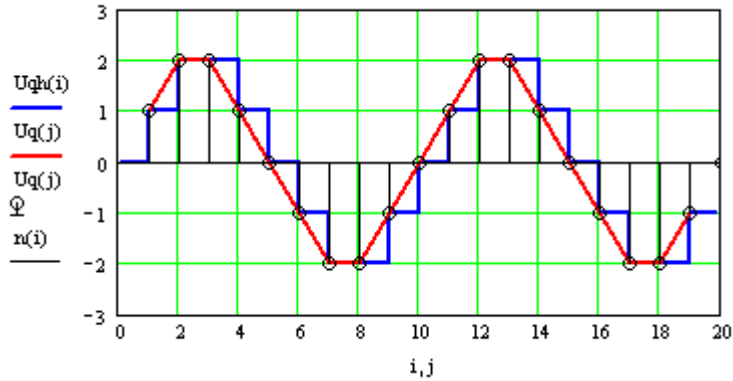


Рис.8.11. Сигналы на выходе интерполятора (Нулевого и первого порядков)

*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 модуляторе. 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.8.12.), так как передаточная функция УВХ демодулятора является частотно-зависимой и определяется равенством

$$K(\eta)_{dem} = |\gamma \text{sinc } \pi\mu\eta|, \quad \eta = \frac{f}{f_s}, \quad \gamma = \frac{T_{sh}}{T_s}$$

где  $\eta$  - нормализованная частота,  $T_{sh}$  - время удержания УВХ.

На рис.8.12. приведены графики спектра широкополосного ЗС, рассчитанные с использованием этой формулы при  $\gamma = 1$ . 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

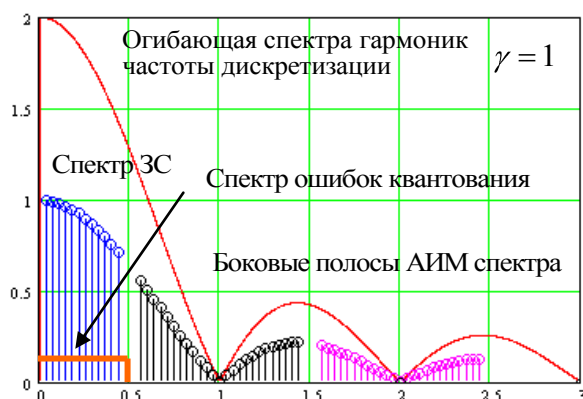


Рис.8.12. Спектр сигнала на выходе УВХ демодулятора

в звуковом диапазоне возникает спад высоких частот, который на частоте Найквиста достигает минус 3 дБ. Поэтому после ФНЧ включают частотный корректор, называемый аппаратным 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.

*ФНЧ на выходе демодулятора* осуществляет демодуляцию ИКМ сигнала, при кото-

рой 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 вы-

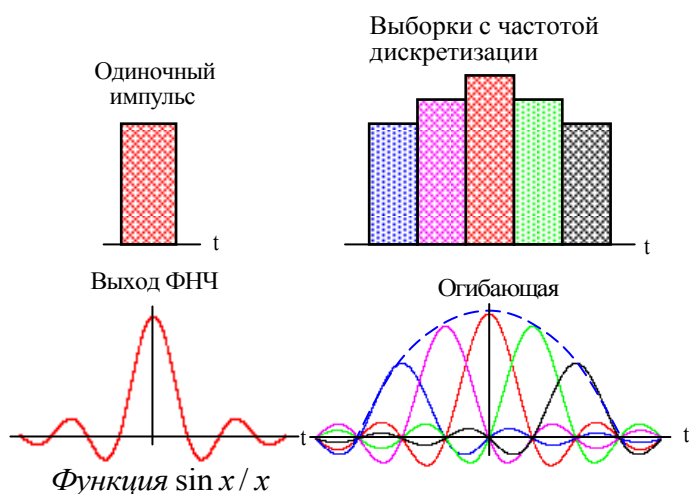


Рис. 8.13. Реконструкция ЗС

борки ЗС сигнала в виде последовательности прямоугольных импульсов различной амплитуды и полярности. Выходной отклик идеального ФНЧ с частотой среза равной частоте Найквиста при каждом импульсном воздействии описывается функцией  $\sin x/x$ , у которой пиковое значение которой равно амплитуде входного импульса (рис.8.13), а затухающий колебательный процесс происходит с периодом дискретизации.

В случае непрерывной последовательности выборок происходит перекрывание откликов от отдельных

выборки. 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.

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

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 интермодуляционные 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 РС-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

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

где  $j_{\text{max}}$  - 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.

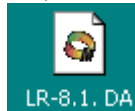
## 5. Порядок выполнения лабораторной работы

## 5.1. Подготовка к измерениям

- Скопируйте с рабочего стола файл «Отчет LR-8 DA» на свою флешкарту, дайте ему свое имя в виде: «Группа»\_ «Фамилия (работавшего на клавиатуре)»\_ «Номер ЛР»\_ «Дата».
- Откройте этот файл и сверните его окно.

В файл этого отчета вы будете копировать все экспериментальные графики, и заносить в таблицы отчета результаты измерений сразу в процессе их получения. В день выполнения лабораторной работы отчет в электронном виде необходимо сдать преподавателю, только тогда работа считается выполненной.

## 5.2. Исследование дискретизации на кратных частотах



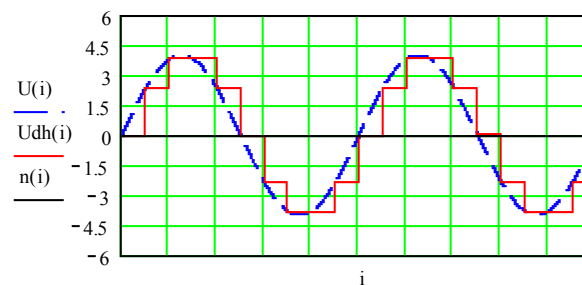
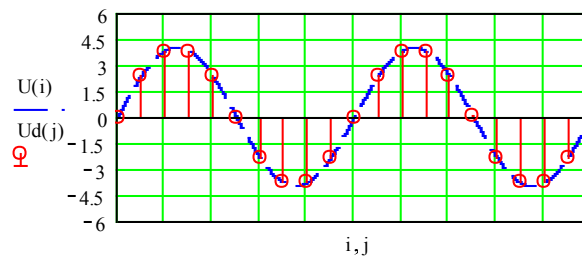
- Кнопкой с пиктограммой **LR-8.1.DA** откройте окно программы **LR-8.1 DA**


Эта программа позволяет проводить исследования зависимости формы АИМ сигналов от амплитуды и частоты ЗС на выходах дискретизатора и УВХ, когда частота дискретизации кратна частоте ЗС. В ней используются следующие обозначения: F- частота ЗС, fs- частота дискретизации, k- коэффициент кратности частот F и fs, A- амплитуда ЗС в квантах, U(i)- исходный ЗС синусоидальной формы, Ud(j)- дискретизированный сигнал после АИМ, Udh(i)- дискретизированный сигнал на выходе УВХ, v – масштаб шкалы, всегда четное число. Если, например, k = 10, fs = 48 кГц, то частота сигнала 4,8 кГц

$$k = \frac{f_s}{F} \quad k := 10 \quad A := 3.999 \quad v := 6$$

$$h := 1000 \quad i := 0, h^{-1} .. 2k \quad a := 2 \cdot \pi \cdot k^{-1} \quad * \quad j := 0, 1 .. 2k \quad n(i) := 0 \quad B(i) := \text{floor} \left\lfloor i + h^{-1} \right\rfloor$$

$$U(i) := A \cdot \sin(a \cdot i) \quad Ud(j) := A \cdot \sin(a \cdot j) \quad Udh(i) := A \cdot \sin(a \cdot \text{floor}(B(i)))$$



- Постройте графики сигналов амплитудой 9,51 кванта с частотой 2400 Гц, полагая, что fs = 48 kHz. Выберите и установите масштаб и амплитуду сигнала, рассчитайте и установите коэффициент кратности. Для выполнения вычислений нажмите курсором кнопку с пиктограммой .

- Скопируйте сигналограммы дискретизированных сигналов

Для этого нажмите на клавиатуре кнопку **Shift**, и удерживая ее, наведите курсор последовательно на сигналограммы, нажимая каждый раз на левую кнопку мышки (указанные объекты будут выделены пунктирными прямоугольниками). Затем нажмите правую кнопку мышки и в выпадающем меню левой кнопкой

мышки выберите – **Copy**. Далее откройте файл Вашего отчета вставьте в него рисунок и подпишите название.

- Задайтесь любой амплитудой и повторите измерения для коэффициентов кратности 40 (низкие частоты) и 4 (высокие частоты). Скопируйте сигналограммы в отчет.

### 5.3. Исследование дискретизации на субкратных частотах



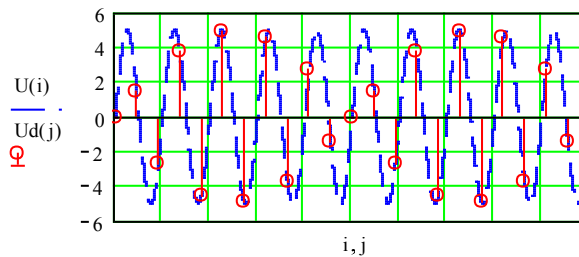
- Кнопкой с пиктограммой  LR-8.2. DA откройте окно программы **LR-8.2 DA**

Эта программа позволяет проводить исследования зависимости формы АИМ сигналов от амплитуды и частоты ЗС на выходах дискретизатора и УВХ, когда частота дискретизации субкратна частоте ЗС. В ней используются следующие обозначения: F- частота ЗС, fs- частота дискретизации, k- коэффициент кратности частот F и fs, A- амплитуда ЗС в квантах, U(i)- исходный ЗС синусоидальной формы, Ud(j)- дискретизированный сигнал после АИМ, Udh(i)- дискретизированный сигнал на выходе УВХ, v – масштаб шкалы, всегда четное число.

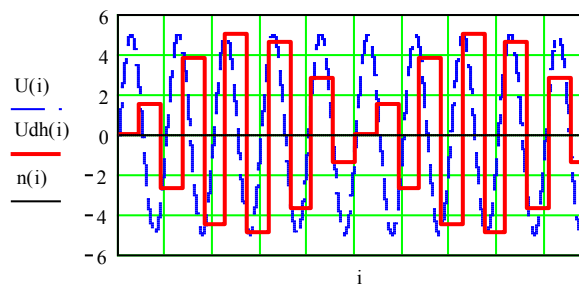
$$k = \frac{f_s}{F} \quad f_s := 48 \text{ kHz} \quad y := 11 \quad x := 5 \quad A := 5 \quad v := 6 \quad F := f_s \cdot \frac{x}{y} *$$

$$k := \frac{y}{x} * \quad h := 1000 \quad i := 0, h^{-1} .. 2y \quad j := 0, 1 .. 2y \quad n(i) := 0 \quad a := 2 \cdot x \cdot \pi \cdot y^{-1} *$$

$$U(i) := A \cdot \sin(a \cdot i) \quad B(i) := \text{floor}(i + h^{-1}) \quad Ud(j) := A \cdot \sin(a \cdot j) \quad Udh(i) := A \cdot \sin(a \cdot \text{floor}(B(i)))$$



k = 2.2  
F = 21.82 kHz



- Постройте графики сигналов амплитудой 7 квантов с коэффициентом субкратности 7/3. Полагая, что fs = 48 kHz по формуле

$$F = \frac{x f_s}{y}$$

рассчитайте частоту сигнала. Для выполнения вычислений нажмите курсором кнопку



с пиктограммой .

