

**Вологдин Э.И.**

**МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ  
ОБРАБОТКИ ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ**

Курс лекций

Санкт-Петербург

2012

## Содержание

Содержание .....	2
Глава 1. Частотная коррекция.....	3
1.1. Введение .....	3
1.2. Назначение и классификация фильтров .....	4
1.3. Базовые цифровые фильтры .....	6
1.3.1.Фильтры низких и высоких частот 1 порядка.....	7
1.3.2.Фильтры низких и высоких частот 2 порядка.....	8
1.3.3.Все пропускающие фильтры 1 и 2 порядков.....	11
1.3.4.Параметрические фильтры.....	12
1.4. Цифровые фильтры частотной коррекции .....	13
1.4.1.Фильтры эквалайзеров типа Low-Cut и High-Cut .....	13
1.4.2.Фильтры эквалайзеров типа Low-Shelf и High-Shelf.....	16
1.4.3.Фильтры эквалайзеров типа Bell .....	19
1.4.4.Фильтр "присутствия" .....	21
1.5. Цифровые эквалайзеры .....	22
1.5.1.Графические эквалайзеры .....	22
1.5.2.Параметрические эквалайзеры .....	23
1.5.3.Параграфические эквалайзеры .....	24
1.5.4.Кроссоверы .....	25
1.5.5.Применение эквалайзеров.....	26
Глава 2. Динамическая обработка звуковых сигналов.....	27
2.1. Введение .....	27
2.2. Динамический диапазон сигналов и трактов .....	28
2.3. Громкость звука и динамический диапазон .....	34
2.4. Принцип динамической обработки .....	37
2.5. Алгоритмы работы динамического процессора .....	45
2.6. Применение динамических процессоров .....	49
Глава 3. Спектральная обработка звуковых сигналов.....	53
3.1. Физические аспекты спектральной обработки звуковых сигналов .....	53
3.2. Слуховое восприятие нелинейных искажений .....	56
3.3. Цифровые имитаторы звука магнитной фонограммы (сатураторы) .....	59
3.4. Имитация звука ламповых усилителей.....	61
3.4.1.«Ламповый» звук – история вопроса .....	61
3.4.2.Физические основы «лампового звука» .....	63
3.5. Эксайтеры, энхансеры и виталайзеры .....	66
Глава 4. Звуковые эффекты.....	69
4.1. Звуковой эффект «тремоло» .....	69
4.2. Звуковой эффект «вибрето».....	71
4.3. Звуковые эффекты – «Бау-бау» и «фазер. ....	75
4.4. Звуковой эффект «фленджер» .....	77
4.5. Звуковой эффект «хорус».....	80
4.6. Звуковой эффект «эхо».....	83
4.7. Звуковой эффект – реверберация .....	84
4.7.1.Реверберация – физика явления .....	84
4.7.2.Искусственная реверберация .....	87
4.7.3.Алгоритмы реверберации .....	89
Список литературы .....	93

# Глава 1. Частотная коррекция

## 1.1. Введение

Под обработкой звукового сигнала понимается изменение его частотной или фазовой характеристики, сужение или расширение динамического диапазона, применение амплитудной, частотной или фазовой модуляции, удаление шумов, а также создание задержанных по времени затухающих копий этого сигнала. Целью обработки могут быть как чисто технические задачи, такие как согласование параметров сигнала с характеристиками электроакустического тракта, так и художественные, определяемые звукорежиссером, в частности, это могут различные звуковые эффекты (тремоло, vibrato, хор, эхо, реверберация и другие).

В настоящее время обработка звуковых сигналов производится преимущественно в цифровом виде с помощью звуковых процессоров. Если раньше звуковые и радио студии размещались на нескольких десятках квадратных метров, то теперь их может заменить хороший компьютер, который по возможностям превосходит десять таких студий вместе взятых, а по стоимости оказывается многократно дешевле одной студии. Это снимает многие финансовые барьеры и делает звукозапись более доступной и профессиональному любителю.