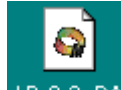
- Скопируйте сигналограммы дискретизированных сигналов

Для этого нажмите на клавиатуре кнопку **Shift**, и удерживая ее, наведите курсор последовательно на сигналограммы, нажимая каждый раз на левую кнопку мышки (указанные объекты будут выделены пунктирными прямоугольниками). Затем нажмите правую кнопку мышки и в выпадающем меню левой кнопкой

мышки выберите – **Сору**. Далее откройте файл Вашего отчета вставьте в него рисунок и подпишите название.

- По графикам определите период дискретизированного сигнала, отметьте его на рисунке, измерьте насколько он больше периода ЗС.

### 5.3. Исследование спектра АИМ сигналов

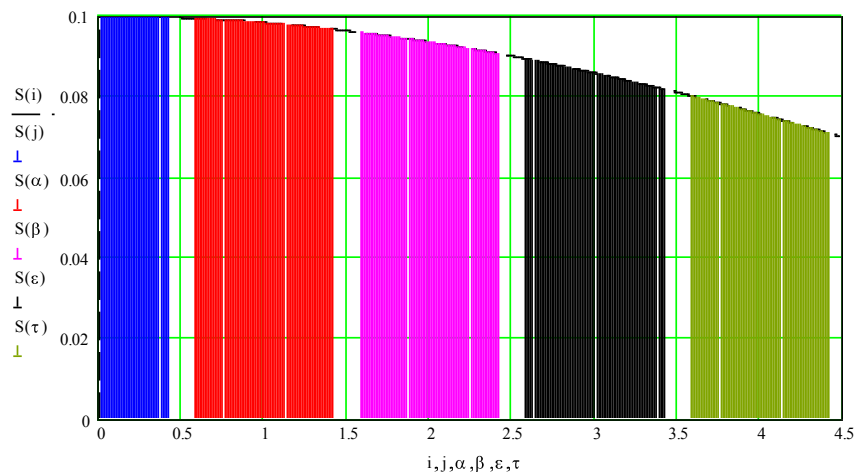


- Кнопкой с пиктограммой **LR-8.3. DA** откройте окно программы **LR-8.3 DA**

Эта программа позволяет проводить исследования зависимости спектра АИМ сигналов от ширины спектра ЗС, длительности выборок и частоты дискретизации В ней используются следующие обозначения:  $F$ - нижняя частота дискретного спектра ЗС,  $f_s$ - частота дискретизации,  $\eta$ – относительная частота  $\eta = \frac{F}{f_s}$ ,  $\Delta F$  – интервал

между составляющими спектра ЗС,  $n$ – число составляющих спектра,  $\gamma = \frac{\tau}{T}$ ,  $\tau$  – длительность выборок,  $T = 1 / f_s$ ,  $\nu$  – относительный масштаб шкалы частот  $\nu = \eta_{max}$

$$\begin{aligned} \nu &:= 4.5 & n &:= 40 & \Delta F &:= 0.5 \text{ kHz} & \gamma &:= 0.1 & f_s &:= 48 \text{ kHz} & \eta &:= \frac{\Delta F}{f_s} & h &:= 1000 \\ i &:= 0, h^{-1} .. \nu & j &:= \eta, \eta \cdot 2 .. n \cdot \eta & S(i) &:= \left| \gamma \cdot \frac{\sin |\pi \cdot \gamma \cdot i|}{\pi \cdot \gamma \cdot i} \right| & S(j) &:= \left| \gamma \cdot \frac{\sin |\pi \cdot \gamma \cdot j|}{\pi \cdot \gamma \cdot j} \right| \\ \alpha &:= |1 - n \cdot \eta|, |1 - n \cdot \eta + \eta| .. |1 + n \cdot \eta| & \beta &:= |2 - n \cdot \eta|, |2 - n \cdot \eta + \eta| .. |2 + n \cdot \eta| \\ S(\alpha) &:= \left| \gamma \cdot \frac{\sin |\pi \cdot \gamma \cdot \alpha|}{\pi \cdot \gamma \cdot \alpha} \right| & S(\beta) &:= \left| \gamma \cdot \frac{\sin |\pi \cdot \gamma \cdot \beta|}{\pi \cdot \gamma \cdot \beta} \right| \\ \tau &:= |4 - n \cdot \eta|, |4 - n \cdot \eta + \eta| .. |4 + n \cdot \eta| & \varepsilon &:= |3 - n \cdot \eta|, |3 - n \cdot \eta + \eta| .. |3 + n \cdot \eta| \\ S(\varepsilon) &:= \left| \gamma \cdot \frac{\sin |\pi \cdot \gamma \cdot \varepsilon|}{\pi \cdot \gamma \cdot \varepsilon} \right| & S(\tau) &:= \left| \gamma \cdot \frac{\sin |\pi \cdot \gamma \cdot \tau|}{\pi \cdot \gamma \cdot \tau} \right| \end{aligned}$$




- **Задайте спектр ЗС с верхней частотой 20 кГц**  
Для этого установите в программе частотный интервал шириной 0,5 кГц и число составляющих спектра 40. Для выполнения вычислений нажмите курсором кнопку с пиктограммой .

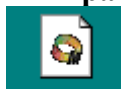
- **Скопируйте график спектра**


Для этого нажмите на клавиатуре кнопку **Shift**, и удерживая ее, наведите курсор последовательно на сигналограмму, нажимая каждый раз на левую кнопку мышки (указанные объекты будут выделены пунк-

тирными прямоугольниками). Затем нажмите правую кнопку мышки и в выпадающем меню левой кнопкой мышки выберите – **Сору**. Далее откройте файл Вашего отчета вставьте в него рисунок и подпишите название.

- Задайте спектр ЗС с верхней частотой 24 кГц  
Для этого установите в программе частотный интервал шириной 0,5 кГц и число составляющих спектра 40. Для выполнения вычислений нажмите курсором кнопку с пиктограммой  .
- Скопируйте график спектра в свой отчет, отметьте на графике зону перекрытия спектров

#### 5.4. Исследование квантования кратных частотах

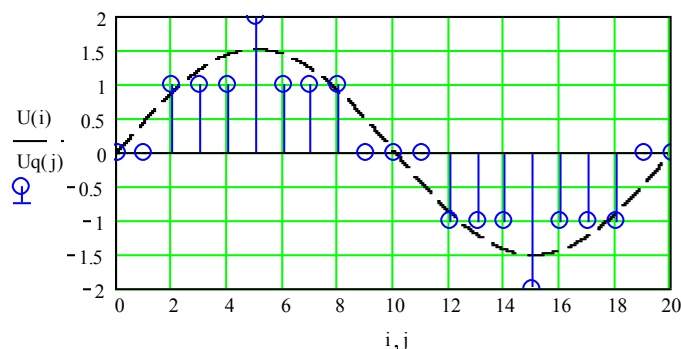
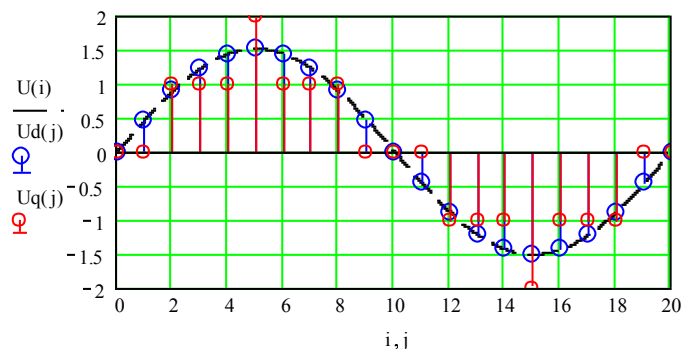


- Кнопкой с пиктограммой  LR-8.4. DA откройте окно программы **LR-8.4 DA**  
Эта программа позволяет проводить исследования зависимости формы квантованных сигналов от амплитуды и частоты ЗС, когда частота дискретизации кратна частоте ЗС. В ней используются следующие обозначения: F- частота ЗС, fs- частота дискретизации, k- коэффициент кратности частот F и fs, A- амплитуда ЗС в квантах, U(i)- исходный ЗС синусоидальной формы, Ud(j)- дискретизированный сигнал после АИМ, Uq(j)- квантованный сигнал на выходе квантователя, v – масштаб шкалы, всегда четное число.

$$k = \frac{f_s}{F} \quad f_s := 48 \text{ kHz} \quad k := 20 \quad A := 1.51 \quad v := 2 \quad F := \frac{f_s}{k}$$

$$h := 1000 \quad i := 0, h^{-1} \dots k \quad a := 2 \cdot \pi \cdot k^{-1} \quad j := 0, 1 \dots k \quad B(i) := \text{floor}(i + h^{-1})$$


$$U(i) := A \cdot \sin(a \cdot i) \quad U_d(j) := A \cdot \sin(a \cdot j) \quad U_h(i) := A \cdot \sin(a \cdot B(i)) \quad U_q(j) := \text{floor}(A \cdot \sin(a \cdot j) + 0.5)$$



- Постройте графики сигналов амплитудой 2.55 кванта с коэффициентом кратности 20. Полагая, что fs = 48 kHz по формуле



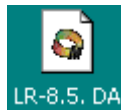
$$F = \frac{xf_s}{y}$$

рассчитайте частоту сигнала. Для выполнения вычислений нажмите курсором кнопку с пиктограммой .

- Скопируйте сигналограммы квантованных сигналов

Для этого нажмите на клавиатуре кнопку **Shift**, и удерживая ее, наведите курсор последовательно на сигналограммы, нажимая каждый раз на левую кнопку мышки (указанные объекты будут выделены пунктирными прямоугольниками). Затем нажмите правую кнопку мышки и в выпадающем меню левой кнопкой мышки выберите – **Сору**. Далее откройте файл Вашего отчета вставьте в него рисунок и подпишите название.