Современное программное обеспечение позволяет осуществлять сколь угодно сложные преобразования звуковых сигналов и создавать самые невероятные звуковые эффекты. В аналоговой технике почти каждый отдельный звуковой эффект создается путем использования отдельного устройства, когда каждое такое устройство может стоить очень дорого. В цифровой технике качество обработки сигналов в них намного меньше зависит от качества аппаратуры. Очень важно, что для различных манипуляций со звуком не требуется постоянная смена оборудования, достаточно изменить программное обеспечение. Именно поэтому цифровая техника уже сегодня почти полностью вытеснила из студий старую аналоговую аппаратуру.

Механизмы цифровой обработки звука реализуются как в программном, так и аппаратном исполнении. Наиболее часто обработка звука осуществляется с помощью звуковых карт профессионального и бытового назначения с использованием звуковых редакторов специального назначения. Наиболее широко применяется редактор Sound Forge, имеющий наиболее большой пакет звуковых плагинов, пользуются большой популярностью звуковые редакторы Cool Edit Pro и Steinberg WavLab. Особо высокое качество обработки звука обеспечивает пакет плагинов Waves Platinum Native Bundle 4. Обработка звукового сигнала может осуществляться в реальном времени или применяться в отношении уже записанной фонограммы. Обработка фонограмм применяется на стадии мастеринга или подготовки их к тиражированию, когда важна не быстрота, а скрупулезная проработка всех нюансов звучания.

В настоящее время обычная песня “собирается” по частям, трек за треком: либо несколько музыкантов играют каждый свою партию, либо это делает один музыкант (играет за всех). Использование MIDI секвенсоров приводит к тому, что некоторые треки не имеют ничего общего с исходным исполнением. Работа инженера и продюсера состоит в том, чтобы собрать все эти пространственно-временные события и сделать из них музыку, в которой каждая часть идеально подходит к другой. Чтобы сделать это, нужно быть немного художником, немного ученым. Необходимо знать физические основы осуществляемых преобразований и уметь грамотно пользоваться оборудованием. Научный аспект работы состоит в том, чтобы знать, как соединить все в единую систему и как управлять параметрами, влияющими на обработку звука. Художественный аспект включается, когда вы принимаете решение, какие эффекты и звуки использовать, каким должен быть баланс и как разместить различные партии в окончательном миксе.

Цифровая обработка звука это дорогостоящая и, часто, очень ресурсоемкая операция. Пока существует множество различных операций над звуком, которые вследствие

недостаточной производительности современных процессоров невозможно реализовать в реальном времени, к таким операциям относится спектральный анализ и некоторые алгоритмы реверберации.

## 1.2. Назначение и классификация фильтров

Под частотной коррекцией понимается повышение или понижение уровня спектральных составляющих звуковых сигналов в выбранных полосах с помощью фильтров *без внесения новых составляющих спектра*. Необходимость серьезной частотной коррекции звуковоспроизводящей аппаратуры наиболее часто обусловлена плохими акустическими характеристиками помещений, где проводится концерт или прослушивается звукозапись. Если, например, в зале имеются ровные твердые поверхности сцены и пола, бетонные или кирпичные стены, жестяная крыша, то все это может начать греметь и дребезжать, а в лучшем случае вокалист и слушатели перестанут понимать слова из-за снижения разборчивости. Серьезные проблемы с качественным восприятием звука возникают и в салоне автомобиля. Аппаратура частотной коррекции звуковых сигналов является связывающим звеном между звучанием звуковоспроизводящей системы и откликом помещения, и она в значительной мере может такие проблемы решить.

Частотные корректоры используются во всех студиях звукозаписи и звукового вещания. С их помощью обычно решаются чисто технические вопросы, такие как, ограничение полосы звукового тракта, подавление низкочастотных шумов и сетевых наводок, коррекция амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) микрофонов, громкоговорителей и помещений. В последнее время при сведении и мастеринге все более широко частотная коррекция применяется для решения творческих задач звукорежиссеров по созданию художественных звуковых эффектов и приданию звучанию новой окраски. Это стало возможно при индивидуальной частотной обработке почти каждого музыкального инструмента и вокалиста.