### 5.5. Исследование интерполяции квантованных сигналов на кратных частотах



- Кнопкой с пиктограммой **LR-8.5.DA** откройте окно программы **LR-8.5 DA**

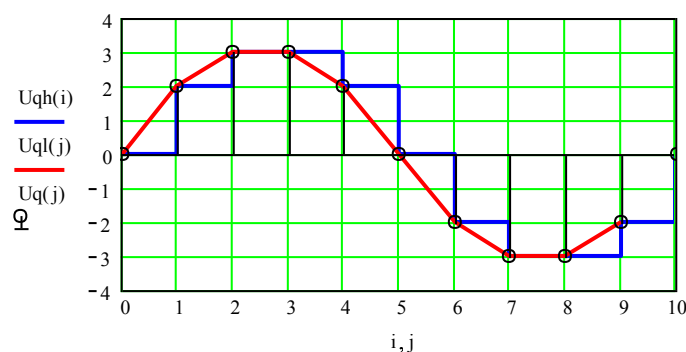
Эта программа позволяет проводить исследования зависимости формы ЗС сигналов от амплитуды и частоты ЗС на выходе интерполятора при использовании интерполяции нулевого и первого порядков, когда частота дискретизации кратна частоте ЗС. В ней используются следующие обозначения:  $F$ - частота ЗС,  $f_s$ - частота дискретизации,  $k$ - коэффициент кратности частот  $F$  и  $f_s$ ,  $A$ - амплитуда ЗС в квантах,  $U_d(j)$ - дискретизированный сигнал после АИМ,  $U_q(j)$ - квантованный сигнал на выходе квантователя,  $U_{qh}(i)$  – сигнал на выходе интерполятора нулевого порядка,  $U_{ql}(j)$  - выходной сигнал интерполятора 1 порядка,  $U_q(j)$  – сигнал на входе интерполятора,  $v$ - масштаб шкалы, всегда четное число.

$$k = \frac{f_s}{F} \quad f_s := 48 \text{ kHz} \quad k := 10 \quad A := 3.55 \quad v := 4 \quad F := \frac{f_s}{k}$$

$$h := 1000 \quad i := 0, h^{-1}..k \quad a := 2 \cdot \pi \cdot k^{-1} \quad j := 0, 1..k \quad B(i) := \text{floor} \left\lfloor i + h^{-1} \right\rfloor$$

$$U(i) := A \cdot \sin(a \cdot i) \quad U_{qh}(i) := \text{floor}(A \cdot \sin(a \cdot \text{floor}(B(i)))) + 0.5 \quad U_q(j) := \text{floor}(A \cdot \sin(a \cdot j) + 0.5)$$

$$U_{ql}(j) := \text{floor}(A \cdot \sin(a \cdot j) + 0.5)$$



### 5.6. Исследование спектра сигналов на выходе интерполятора

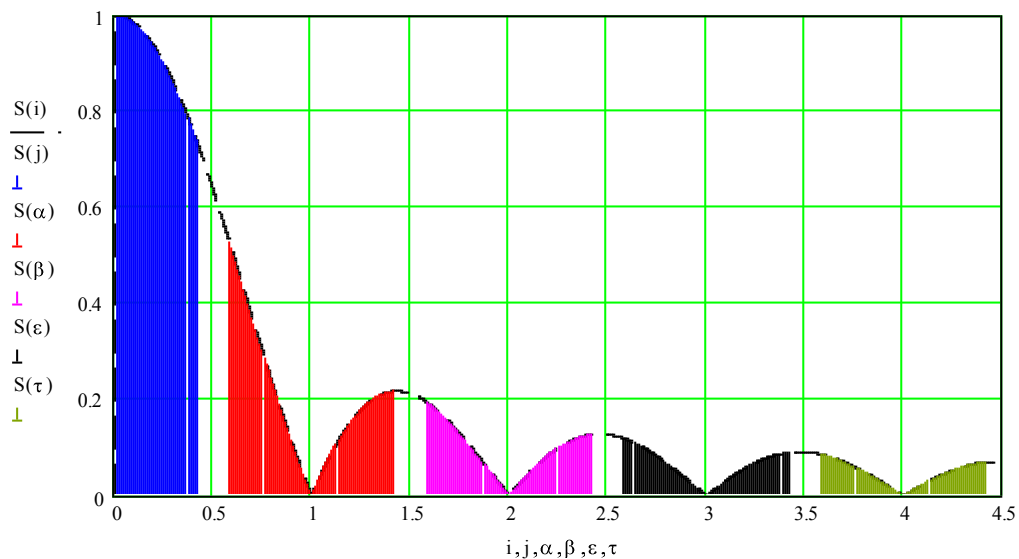


- Кнопкой с пиктограммой **LR-8.6.DA** откройте окно программы **LR-8.6. DA**


Эта программа позволяет проводить исследования зависимости спектра сигналов на выходе интерполятора от ширины спектра ЗС, длительности выборок и частоты дискретизации. В ней используются следующие обозначения:  $F$ - нижняя частота дис-

кретного спектра ЗС,  $f_s$ - частота дискретизации,  $\eta$  – относительная частота  $\eta = \frac{F}{f_s}$ ,  $\Delta F$  – интервал между составляющими спектра ЗС,  $n$  – число составляющих спектра,  $\gamma = \frac{\tau}{T}$ ,  $\tau$  – длительность выборок,  $T = 1/f_s$ ,  $\nu$  – относительный масштаб шкалы частот  $\nu = \eta_{max}$

$$\begin{aligned} \nu &:= 4.5 & n &:= 40 & \Delta F &:= 0.5 \text{ kHz} & \gamma &:= 1 & f_s &:= 48 \text{ kHz} & \eta &:= \frac{\Delta F}{f_s} & h &:= 1000 \\ i &:= 0, h^{-1} \dots \nu & j &:= \eta, \eta \cdot 2 \dots n \cdot \eta & S(i) &:= \left| \gamma \cdot \frac{\sin(\pi \cdot \gamma \cdot i)}{\pi \cdot \gamma \cdot i} \right| & S(j) &:= \left| \gamma \cdot \frac{\sin(\pi \cdot \gamma \cdot j)}{\pi \cdot \gamma \cdot j} \right| \\ \alpha &:= (1 - n \cdot \eta), (1 - n \cdot \eta + \eta) \dots (1 + n \cdot \eta) & \beta &:= (2 - n \cdot \eta), (2 - n \cdot \eta + \eta) \dots (2 + n \cdot \eta) \\ S(\alpha) &:= \left| \gamma \cdot \frac{\sin(\pi \cdot \gamma \cdot \alpha)}{\pi \cdot \gamma \cdot \alpha} \right| & S(\beta) &:= \left| \gamma \cdot \frac{\sin(\pi \cdot \gamma \cdot \beta)}{\pi \cdot \gamma \cdot \beta} \right| \\ \tau &:= (4 - n \cdot \eta), (4 - n \cdot \eta + \eta) \dots (4 + n \cdot \eta) & \varepsilon &:= (3 - n \cdot \eta), (3 - n \cdot \eta + \eta) \dots (3 + n \cdot \eta) \\ S(\varepsilon) &:= \left| \gamma \cdot \frac{\sin(\pi \cdot \gamma \cdot \varepsilon)}{\pi \cdot \gamma \cdot \varepsilon} \right| & S(\tau) &:= \left| \gamma \cdot \frac{\sin(\pi \cdot \gamma \cdot \tau)}{\pi \cdot \gamma \cdot \tau} \right| \end{aligned}$$



- Задайте спектр ЗС с верхней частотой 20 кГц

Для этого установите в программе частотный интервал шириной 0,5 кГц и число составляющих спектра 40. Для выполнения вычислений нажмите курсором кнопку с пиктограммой . Возможны и другие варианты

- Скопируйте график спектра

Для этого нажмите на клавиатуре кнопку **Shift**, и удерживая ее, наведите курсор последовательно на сигналограммы, нажимая каждый раз на левую кнопку мышки (указанные объекты будут выделены пунктирными прямоугольниками). Затем нажмите правую кнопку мышки и в выпадающем меню левой кнопкой мышки выберите – **Copy**. Далее откройте файл Вашего отчета вставьте в него рисунок и подпишите название.

- Рассчитайте по формуле

$$L(\text{dB}) = 20 \log L$$

завалы в децибелах на частоте 20 кГц и на нижней границе спектра продуктов амплитудно-импульсной модуляции. Относительный уровень  $L$  измерьте на графике по оси ординат. Результаты занесите в отчет.

## **6. Контрольные вопросы**

1. Сформулируйте теорему Котельникова. Что будет если частоту дискретизации сделать значительно выше, чем предусматривается теоремой.
2. Чем отличается ИКМ от других видов модуляции, в чем ее положительные и отрицательные стороны
3. Зачем нужен анти элайзинговый фильтр, каковы его характеристики и почему.
4. Что такое «перекрытие спектров»
5. Что понимается под термином «дискретизация», как она осуществляется
6. Какую роль играет длительность выборок
7. Что понимается под термином УВХ, зачем он нужен
8. Чем отличаются линейное квантование
9. Какой тип квантователя используется в линейной ИКМ. Нарисуйте его передаточную функцию
10. Что понимается под терминами «кратные и субкратные частоты»
11. Чем отличаются временные диаграммы дискретизированных сигналов на кратных и субкратных частотах
12. Для чего предназначен в демодуляторе интерполятор
13. Что понимается под терминами «интерполятор 0 и 1 порядков»
14. Как выглядит спектр сигнала на выходе интерполятора 0 порядка
15. Зачем нужен ФНЧ на выходе ИКМ демодулятора, каким требованиям он должен удовлетворять

## **7. Содержание отчета**

- 7.1. Титульный лист
- 7.2. Цель работы
- 7.3. Задание к лабораторной работе
- 7.4. Функциональная схема измерений
- 7.5. Результаты измерений в виде графиков
- 7.6. Таблицы с результатами измерений и расчетов

## **8. Литература**

Вологдин Э.И. Стандарты и системы цифровой звукозаписи. Конспект лекций. СПб ГУТ. 2008.

# ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА LR- 9 DA

## ИССЛЕДОВАНИЕ 1 БИТ СИГМА-ДЕЛЬТА МОДУЛЯЦИИ

### 1. Цель работы

Целью лабораторной работы является изучение 1 бит сигма дельта модуляции с использованием компьютерной программы MathCad 13.

### 2. Задание к лабораторной работе

- Ознакомиться с программой MathCad 13 в объеме, необходимом для выполнения лабораторной работы.
- Изучить принципы преобразования спектра шума квантования при 1 бит  $\Sigma\Delta$  модуляции с интегратором 1 порядка.
- Исследовать зависимость спектра шума квантования от коэффициента дискретизации и порядка интегратора.
- Исследовать зависимость  $SNR$  1 бит  $\Sigma\Delta$  модуляторов от коэффициента дискретизации и порядка интегратора.
- Исследовать зависимость крутизны графиков  $SNR$  от коэффициента дискретизации и порядка интегратора.
- Исследовать возможные структуры 1 бит  $\Sigma\Delta$  модуляторов, обеспечивающие достижения значения  $SNR$  100, 120 и 140 дБ.
- Изучить функциональные схемы АЦП и ЦАП на основе 1 бит  $\Sigma\Delta$  модуляции.
- Сформулировать выводы и составить отчет.

### 3. Функциональная схема измерений

В настоящей лабораторной работе все исследования проводятся только путем теоретических расчетов с помощью программы MathCad 13.

### 4. Методические указания

#### 4.1. Основы сигма-дельта модуляции

Сигма-дельта модуляция предназначена для аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразований звуковых сигналов. В отличие от импульсно-кодовой модуляции (ИКМ) она позволяет использовать при этих операциях достаточно грубые преобразователи *с числом разрядов вплоть до одного*, обеспечивая при этом отношение сигнал шум ( $SNR$ ) 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 ( $\Sigma\Delta$ ) модуляции работают на частоте дискретизации в 4 и более раз выше стандартного значения, соответствующего требо-

ваниям теоремы В.П. Котельникова. В них используются грубые *квантователи* с числом разрядов от 1 до 6 *с частотно-зависимой отрицательной обратной связью*.