В аудиотехнике частотная коррекция звуковых сигналов осуществляется с помощью следующих устройств и фильтров, которые могут быть в виде отдельной аппаратуры или программного продукта:

- фильтры ограничения полосы частот,
- фильтры плавного подъема и спада АЧХ,
- полосовые фильтры,
- фильтры «присутствия»
- графические эквалайзеры,
- параметрические эквалайзеры,
- параграфические эквалайзеры,
- кроссоверы.

Фильтры, используемые при частотной коррекции, по принципу реализации, прежде всего, разделяются на аналоговые и цифровые. В свою очередь аналоговые фильтры могут быть выполнены как на пассивных, так и на активных элементах. По принципу работы все фильтры разделяются на линейные и нелинейные. В зависимости от вида импульсной передаточной функции фильтры разделяются на рекурсивные (БИХ фильтры, с бесконечной импульсной характеристикой) и нерекурсивные (КИХ фильтры, с конечной импульсной характеристикой). Все аналоговые фильтры являются рекурсивными, цифровые фильтры могут быть как рекурсивными, так и нерекурсивными.

Среди множества рекурсивных фильтров *по виду передаточной функции* отдельно выделяют наиболее качественные фильтры:

- фильтры Бесселя – обладают наиболее гладкими АЧХ и ФЧХ (особенно в полосе пропускания), однако крутизна спада АЧХ у них наименьшая;

- фильтры Баттерворт – имеют более крутой спад АЧХ (6N дБ/октаву, N - порядок фильтра) и менее линейную ФЧХ;
- фильтры Чебышева – имеет еще более крутой спад АЧХ, однако, их АЧХ не монотонна, а имеет осцилляции заданного уровня в полосе пропускания, либо в полосе подавления. ФЧХ фильтров Чебышева немонотонна и имеет пик вблизи частоты среза. При задании меньших пульсаций фильтра крутизна спада АЧХ уменьшается, и фильтр Чебышева превращается в фильтр Баттервортта;
- эллиптические фильтры – обладают наиболее крутым спадом АЧХ, но имеют пульсации АЧХ как в полосе пропускания, так и в полосе подавления. ФЧХ эллиптических фильтров не монотонна. При повышении требований к пульсациям этот фильтр превращается в фильтр Чебышева.

По тому, *какие частоты фильтром пропускаются (задерживаются)*, фильтры, используемые при частотной коррекции, подразделяются на следующие группы.

- Фильтр низких частот (Lowpass – LP) выделяет нижние частоты до частоты среза  $f_c$  и подавляет частоты выше этой частоты.
- Фильтр высоких частот (Highpass – HP) выделяет частоты выше частоты среза и подавляет частоты ниже этой частоты.
- Полосовой пропускающий фильтр (Bandpass – BP) выделяет частоты выше частоты среза  $f_{cl}$  и ниже частоты среза  $f_{ch}$ . Частоты ниже  $f_{cl}$  и выше  $f_{ch}$  подавляются.
- Полосовой режекторный фильтр (Bandreject – BR) выделяет частоты выше частоты среза  $f_{ch}$  и ниже частоты среза  $f_{cl}$ . Частоты ниже  $f_{ch}$  и выше  $f_{cl}$  подавляются.
- Узкополосный пропускающий фильтр (Resonator filter) пропускает частоты в узкой полосе вблизи частоты среза  $f_c$ .
- Узкополосный режекторный фильтр (Notch filter) подавляет частоты в узкой полосе вблизи частоты среза  $f_c$ .

Все пропускающий фильтр - фазовый фильтр (Allpass filter) пропускает все частоты, но изменяет фазу выходного сигнала. Частотные характеристики этих фильтров

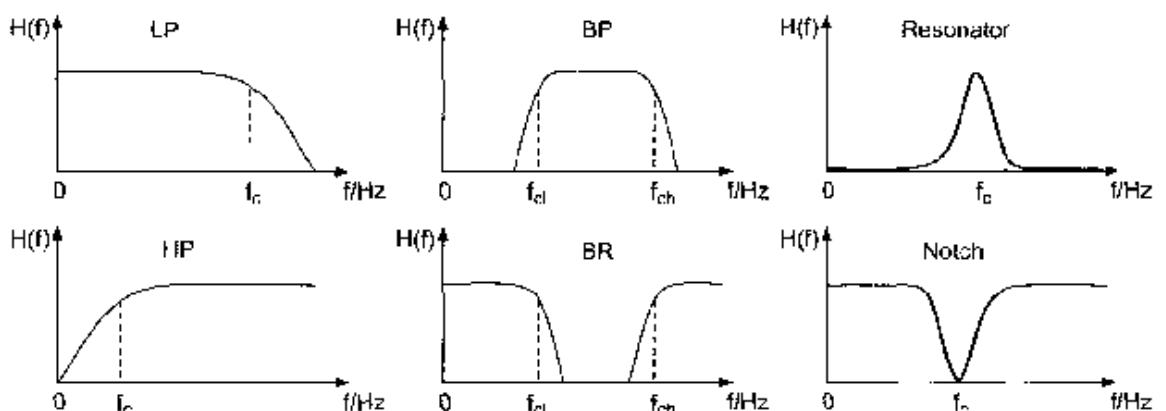


Рис.1.1. Частотные характеристики фильтров, используемых в аудиотехнике  
приведены на [рис.1.1.](#)

Частотная обработка сигнала с помощью фильтров – это сложная, дорогостоящая и, главное, ресурсоемкая процедура. Она сравнительно недавно стала проводиться в цифровых устройствах – раньше различные эффекты звучания достигались путем обработки звука в аналоговой аппаратуре. В такой аппаратуре для реализации фильтров требуется большое число пассивных и активных элементов с очень высокими требованиями к точности их изготовления и, главное, к сохранению параметров в процессе длительной эксплуатации при изменении температуры и влажности.

Большинство аналоговых фильтров вносят в сигналы частотно-зависимый сдвиг по времени. Это значит, что различные частотные компоненты сигнала задерживаются фильтром на различное время. Как правило, это нежелательный эффект.

Возможность же использования цифровых устройств имеет неоспоримые преимущества, так как качество обработки сигналов в них намного меньше зависит от элементной базы аппаратуры. Главное в этом случае – это точно оцифровать звук и иметь возможность воспроизводить его без существенных искажений, тогда качество частотной обработки ложится уже только на программный продукт. Важно, что при этом для различных манипуляций со звуком не требуется постоянная смена оборудования. Для цифровой обработки звуковых сигналов требуется достаточно много времени, поэтому многие операции пока выполняются в пост-режиме.

К сожалению, цифровые устройства всегда вносят в звук нечто собственное, делают его похожим на компьютерное мультимедийное аудио, и по этой причине не жалуются аудиофилами. Эта проблема постепенно исчезает, так как в современных эквалайзерах уже используется 24-разрядное квантование и частота дискретизации достигает 96 и 192 кГц. При этом быстро падает стоимость таких преобразователей.

При цифровой фильтрации наиболее широко используются рекурсивные фильтры, работа которых основана использовании частотно-зависимой отрицательной обратной связи. Они очень быстрые и в основном используются в программных продуктах, предназначенных для работы в реальном масштабе времени. Порядок этих фильтров может достигать 30.

Работа нерекурсивных КИХ-фильтров основана на использовании математической операции свертки. Они обеспечивают очень хорошую фильтрацию при отсутствии фазовых искажений, но имеют низкое быстродействие. Применяются в эквалайзерах, когда не требуется большая точность фильтрации

### 1.3. Базовые цифровые фильтры

В частотной коррекции наиболее часто используются 4 вида цифровых фильтров: фильтры плавного подъема/спада АЧХ на краях звукового диапазона (шельфовые фильтры НЧ и ВЧ), полосовые пропускающие/задерживающие пиковые фильтры и узкополосные пропускающие/задерживающие пиковые фильтры средних частот (ФСЧ).