#### 4.2. Аналоговый одноразрядный сигма дельта модулятор 1 порядка.

В связи с простотой реализации наибольший интерес представляет однобитовая  $\Sigma\Delta$  модуляция, при которой используется двухуровневый квантователь на основе компаратора (рис.1.). В таком модуляторе на вход  $In$   $\Sigma\Delta$  модулятора поступает аналоговый сигнал и сразу сравнивается с выходным сигналом 1 бит ЦАП, который идентичен квантованному

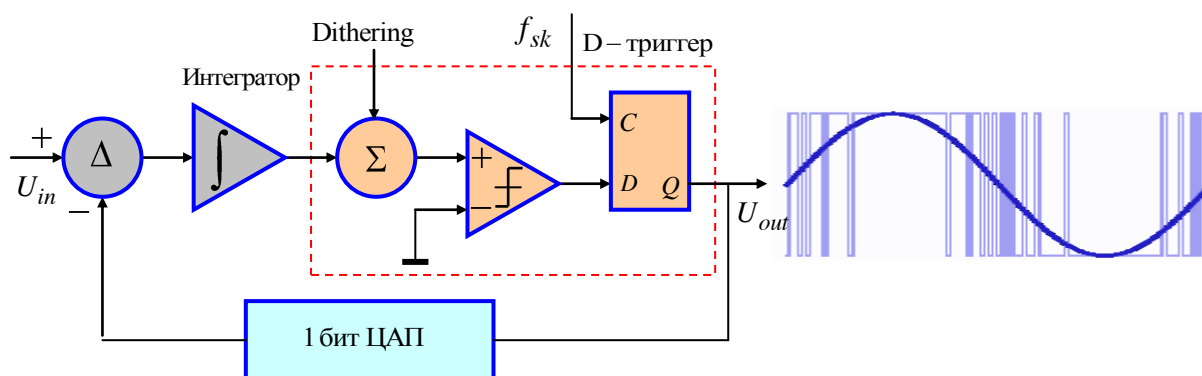


Рис.1. Функциональная схема 1 бит аналогового  $\Sigma\Delta$  модулятора

сигналу на выходе модулятора, только он двухполярный. *Разностный сигнал – это ошибка двух уровневого квантования*. В аналоговом интеграторе накапливаются последовательные ошибки квантования разной полярности, и их средняя величина флуктуирует относительно входного нуля компаратора. Подчеркнем еще раз, что здесь идет речь об ошибках двухуровневого квантования, а это не ошибки квантования  $\Sigma\Delta$  модулятора.

В  $\Sigma\Delta$  модуляторе используется двухуровневый квантователь типа *midriser*, на выходе которого логическая «1» если сигнал на его входе больше 0, и логический «0», если равно или меньше 0.  $D$ -триггер повторяет эти состояния с задержкой на один такт, и формирует двухуровневый, но однополярный цифровой поток. На выходе ЦАП логической «1» соответствует положительное опорное напряжение, а логическому «0»- отрицательное. Для декорреляции ошибок квантования с выходным ЗС может использоваться технология *Dithering*.

На счетный вход триггера подается частота  $f_{sk}$ , с которой осуществляется дискретизация аналогового сигнала. Она обязательно выше частоты Найквиста. Интегратор создает частотную зависимость выходного ЗС и ошибок квантования. Отрицательная обратная связь стремится уравнять выходной сигнал модулятора с входным.

В таком модуляторе выходной сигнал представляет собой непрерывную последовательность логических «1» и «0» одной полярности, в которой звуковой сигнал передается в виде модуляции плотности логических единиц, как среднее значение цифрового потока П-импульсов различной частоты и длительности. Этот цифровой поток называется *DSD (Direct Stream Digital)*.

В таком потоке плотность логических «1» максимальна при амплитудах ЗС положительной полярности, а плотность логических «0» максимальная при амплитудах ЗС отрицательной полярности. При значениях ЗС сигнала близких к нулю, плотности логических «1» и «0» одинаковые и минимальны.

В отличие от ИКМ в квантователе 1 бит  $\Sigma\Delta$  модулятора шум на его выходе существует и при отсутствии ЗС в виде случайной последовательности П-импульсов с частотой дискретизации и амплитудой, равной одному кванту. Мощность этого шума равна

$\Delta^2 / 4$ . При подаче ЗС суммарная мощность шума квантования  $P_q$  и ЗС остается равной  $\Delta^2 / 4$ , а с увеличением уровня ЗС мощность  $P_q$  уменьшается.

Модулятор 1 порядка быстро перегружается и по этой причине может возбуждаться. Для исключения этого эффекта амплитуда ЗС не должна превышать  $\Delta / 4$ . Из-за этого максимальная мощность ЗС снижается до  $\Delta^2 / 32$  и поэтому  $SNR$  двухуровневого квантователя не превышает минус 9 дБ.

Рассмотренный  $\Sigma\Delta$  модулятор *называется аналоговым* и он используется в АЦП. В ЦАП применяется *цифровой  $\Sigma\Delta$  модулятор*. От аналогового модулятора он отличается тем, что преобразует в цифровой поток  $DSD$ , подаваемый на его вход, много разрядный цифровой сигнал с высокой частотой дискретизации  $f_{sk}$ .

Все элементы схемы примерно такие же, как на рис.1, только все они цифровые. Квантователь осуществляет реквантование многоразрядных кодовых слов в одноразрядные путем отбрасывания младших разрядов и формирует цифровой поток  $DSD$ . Вместо 1 бит ЦАП используется цифровой конвертор, преобразующий сигнал  $DSD$  в одноразрядные кодовые слова.

### 4.3. Цифровые аудио технологии в сигма дельта модуляции

Важной отличительной особенностью сигма дельта модуляции является одновременное использование трех аудио технологий: *Dithering, Oversampling и Noise Shaping*. С помощью этих технологий ошибки квантования преобразуются в шум, спектр шума расширяется в область ультразвуковых частот и преобразуется так, что его спектральная плотность мощности в звуковом диапазоне сильно уменьшается, а в области высоких частот далеко за пределами частоты Найквиста увеличивается. *Частотная зависимость спектральной плотности от частоты называется спектром шума*.

*Технология Dithering* осуществляет декорреляцию ошибок квантования и тем самым преобразует дискретный спектр ошибок в спектр белого шума квантования. Такое преобразование осуществляется путем добавления на вход квантователя вместе с аналоговым ЗС дополнительного шума небольшого уровня. В некоторых случаях, например в сигма дельта модуляторе 1 порядка, эта технология не работает.

Если операция *Dithering* выполняется на частоте дискретизации  $f_s$ , удовлетворяющей требованиям теоремы В.П. Котельникова, то дискретные ошибки квантования преобразуются в белый шум с равномерным спектром от 0 до частоты Найквиста  $f_n$ , определяемый спектральной плотностью мощности

$$S_d = \frac{P_q}{f_n}.$$

Обычно представляет интерес не сама спектральная плотность, а ее уровень по отношению к мощности шума квантования

$$L_{sd} = 10 \log P_q - 10 \log f_n = L(P_q) - 10 \log f_n$$

При частоте дискретизации 48 кГц этот уровень меньше уровня шума квантования  $L(P_q)$  на 43,8 дБ.

В 1 бит сигма дельта модуляторах 1 порядка технология *Dithering* не увеличивает и не уменьшает значение  $SNR$  квантователя. Практически она необходима только для устранения звуковых призвуков, которые вызывают дискретные ошибки квантования. Она более важна с теоретической точки зрения, так как применительно к шумовым сигналам более прост математический аппарат расчета статистических характеристик шума квантования и отношения сигнал/шум.

При выводе расчетных формул и построении графиков часто бывает удобно полагать, что  $P_q = 1$  и тогда уровень этого шума принимается за 0 дБ.

*Технология Oversampling* заключается в применении частоты дискретизации  $f_{sk}$  во много раз выше частоты  $f_s$ , удовлетворяющей требованиям теоремы В.П. Котельникова. Благодаря этой технологии спектр шума квантования расширяется, а спектральная плотность мощности шума уменьшается. Этим упрощается проблема фильтрации ошибок квантования на высоких частотах и уменьшается мощность шума в звуковом диапазоне.

При данной технологии частота дискретизации увеличивается до значения

$$f_{sk} = f_s \cdot K_{os},$$

где  $K_{os}$  – коэффициент дискретизации, который может принимать значения  $2^x$ ,  $x = 1, 2, 3, \dots, 1024$ . Соответственно, в  $K_{os}$  раз увеличивается и частота Найквиста

$$f_{nk} = \frac{f_{sk}}{2} = \frac{f_s \cdot K_{os}}{2}$$

а спектральная плотность во столько же раз уменьшается

$$S_{dk} = \frac{P_q}{f_{nk}} = \frac{2P_q}{f_s K_{os}}.$$

Уровень спектральной плотности *рассчитывается по формуле*

$$L_{dk} = L(P_n) - \log f_{nk}.$$

При каждом удвоении частоты дискретизации этот уровень уменьшается на 3 дБ.

В отношении дискретных ошибок квантования все немного сложнее. Естественно, величина ошибок квантования от частоты дискретизации не зависит, она определяется только шагом квантования. При увеличении частоты  $f_s$ , также как и в случае шума, спектр ошибок квантования расширяется до новой частоты Найквиста. Так как при этом мощность ошибок квантования не меняется, то при каждом удвоении частоты дискретизации вдвое уменьшаются составляющие дискретного спектра, и поэтому суммарная мощность ошибок квантования в звуковом диапазоне уменьшается.

Можно также полагать, что каждое двухкратное увеличение частоты дискретизации эквивалентно увеличению числа разрядов квантователя  $q$  на один бит. В соответствии с формулой для числа уровней квантования

$$N = 2^q$$

с каждым следующим битом число уровней квантования удваивается, а ошибки квантования уменьшаются в два раза. На этом основании для повышения точности преобразования вместо увеличения числа разрядов повышается частота дискретизации.

*Технология Noise Shaping* заключается в применении квантователя с отрицательной обратной связью и интегратором на его входе. Интегратор создает частотную зависимость шума квантования. При этом изменяется спектр шума квантования таким образом, что мощность шума в звуковом диапазоне уменьшается.

Для пояснения принципа преобразования спектра шума квантования при сигма дельта модуляции и построения графиков в линейном масштабе в качестве переменной выберем относительную частоту

$$\Psi = \frac{f}{f_s},$$

где  $\Psi = 0 \dots \Psi_{nk}$ , и примем, что  $P_q = 1$ . Тогда исходные нормированные параметры частоты Найквиста  $f_n^*$  и спектральной плотности  $f_{nk}^*$  будут определяться равенствами

$$f_n^* = \frac{1}{2}, \quad S_{dk}^* = 2, \quad K_{os} = 4,$$

как это показано на рис.2.

С повышением частоты дискретизации в 4 раза расчетные формулы для этих параметров принимают вид

$$f_{nk}^* = \frac{K_{os}}{2} = 2, \quad S_{dk}^* = \frac{2}{K_{os}} = 0,5.$$

Таким образом, в результате выполнения операции *Dithering* ошибки квантования преобразуются в шум, спектр которого простирается от 0 до частоты Найквиста  $f_n^*$ . Его мощность «равна» площади, ограниченной этой частотой. Мощность слышимого шума, ограничивается фильтром с частотой среза 20 кГц. На графике этой частоте соответствует нормированная частота  $\Psi_{max}$  (пунктирная вертикальная красная линия).

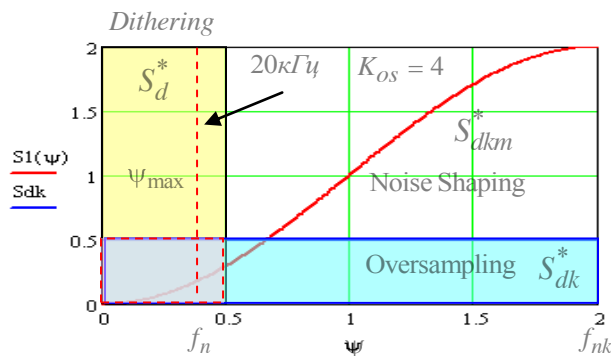


Рис.2. Преобразования спектра шума квантования 1 бит  $\Sigma\Delta$ -модулятора 1 по-

В результате выполнения операции *Oversampling* с коэффициентом дискретизации спектр шума расширяется в 4 раза, а спектральная плотность мощности

шума  $S_{dk}^*$  уменьшается в 4 раза. При этом мощность слышимого шума также уменьшается в 4 раза (прямоугольник 0,5 x 0,50).