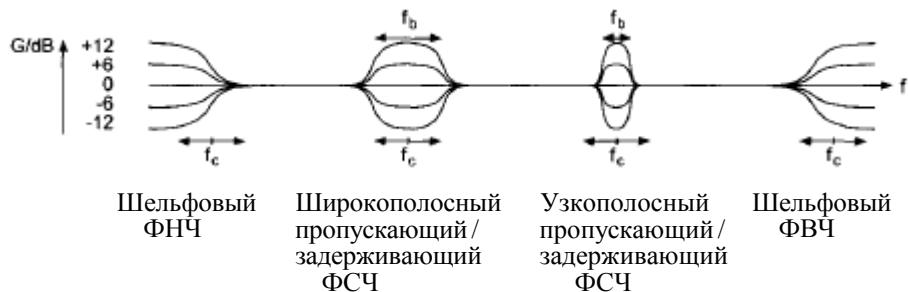


Рис. 1.2. Частотные характеристики фильтров, применяемых в аудиотехнике

Коэффициент передачи этих фильтров определяется в логарифмической шкале и может быть выше и ниже 0 дБ. Типовые частотные характеристики этих фильтров приведены на [рис.1.2](#). Достаточно часто используются и обрезные фильтры НЧ и ВЧ, ограничивающие частотный диапазон. Большинство этих фильтров являются рекурсивными, проектируются они на основе базовых фильтров – ФНЧ, ФВЧ и все пропускающих фильтров (ФВП).

Если проектирование аналоговых фильтров осуществляется на основе использования преобразований Лапласа, то расчет цифровых фильтров производится с использованием Z-преобразований. Это связано с тем, что в первом случае мы имеем исходные сигналы в

виде непрерывной функции времени, а во втором – звуковые сигналы являются дискретными функциями времени.

Цифровые фильтры реализуются на основе всего трех элементов: задержка на один такт с передаточной функцией  $z^{-1}$ , двоичный сумматор и двоичный умножитель. При построении фильтров на этих элементах используются *прямые и обратные связи*, коэффициенты этих связей обозначаются, соответственно, как  $b_n$  и  $a_n$ .

Математическая работа таких фильтров описывается разностным уравнением (уравнение в конечных разностях), как зависимость входного  $x(n)$  и выходного  $y(n)$  сигналов в функции времени задержки, коэффициентов фильтра и дискретного времени  $nT$ , где  $n$  – номер выборки,  $T = 1/f_s$ ,  $f_s$  – частота дискретизации.

*Передаточная функция фильтра*  $H(z)$  определяется как отношение Z-образов выходного  $Y(z)$  и входного  $X(z)$  сигналов. Модуль передаточной функции  $|H(z)|$  является частотной характеристикой фильтра (АЧХ), фазовая характеристика определяется аргументом этой функции (ФЧХ). Цифровые фильтры могут работать в режиме усиления (*boost*), когда  $|H(z)| > 1$  и в режиме ослабления (*cut*), когда  $|H(z)| < 1$ .

Число нулей фильтра  $M$  на единицу больше числа коэффициентов прямой связи разностного уравнения, а число полюсов  $N$  равно числу коэффициентов обратной связи этого уравнения. Порядок фильтра определяется наибольшим из значений  $M$  и  $N$ , он также равен порядку полинома разностного уравнения.

Сложные фильтры 2 и более высоких порядков строятся на основе звеньев меньшего порядка. Звенья 1 и 2 порядков могут включаться последовательно, параллельно или комбинированно. При последовательном соединении звеньев их передаточные характеристики перемножаются, а при параллельном – суммируются.