В результате выполнения операции *Noise Shaping* благодаря частотно-зависимому коэффициенту передачи квантователя спектральная плотность мощности  $S_{dkm}^*$  в области низких частот понижается, а в области высоких частот повышается. К сожалению, при этой технологии повышается и общая мощность шума квантования. Даже из рисунка видно, что повышение мощности шума в области высоких частот значительно больше, чем понижение в области низких частот. Чем больше порядок модулятора, тем этот эффект выражен сильнее.

Мощность слышимого шума определяется маленьким треугольником в области звуковых частот, ограниченным графиком  $S_{dkm}^*$ . Как видно, его площадь существенно меньше площади этого прямоугольника. В этом и есть весь смысл применения аудио технологий. Чем больше коэффициент дискретизации, тем в более высокочастотную область «вытесняется» шум квантования и тем меньше мощность шума в звуковом диапазоне от 0 до частоты  $\Psi_{max}$ .

Для того чтобы от качественной картины перейти к цифрам, необходим математический анализ и вывод расчетных формул.

#### 4.4. Математические модели 1 бит сигма дельта модуляторов

После того как разобрались с физической стороной сигма дельта модуляции, можно перейти к математическому анализу. Такой анализ производится в трех областях: частотной, временной и в виде Z преобразования. В каждой из них раскрываются различные стороны и характеристики сигма дельта модуляции. Сразу необходимо подчеркнуть эквивалентные схемы для  $\Sigma\Delta$  модуляторов, используемых в АЦП и ЦАП, ничем не отличаются. На входах этих схем могут быть как аналоговой, так и цифровой сигналы.

На рис.3. приведена эквивалентная схема сигма дельта модулятора в частотной области. В этой схеме на вход подается аналоговый сигнал, исключен 1 бит ЦАП, квантователь и дискретизатор заменены сумматором, на один из входов которого подается шум



квантования  $N(S)$ . Эту схему часто называют формирователем спектра шума квантования.

Интегратор в схеме имеет передаточную функцию

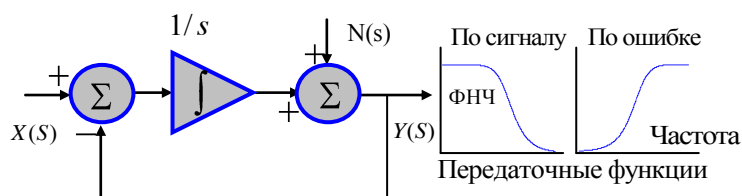


Рис.3. Эквивалентная схема формирователя спектра шума квантования

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

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

Передаточная функция для сигнала

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

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

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

имеет такой же вид как у фильтра верхних частот (ФВЧ) первого порядка.

Таким образом, в 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 уравнивать выходной сигнал с входным.

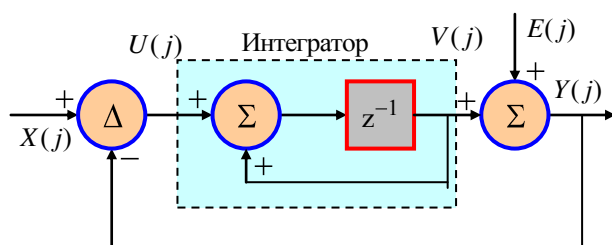


Рис.4. Модель  $\Sigma\Delta$  модулятора 1 порядка во временной области

В хеме на рис.6. могут быть последовательно включены два, три и более интеграторов подряд, что приводит к повышению крутизны нарастания и спада передаточной функции. Такие интеграторы имеют название первого, второго и более высоких порядков. Эти названия относятся и к  $\Sigma\Delta$  модуляторам.

При анализе сигма дельта модуляции во временной области и в форме Z-преобразования предполагается, что ошибки квантования рандомизированы и декоррелированы, а спектр шума квантования равномерен от 0 до частоты Найквиста  $f_{nk}$ .

На рис.4. приведена эквивалентная схема сигма дельта модулятора 1 порядка во временной области. В этой схеме  $X(j)$  - мгновенные значения входного сигнала в функции номера выборки  $j$ ,  $Y(j)$  - мгновенные значения  $j$  выборки на выходе модулятора. В этой схеме квантователь является источником случайных ошибок квантования  $E(j)$ , поэтому разность между входным  $V(j)$  и выходным  $Y(j)$  сигналами квантователя и есть ошибка квантования.

В этой схеме

$$V(j) = U(j-1) + V(j-1), \quad E(j) = Y(j) - V(j), \quad U(j) = X(j) - Y(j),$$

где  $U(j)$  – это разность между входным аналоговым сигналом и выходным квантованным, которая называется ошибкой округления. Выходной сигнал  $\Sigma\Delta$  модулятора можно представить в виде равенства

$$Y(j)_{out} = X(j) + E(j) - E(j-1),$$

где  $E(j), E(j-1)$  – мгновенные значения ошибок квантования, сдвинутые по времени на один такт. Из этой формулы следует, что ошибка квантования  $\Sigma\Delta$  модулятора определяется как

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

Данная формула отражает основную суть  $\Sigma\Delta$ -модуляции. Очевидно, что ошибки двух последовательных выборок на низких частотах отличаются мало и разностная ошибка стремится к нулю. На высоких частотах скорость изменения уровня ЗС большая и эти ошибки могут отличаться очень значительно, а также иметь разную полярность, поэтому суммарная ошибка квантования сильно возрастает.

В цифровой схемотехнике работа всех узлов модулятора тактируется и для анализа работы используются не преобразования Лапласа, а  $z$ -преобразования, поэтому эквивалентная схема формирователя спектра шума квантования с интегратором 1 порядка имеет вид, приведенный на рис.5. Это одна из бесконечно большого числа эквивалентных схем модулятора, предложенных в технической литературе. Все они могут быть преобразованы одна в другую.

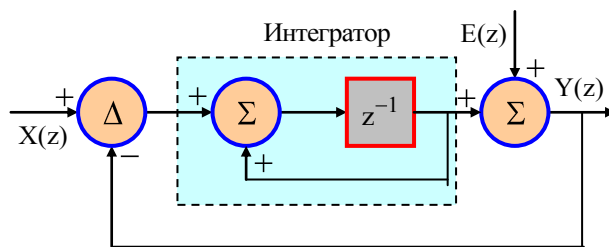


Рис.5. Модель  $\Sigma\Delta$  модулятора 1 порядка в форме  $Z$  преобразования

Для работы этой схемы необходимо, чтобы сигнал обратной связи был сдвинут по времени на один такт по отношению к входному.

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

Из эквивалентной схемы сигма дельта модулятора 1 порядка на рис.7. следует, что выходной сигнал в форме  $z$ -преобразования имеет вид

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

Поэтому передаточная функция интегратора 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,  $\theta$  –

нормализованная частота,  $f_{sk} = f_s \cdot K_{os}$ ,  $f_s$  – стандартная частота дискретизации.

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 квантуемый сигнал проходит на выход сигма-дельта модулятора без частотных искажений и только задерживается на один такт, а ошибка квантования является нелинейной функцией частоты.

На рис.6. приведена модель  $\Sigma\Delta$ -модулятора второго порядка с последовательным включением двух интеграторов 1 порядка. В этом случае сигнал на выходе модулятора в функции дискретного времени можно представить в виде

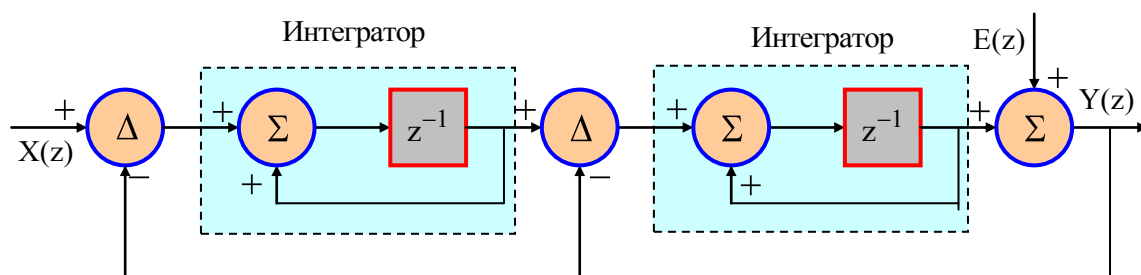


Рис. 6. Модель  $\Sigma\Delta$  модулятора 2 порядка

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

Это значит, что суммарная ошибка квантования определяется алгебраической суммой 4 значений ошибок квантования, сдвинутых по времени.

Выходной сигнал модулятора 2 порядка в форме  $z$  – преобразования определяется равенством

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

из которого не сложно определить модуль передаточной функции ошибки квантования

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

Аналогичным образом можно показать, что для схемы с интегратором  $m$  порядка коэффициент передачи интегратора, как функция  $\theta$  может быть представлен в виде

$$G(\theta)_m = \left[ 2 \left| \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \right| \right]^m.$$

По этой формуле графики на рис.7 построены с использованием нормированной частоты  $\theta$  в диапазоне от 0 до  $\pi$ . Они иллюстрируют, как меняется передаточная функция шума квантования *по напряжению* от порядка интегратора. Все

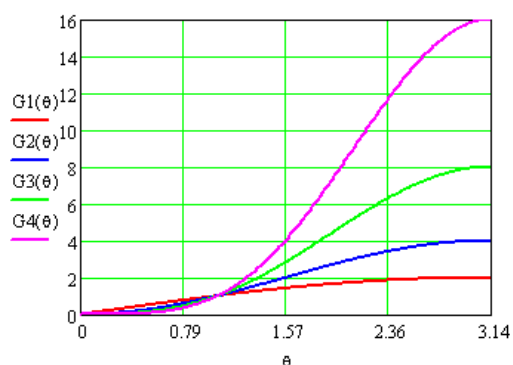


Рис.7. Графики передаточных функций  $G(\theta)_m$  по шуму квантования

графики пересекаются на частоте  $f_o = \frac{\pi}{3}$ , у всех максимум на частоте Найквиста  $f_{nk}$ , максимум этот равен  $2^m$ . Чем выше порядок интегратора, тем больше максимум передаточной функции.

#### 4.5.Спектр шума квантования сигма дельта модулятора 1 порядка

При выводе расчетных формул для частотной зависимости спектральной плотности мощности шума квантования (спектр) следует учитывать, что коэффициент передачи интегратора по мощности равен квадрату его коэффициента передачи по напряжению.

Исходя из этого, расчетная формула для спектра шума квантования  $S_{dkm}(\theta)$  принимает вид

$$S_{dkm}(\theta) = S_{dk} \cdot (G(\theta)_m)^2 = S_{dk} \cdot \left( 4 \left| \sin^2\left(\frac{\theta}{2}\right) \right| \right)^m,$$

где  $\theta = 0 \dots \pi$  и

$$S_{dk} = \frac{P_q}{\pi}$$

При изучении сигма дельта модуляции важно представлять физическую сторону математических преобразований, поэтому нужно перейти от нормированной частоты  $\theta$  к текущей  $f$  и представлять графики спектра в логарифмическом масштабе по обеим осям

$$L_{sdkm}(f) = 10 \log \left( \frac{1}{f_{nk}} \right) + 10 \log \left[ \left( 4 \left| \sin^2 \left( \frac{\pi f}{f_s K_{os}} \right) \right| \right)^m \right] + 10 \log P_q$$

При этом все графики имеют вид прямых линий с разной крутизной подъема в область высоких частот. Крутизна этих графиков в звуковом диапазоне частот немного зависит от коэффициента дискретизации, но при  $K_{os} > 2$  она равна 6, 12, 18, 24 и 30 дБ на октаву. Это соответствует порядку, используемых фильтров. Отличие от линейности за-

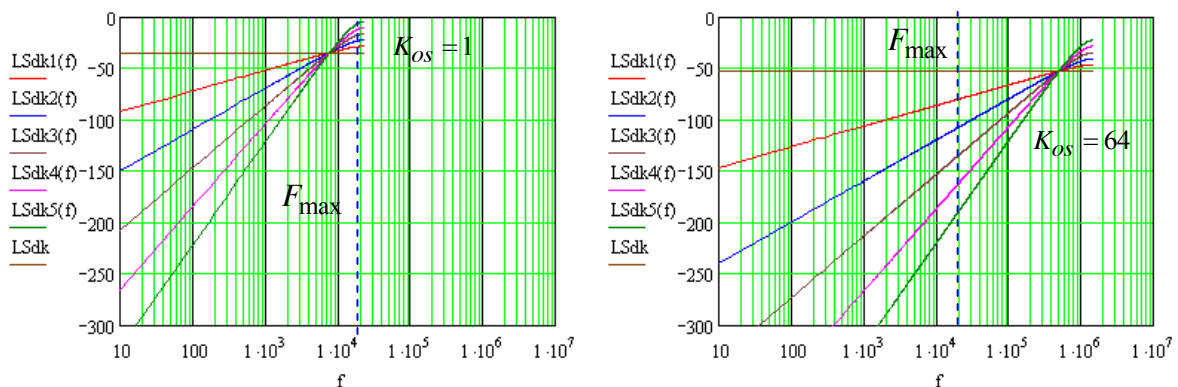


Рис.10. Зависимость спектра шума 1 бит сигма дельта модулятора от порядка интегратора и коэффициента дискретизации в шкале FS

метно, только при частоте близкой к частоте Найквиста  $f_{nk}$ . При увеличении  $K_{os}$  все графики сразу сдвигаются вниз и вправо в соответствии с изменением частоты Найквиста.

Если необходимо, в графиках спектральной плотности мощности шума квантования учесть мощность шума квантователя *Mid – Riser*, то тогда за 0 дБ шкалы принимается максимально допустимая мощность ЗС синусоидальной формы. Называется такая шкала –FS(Full Scale).

В формуле спектра шума квантования три составляющих. Первая, это уровень нормированной спектральной плотности мощности, определяемый только технологией *Oversampling*. Чем выше частота дискретизации, тем ниже этот уровень. Вторая составляющая, это уровень шума квантования, определяемый технологиями *Oversampling* и *Noise Shaping*. Третья составляющая, это уровень мощности шума квантователя *по отношению к мощности ЗС*, который теоретически равен +9 дБ.

На рис.10. в шкале FS приведены графики спектра шума квантования для 1 бит  $\Sigma\Delta$  модуляторов 1-5 порядков с учетом уровня мощности шума квантователя для двух значений  $K_{os}$  – 1 и 64. Как видно, с изменением  $K_{os}$  графики без изменения формы сдвигаются вправо и вниз на 3 дБ при каждом удвоении частоты дискретизации. Учет уровня мощности шума квантователя поднимает все графики вверх на 9 дБ.

Пунктирной линией на графиках отмечена верхняя частота звукового диапазона 20 кГц. При  $K_{os} = 1$  большая часть графиков находятся слева от этой линии. Это значит, что применение технологии *Noise Shaping* в этом случае не может существенно уменьшить слышимый шум квантования. При  $K_{os} = 64$  площадь графика, ограниченная

пунктирной линией и графиками спектра от нее слева определяют слышимую мощность шума. Чем выше порядок интегратора, тем эта площадь меньше.

#### 4.6. Расчет отношение сигнал/шум сигма дельта модулятора $m$ порядка

По определению  $SNR$  это отношение максимальной мощности ЗС к мощности шума квантования. При сигма дельта модуляции с использованием квантователя *Mid-riser* максимально возможная амплитуда синусоидального сигнала на его выходе в коде *DSD* не может превышать  $\Delta/4$ , а мощность приблизительно равна

$$P_{\sin} \approx \frac{\Delta^2}{32}.$$

Она на 9 дБ ниже уровня мощности шума квантования  $P_q$ .

С учетом, что

$$S_{dk} = \frac{P_q}{\pi}$$

мощность шума квантования может быть представлена в виде

$$P_{qsdm} = \left[ \frac{P_q}{\pi} \cdot \int_0^{\theta_c} \left[ 4 \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)^2 \right]^m \cdot d\theta \right].$$

Теперь расчетная формула для  $SNR$   $\Sigma\Delta$  модулятора  $m$  порядка принимает вид

$$SNR_m(x) = -10 \cdot \log \left[ \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\theta_c} \left[ 4 \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)^2 \right]^m \right] \cdot d\theta + SNR_q,$$

где  $\theta_c$  – нормированная частота среза ФНЧ, или частота Найквиста  $f_n$

$$\theta_c = \frac{2\pi F_{\max}}{f_s K_{os}} \quad \text{или} \quad \theta_c = \frac{\pi}{K_{os}}.$$

В данной формуле первый член равенства определяет приращение  $\Delta SNR$  обеспечиваемое сигма дельта модуляцией. Второй член определяет  $SNR$  квантователя. Для сигма дельта модулятора с квантователем в виде

компаратора это отношение определяется равенством

$$SNR_q = 10 \cdot \log \left( \frac{P_{\sin}}{P_q} \right) = -9dB.$$

Зависимость  $SNR$  от коэффициента дискретизации крайне нелинейная, поэтому полезно сделать замену переменных вида

$K_{os} = 2^x$ , где  $x = 0, 1, \dots$ , тогда графики  $SNR$  в функции  $x$  принимают вид прямых линий (рис.11). На этом рисунке приведены графики  $SNR$ , рассчитанные без учета шума квантователя

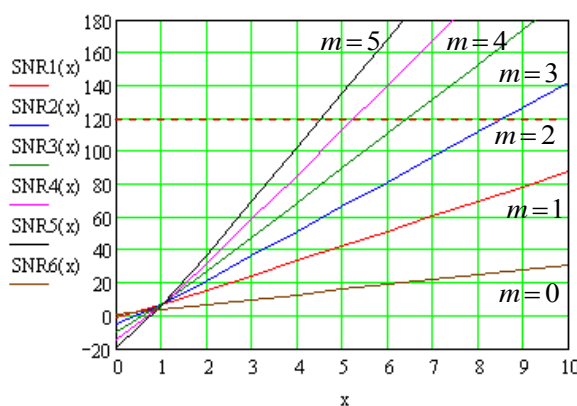


Рис.11. Зависимость  $SNR$  от порядка интегратора и коэффициента дискре-

тователя  $P_q$  при частоте среза ФНЧ, равной 20 кГц. Крутизна графиков на рисунке в зависимости от порядка интегратора равна 9, 15, 21, 27 и 33 дБ, рассчитываемая при изменении переменной  $x$  в два раза.

Из рис.11. видно, что необходимое для цифровой звукозаписи значение  $SNR$  не менее 120 дБ достигается при коэффициенте дискретизации, равном 32, 64, 128 и 512 для модуляторов 2 – 4 порядка. Чем меньше порядок, тем при большем значении  $K_{os}$  достигается необходимая величина  $SNR$ . Если при расчете  $SNR$  учесть уровень мощности шума квантователя, то все графики на рис.11 опустятся вниз на 9 дБ и цифры будут другие.

С уменьшением коэффициента дискретизации эффективность сигма дельта модуляции быстро падает и при  $K_{os} \leq 2$  из-за нее приращение  $SNR$  становится отрицательным, причем чем выше порядок модулятора тем отрицательный эффект больше. Физически это означает, что при сигма дельта модуляции возрастает общая мощность шума квантования и тем больше, чем выше порядок модулятора. Однако, это увеличение мощности шума происходит в области высоких частот и на слух может не восприниматься.

Для того чтобы можно было сравнивать АЦП на основе ИКМ и  $\Sigma\Delta$  модуляции, часто используется эквивалентное число бит  $q_{eqv}$ , определяемое равенством

$$q_{eqv} = \frac{\Delta SNR}{6,02}.$$

На этом основании 1 бит  $\Sigma\Delta$  модуляторы, обеспечивающие  $SNR = 100dB$ , называются 16-ти разрядными, с  $SNR = 120dB$  - 20-ти разрядными и с  $SNR = 140dB$  – 24-х разрядными

#### 4.8. Одноразрядные АЦП и ЦАП на основе сигма-дельта модуляции

На рис.12. приведена упрощенная схема 1-бит  $\Sigma\Delta$  модулятора первого порядка. В этой схеме коэффициент дискретизации равен 64, поэтому  $f_{sk} = 3,072$  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 схеме нет классического дискретизатора, выполняющего функцию амплитудно-

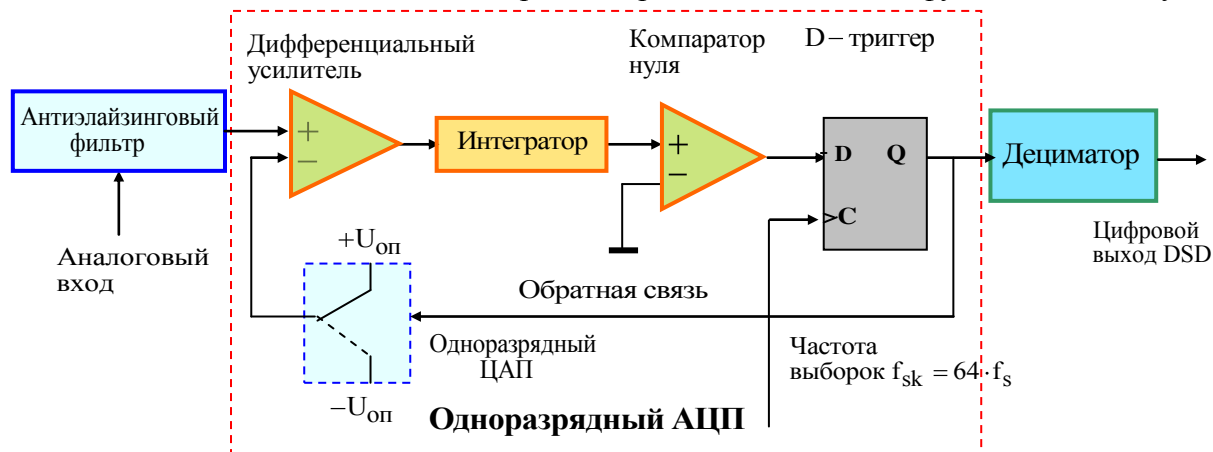


Рис.12. Функциональная схема 1 битсигма-дельта модулятора первого порядка

импульсной модуляции, отсутствует устройство выборки и хранения, но работа всех узлов тактируется частотой дискретизации. В качестве одноразрядного квантователя используется компаратор, формирующий двух уровневый выходной сигнал.