### 1.3.1. Фильтры низких и высоких частот 1 порядка

Простейшая схема фильтра ФНЧ 1 порядка с одним нулем на основе одного элемента задержки и сумматора приведена на [рис.1.3](#). В этой схеме используется *прямая связь*, с

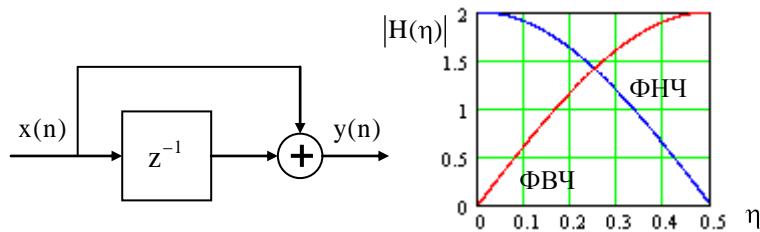


Рис.1.3. Фильтр ФНЧ с одним нулем и его АЧХ

помощью которой суммируются прямой и задержанный сигналы. Работа такого фильтра описывается разностным уравнением

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

Порядок этого уравнения определяет порядок фильтра.

Передаточная функция фильтра в форме Z-преобразования имеет вид

$$H(\eta) = 1 + z^{-1}, \quad \eta \leq 0,5,$$

где  $z = e^{j \cdot 2\pi \cdot \eta}$  – оператор Z-преобразования,

$\eta = f / f_s$  – относительная частота. Частотная и фазовая характеристики этого фильтра определяются равенствами

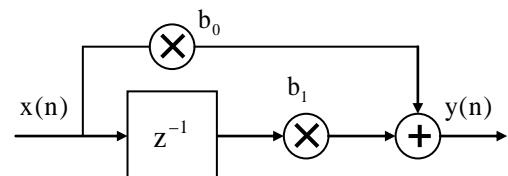


Рис.1.4. Фильтр ФНЧ/ФВЧ

$$|H(\eta)| = 2 \cdot \cos(\pi \cdot \eta), \quad \arg H(\eta) = -\pi \cdot \eta.$$

Для расширения функций такого фильтра и возможности изменения передаточной функции в фильтр включаются два умножителя, с помощью которых вводятся коэффициенты  $b_0$  и  $b_1$  (рис.1.4.). При этом разностное уравнение, его Z- преобразование и передаточная функция принимают вид

$$y(n) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1),$$

$$Y(z) = b_0 X(z) + b_1 z^{-1} X(z)$$

$$H(\eta) = b_0 + b_1 \cdot z^{-1}, \quad \eta \leq 0,5.$$

Если коэффициенты  $b_0$  и  $b_1$  равны 1 – это фильтр низких частот. Если  $b_0 = 1$ , а  $b_1 = -1$  – это уже фильтр высоких частот. В этом случае его частотная и фазовая характеристики описываются равенствами

$$|H(\eta)| = 2 \cdot \sin(\pi \cdot \eta), \quad \arg H(\eta) = \frac{\pi}{2} - \pi \cdot \eta.$$

На рис.1.3. приведена частотная характеристика этого фильтра в режиме ФВЧ .

*Другой вариант* построения фильтра ФНЧ/ФВЧ 1 порядка с одним полюсом приведен на рис.1.5. В этой схеме используется *обратная связь*, с помощью которой суммируются прямой и задержанный сигналы, поэтому в разностном уравнении появляется член с

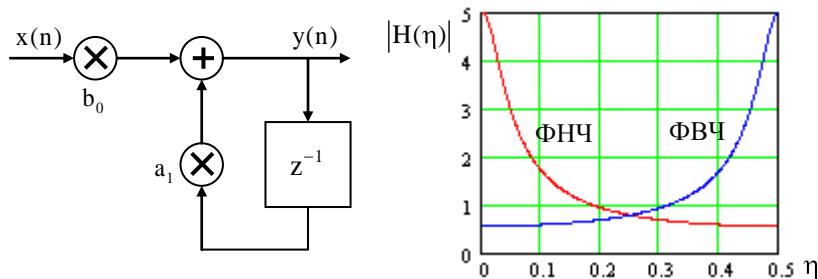


Рис.1.5. Фильтр (ФНЧ/ФВЧ) с одним полюсом и его АЧХ

отрицательным знаком и коэффициентом  $a_1$

$$y(n) = b_0(n) - a_1 y(n-1).$$

Z – преобразование этого уравнения и передаточная функция этого фильтра определяются равенствами