Функцию дискретизатора и задержки на один такт осуществляет D- триггер, на счетный вход которого подается сигнал с частотой дискретизации  $f_{sk}$ . В таком варианте исполнения при аналого-цифровом преобразовании сначала производится квантование, а потом дискретизация.

Одноразрядный ЦАП – это простой переключатель калиброванного напряжения положительной и отрицательной полярности в зависимости от кодового значения на его входе. Он преобразует однополярный выходной сигнал D-триггера в двух полярный. На-

пряжения сигналов на выходе ЦАП должны быть равны максимально возможным значениям входного сигнала.

Выходной сигнал  $D$ - триггера, называемый *DSD (Direct Stream Digital)*, представляет собой последовательность логических 1 и 0 без разделения их на символы и блоки. По цепи обратной связи этот цифровой поток формирует выходной сигнал одноразрядного ЦАП. Этот сигнал сдвинут по времени на один такт. Если на выходе компаратора логическая единица формируется импульсный сигнал положительной полярности, а если 0, то отрицательной.

У компаратора нет порога квантования, поэтому из-за собственных шумов при отсутствии входного сигнала выходной сигнал на выходе триггера представляет собой последовательность 1 и 0 с частотой дискретизации и равными вероятностями их появления. Это шум с дискретным спектром.

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.13](#).

Таким образом, с помощью компаратора входной АИМ сигнал не квантуется, а преобразуется во время-импульсную модуляцию (ВИМ), при которой мгновенные значения

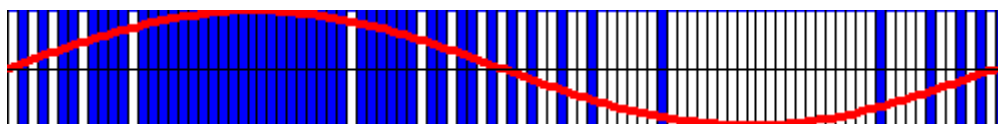


Рис.13. *DSD* сигнал на выходе  $D$ - триггера

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.

Хотя математические модели аналогового и цифрового 1 бит  $\Sigma\Delta$  модуляторов 1 порядка совершенно одинаковы, их функциональные схемы различны. Главное отличие в

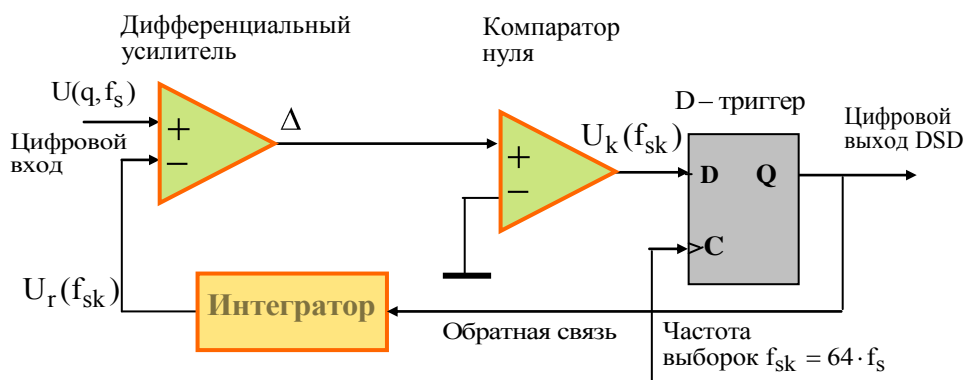


Рис.14. Функциональная схема 1 бит ЦАП на основе  $\Sigma\Delta$ - модулятора 1 порядка

том, что на вход 1 бит ЦАП поступает много разрядный цифровой сигнал, а квантователь на основе цифрового компаратора осуществляет его реквантование, то есть преобразует в однобитовый цифровой поток. Если в 1 бит АЦП аналоговый интегратор находится в цепи прямой связи, то в 1 бит ЦАП цифровой интегратор находится в цепи обратной связи.

В приведенной на [рис.14](#) схеме цифрового 1 бит  $\Sigma\Delta$  модулятора 1 порядка на один из входов дифференциального усилителя подается цифровой  $q$  разрядный ИКМ сигнал

$U(qf_s)$  с частотой выборок  $f_s$ . В этом усилителе производится сравнение его с опорным импульсным сигналом  $D_r(f_{sk})$  с высокой частотой дискретизации  $f_{sk} = K_{os}f_s$ . Этот сигнал формируется интегратором, на вход которого подается сигнал  $D$ -триггера, сдвинутый по времени относительно входного на 1 такт.

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. 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.

## 1. Порядок выполнения лабораторной работы

### 5.1. Подготовка к измерениям

- Скопируйте с рабочего стола файл «Отчет LR-9 DA» на свою флешкарту, дайте ему свое имя в виде: «Группа»\_ «Фамилия (работавшего на клавиатуре)»\_ «Номер ЛР»\_ «Дата».
- Откройте этот файл и сверните его окно.


В файл этого отчета вы будете копировать все экспериментальные графики, и заносить в таблицы отчета результаты измерений сразу в процессе их получения. В день выполнения лабораторной работы отчет в электронном виде необходимо сдать преподавателю, только тогда работа считается выполненной.

### 5.2. Изучение принципов преобразования спектра ошибок квантования при 1 бит $\Sigma\Delta$ модуляции



- Кнопкой с пиктограммой  откройте окно программы **LR-9.1 DA**

Эта программа предназначена для расчета и построения графика спектра шума квантования 1 бит  $\Sigma\Delta$  модулятора 1 порядка. В этой программе используются следующие обозначения:  $K_{os}$  – коэффициент дискретизации,  $\theta$  – нормированная частота,  $S_{dk}$  – спектр шума квантования после выполнения операции *Oversampling*,  $S_{dkm}$  – спектр шума квантования после выполнения операции *Oversampling* и *Noise Shaping*.

- Установите  $K_{os}$  – равным 4 и нажмите курсором кнопку .
- Скопируйте график в Ваш отчет.

Для этого нажмите на клавиатуре кнопку **Shift**, и удерживая ее, наведите курсор на график (указанный объект будет выделен пунктирным прямоугольником). Затем нажмите правую кнопку мышки и в выпадающем меню левой кнопкой мышки выберите – **Copy**. Далее откройте файл Вашего отчета, вставьте в него рисунок и подпишите его название.

Если на графике надо производить построения копировать надо ИНАЧЕ в виде файла .bmp. Для этого вызовите программу **PaintBrush**, нажмите кнопки **Правка – Вставить**, **Правка – Копировать в файл**, укажите адрес своего отчета, в котором график сохранится в виде файла .bmp

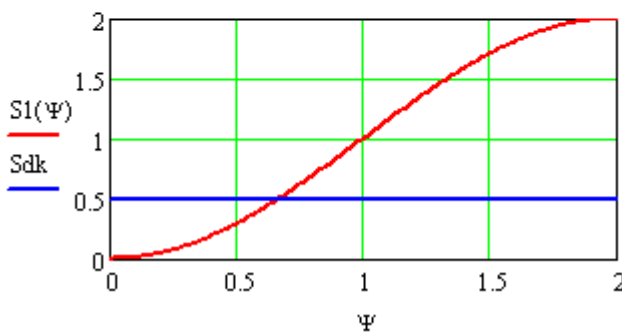


- В этой программе  $K_{os}$  – коэффициент дискретизации,  $S_{dk}$  – спектральная плотность мощности шума квантования,  $\psi = \frac{f}{f_s}$  – относительная частота,  $G(\psi)$  – передаточные функции,  $S(\psi)$  – спектр шума квантования.
- Сделайте на графике все необходимые построения для пояснения принципа преобразования спектра шума квантования при сигма дельта модуляции.

$$K_{os} := 4 \quad \Psi_{nk} := \frac{K_{os}}{2}$$

$$\Psi := 0, 0.01 \dots \Psi_{nk} \quad S_{dk} := \frac{1}{\Psi_{nk}}$$

$$G(\Psi) := \left( 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \Psi}{K_{os}}\right) \right)^2 \quad S1(\Psi) := S_{dk} \cdot G(\Psi)$$



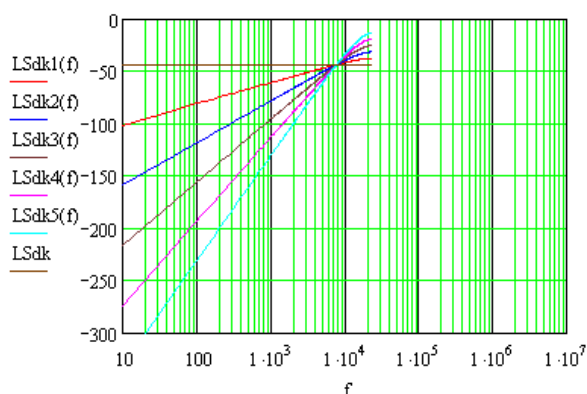
### 5.3. Исследование спектра шума 1 бит $\Sigma\Delta$ модулятора 1- 5 порядков.



- Кнопкой с пиктограммой  откройте окно программы **LR-9.2 DA**.

Эта программа предназначена для расчета и построения графиков спектра шума квантования 1 бит  $\Sigma\Delta$  модулятора 1- 5 порядков. В этой программе используются следующие обозначения:  $K_{os}$  – коэффициент дискретизации,  $f$  – текущая частота,  $f_s$  – стандартная частота дискретизации,  $f_{sk}$  – высокая частота дискретизации,  $f_{nk}$  – частота Найквиста,  $S_{dk}$  – спектр шума квантования после выполнения операции *Oversampling*,  $S_{dkm}$  – спектр шума квантования после выполнения операций *Oversampling* и *Noise Shaping*,  $L(P_n)$  – уровень мощности шума квантователя,  $L()$  – уровни.

$$\begin{aligned}
f_s &:= 48000 & K_{os} &:= 1 & f_{nk} &:= f_s \cdot \frac{K_{os}}{2} & LPn &:= 0 \\
f &:= 10, 50 \dots f_{nk} & S_{dk} &:= \frac{1}{f_{nk}} & G(f) &:= 4 \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{f}{f_s \cdot K_{os}}\right)^2 & f_{sk} &:= f_s \cdot K_{os} \\
G1(f) &:= G(f) & G2(f) &:= G(f)^2 & G3(f) &:= G(f)^3 & G4(f) &:= G(f)^4 & G5(f) &:= G(f)^5 \\
S_{dk1}(f) &:= S_{dk} \cdot G1(f) & S_{dk2}(f) &:= S_{dk} \cdot G2(f) & S_{dk3}(f) &:= S_{dk} \cdot G3(f) & S_{dk4}(f) &:= S_{dk} \cdot G4(f) & S_{dk5}(f) &:= S_{dk} \cdot G5(f) \\
LS_{dk1}(f) &:= 10 \cdot \log(S_{dk1}(f)) + LPn & LS_{dk2}(f) &:= 10 \cdot \log(S_{dk2}(f)) + LPn & LS_{dk3}(f) &:= 10 \cdot \log(S_{dk3}(f)) + LPn \\
LS_{dk4}(f) &:= 10 \cdot \log(S_{dk4}(f)) + LPn & LS_{dk5}(f) &:= 10 \cdot \log(S_{dk5}(f)) + LPn & LS_{dk} &:= 10 \cdot \log(S_{dk}) + LPn
\end{aligned}$$



$$LS_{dk} = -43.802 \text{ dB}$$

$$f_{nk} = 2.4 \times 10^4 \text{ Hz}$$

$$f_{sk} = 4.8 \times 10^4 \text{ Hz}$$

$$LS_{dk1}(4000) - LS_{dk1}(2000) = \blacksquare \text{ dB на октаву}$$

$$LS_{dk2}(4000) - LS_{dk2}(2000) = \blacksquare$$

$$LS_{dk3}(4000) - LS_{dk3}(2000) = \blacksquare$$

$$LS_{dk4}(4000) - LS_{dk4}(2000) = \blacksquare$$

$$LS_{dk5}(4000) - LS_{dk5}(2000) = \blacksquare$$

- Исследуйте зависимость от коэффициента дискретизации крутизны графиков спектра, частоты дискретизации и частоты Найквиста, а также спектра шума, определяемого технологией *Oversampling*.

Крутизна графиков определяется как разность значений спектра на частотах, отличающихся на октаву (в два раза).

Спектр шума квантования при технологии *Oversampling* определяется функцией  $LS_{dk}$ .


- Установите  $K_{os} = 1$  и нажмите кнопку , результаты измерений занесите в табл. 1.
- Повторите измерения при  $K_{os} = 2, 4, 64$ . Результаты измерений занесите в табл. 1.
- Скопируйте графики спектра в Ваш отчет.
- Сформулируйте выводы.

Табл. 1. Исследование спектра шума квантования				
$LS_{dkm}() - LS_{dkm}()$	$K_{os}$			
dB на октаву	1	2	4	64
$LS_{dkm}() - LS_{dkm}()$				
$LS_{dkm}() - LS_{dkm}()$				
$LS_{dkm}() - LS_{dkm}()$				
$LS_{dkm}() - LS_{dkm}()$				
$LS_{dkm}() - LS_{dkm}()$				
$LS_{dk}, \text{dB}$				
$f_{nk}, \text{Hz}$				
$f_{sk}, \text{Hz}$				


### 5.4. Исследование SNR 1 бит $\Sigma\Delta$ модулятора 1- 5 порядков.



- Кнопкой с пиктограммой  откройте окно программы LR-9.3 DA

Эта программа предназначена для расчета  $SNR$  1 бит  $\Sigma\Delta$  модулятора 1- 5 порядков. В этой программе используются следующие обозначения:  $K_{os}$  – коэффициент дискретизации,  $f$  – текущая частота,  $f_s$  – стандартная частота дискретизации,  $f_{sk}$  – высокая частота дискретизации,  $f_{nk}$  – частота Найквиста,  $S_{dk}$  – спектр шума квантования после выполнения операции *Oversampling*,  $S_{dkm}$  – спектр шума квантования после выполнения операций *Oversampling* и *Noise*.  $SNR_m$  – отношение сигнал шум  $\Sigma\Delta$  модулятора 1- 5 порядков.

$$\begin{aligned}
 &F_m := 20000 \quad f_s := 48000 \quad K_{os} := 1 \quad f_{nk} := f_s \cdot \frac{K_{os}}{2} \quad SNR_q := -9 \\
 &f := 10, 50 \dots f_{nk} \quad S_{dk} := \frac{1}{f_{nk}} \quad G(f) := 4 \sin\left(\pi \cdot \frac{f}{f_s \cdot K_{os}}\right)^2 \quad f_{sk} := f_s \cdot K_{os} \\
 &G1(f) := G(f) \quad G2(f) := G(f)^2 \quad G3(f) := G(f)^3 \quad G4(f) := G(f)^4 \quad G5(f) := G(f)^5 \\
 &S_{dk1}(f) := S_{dk} \cdot G1(f) \quad S_{dk2}(f) := S_{dk} \cdot G2(f) \quad S_{dk3}(f) := S_{dk} \cdot G3(f) \quad S_{dk4}(f) := S_{dk} \cdot G4(f) \quad S_{dk5}(f) := S_{dk} \cdot G5(f) \\
 &S1 := \int_0^{F_m} S_{dk1}(f) df \quad S2 := \int_0^{F_m} S_{dk2}(f) df \quad S3 := \int_0^{F_m} S_{dk3}(f) df \quad S4 := \int_0^{F_m} S_{dk4}(f) df \quad S5 := \int_0^{F_m} S_{dk5}(f) df \\
 &SNR1 := -10 \cdot \log(S1) + SNR_q \quad SNR2 := -10 \cdot \log(S2) + SNR_q \quad SNR3 := -10 \cdot \log(S3) + SNR_q \quad SNR4 := -10 \cdot \log(S4) + SNR_q \\
 &SNR5 := -10 \cdot \log(S5) + SNR_q \\
 &SNR1 = \blacksquare \quad SNR2 = \blacksquare \quad SNR3 = \blacksquare \quad SNR4 = \blacksquare \quad SNR5 = \blacksquare
 \end{aligned}$$

- Исследуйте зависимость  $SNR$  от коэффициента дискретизации порядка модулятора.
- Установите  $K_{os} = 1$  и нажмите кнопку , результаты измерений занесите в табл.2.

	$K_{os}$			
	1	2	4	64
$SNR(m = 1)$				
$SNR(m = 2)$				
$SNR(m = 3)$				
$SNR(m = 4)$				
$SNR(m = 5)$				

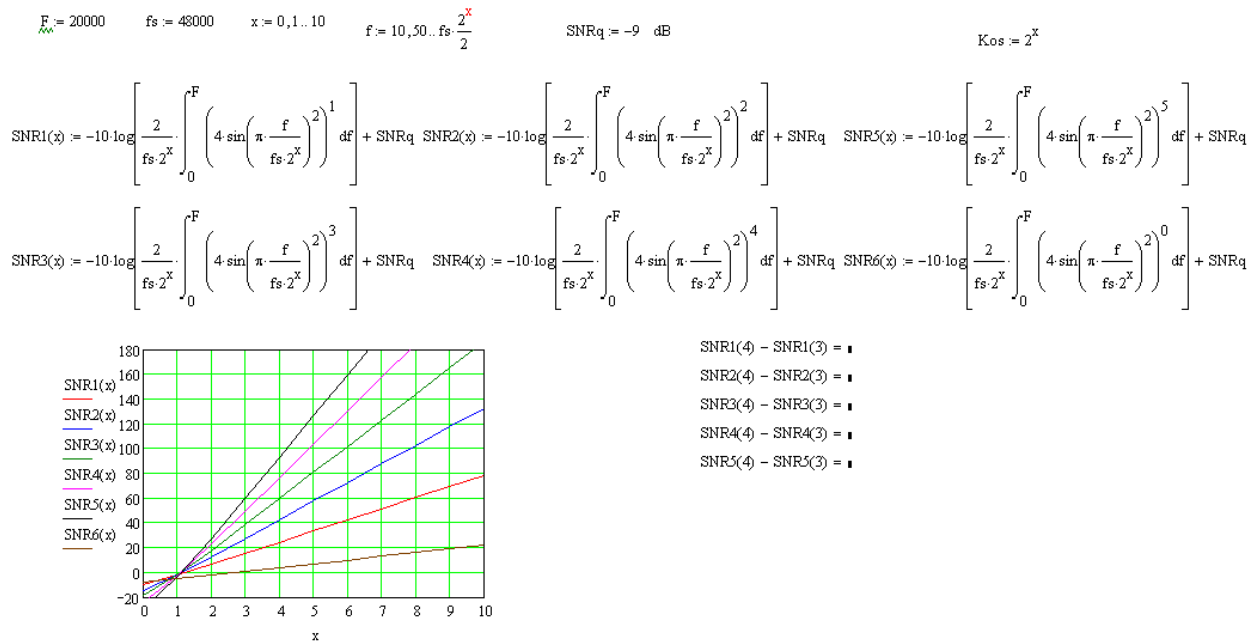
- Повторите измерения при  $K_{os} = 2, 4, 64$ .
- По результатам измерений постройте в отчете графики.
- Сформулируйте выводы.


## 5.5. Исследование графиков SNR 1 бит $\Sigma\Delta$ модуляторов 1- 5 порядков.



### 5.5.1. Кнопкой с пиктограммой откройте окно программы LR-9.4 DA

Эта программа предназначена для построения графиков  $SNR$  1 бит  $\Sigma\Delta$  модулятора 1- 5 порядков в зависимости от порядка модулятора и коэффициента дискретизации. В этой программе используются следующие обозначения:  $K_{os}$  – коэффициент дискретизации,  $f$  – текущая частота,  $f_s$  – стандартная частота дискретизации,  $f_{sk}$  – высокая частота дискретизации,  $f_{nk}$  – частота Найквиста,  $S_{dk}$  – спектр шума квантования после выполнения операции *Oversampling*,  $S_{dkm}$  – спектр шума квантования после выполнения операций *Oversampling* и *Noise*.  $SNR_m$  – отношение сигнал шум  $\Sigma\Delta$  модулятора 1- 5 порядков.



- Исследуйте зависимость крутизны графиков  $SNR$  от коэффициента дискретизации порядка модулятора.
- Нажмите кнопку , результаты измерений занесите в табл.3.

Крутизна	dB на октаву
$SNR_1(0) - SNR_1(0)$	
$SNR_2(0) - SNR_2(0)$	
$SNR_3(0) - SNR_3(0)$	
$SNR_4(0) - SNR_4(0)$	
$SNR_5(0) - SNR_5(0)$	

- Сформулируйте выводы.

- Определите, при каких значениях коэффициента дискретизации и порядка модулятора достигаются значения  $SNR$  не менее 100, 120 и 140 дБ.

Для этого скопируйте график  $SNR$  в отчет и на этом графике проведите три горизонтальные линии: 100, 120 и 140 дБ, результаты занесите в табл.4.

Табл.4. Варианты достижения заданного значения $SNR$											
	$SNR = 100dB$			$SNR = 120dB$			$SNR = 140dB$				
$m$											
$x$											
$K_{os}$											

## 6. Контрольные вопросы

1. Какие функции выполняет технология *Dithering* при сигма дельта модуляции.
2. Какие функции выполняет технология *Oversampling* при сигма дельта модуляции.
3. Какие функции выполняет технология *Noise Shaping* при сигма дельта модуляции.
4. Что такое частота Найквиста.
5. Чему равна верхняя граница спектра шума квантования при аналого-цифровом преобразовании.
6. Каким параметром определяется мощность шума квантователя.
7. Чем отличается белый шум от розового.
8. Как определяется спектральная плотность мощности белого шума.
9. Что такое коэффициент дискретизации.
10. Как зависит спектральная плотность мощности белого шума от коэффициента дискретизации.
11. Чем отличается коэффициент передачи по мощности от коэффициента передачи по напряжению.
12. Что такое порядок интегратора сигма дельта модулятора.
13. Как выглядит спектр шума сигма дельта модулятора.
14. Как изменяется спектр шума сигма дельта модулятора от его порядка.
15. Каким образом в 1 бит сигма дельта модуляторе достигается  $SNR$  до 120 и более децибел.
16. Как зависит  $SNR$  сигма дельта модулятора от коэффициента дискретизации и порядка интегратора.

## 7. Содержание отчета

- 7.1. Титульный лист
- 7.2. Цель работы
- 7.3. Задание к лабораторной работе
- 7.4. Функциональная схема измерений
- 7.5. Результаты измерений в виде графиков
- 7.6. Таблицы с результатами измерений и расчетов

## 8. Литература

Вологдин Э.И. Стандарты и системы цифровой звукозаписи. Конспект лекций. СПб ГУТ. 2008.