$$Y(z) = b_0 X(z) - a_1 z^{-1} Y(z),$$

$$H(z) = \frac{b_0}{1 + a_1 z^{-1}}. \quad (1.1)$$

Для этой схемы фильтра, если  $a_1 < 0$  - это ФНЧ, если  $a_1 > 0$  - это ФВЧ. Данный фильтр имеет полюс при  $z = -a_1$  как в режиме ФВЧ, так и в режиме ФНЧ, фильтр имеет ноль при  $z = 0$ . На рис.1.5. приведены АЧХ этого фильтра в режимах ФНЧ и ФВЧ. Как видно они имеют совершенно другой вид по сравнению с графиками на рис.1.3. Фильтры 1 порядка обычно являются составными элементами более сложных фильтров.

### 1.3.2.Фильтры низких и высоких частот 2 порядка

*Фильтр второго порядка с двумя нулями* строится из двух звеньев фильтра (ФНЧ/ФВЧ) 1 порядка с использованием *двух прямых связей* (рис.1.6.). Его разностное уравнение, Z-преобразование и передаточная функция описываются равенствами:

$$y(n) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1) + b_2 x(n-2),$$

$$Y(z) = b_0 X(z) + b_1 z^{-1} X(z) + b_2 z^{-2} X(z),$$

$$H(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} .$$

Если  $(b_1/2)^2 > b_2$  эти равенства можно представить в виде

$$y(n) = b_0 x(n) - [2R \cos(\theta_c)] \cdot x(n-1) + R^2 \cdot x(n-2) ,$$

$$H(z) = b_0 [1 - R \cos(\theta_c) \cdot z^{-1} + R^2 \cdot z^{-2}] , \quad (1.2)$$

где  $R = \sqrt{b_2/b_0}$ ,  $R \leq 1$ ,  $\theta_c = 2\pi \cdot \eta_c$ ,  $\eta_c = f/f_s$ ,  $f_c$  – частота среза фильтра. Такое

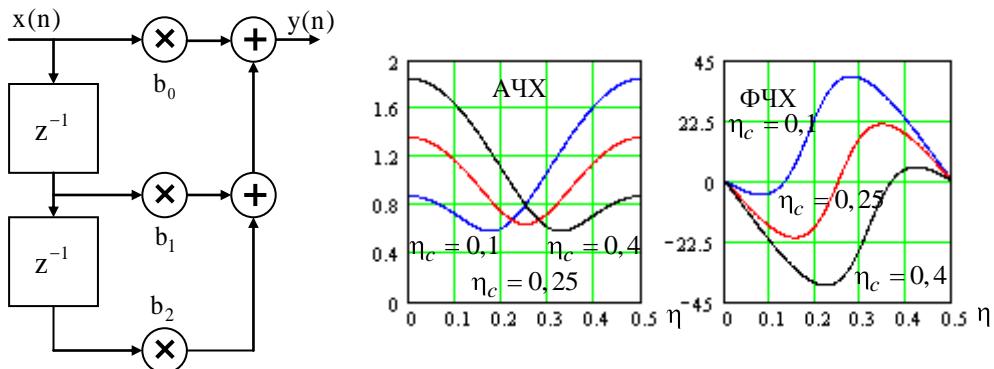


Рис.1.6. Фильтры 2 порядка с двумя нулями. АЧХ и ФЧХ фильтра

преобразование позволяет задавать частоту среза. Если  $\eta_c > 0,25$  фильтр осуществляет подъем АЧХ в области высоких частот, если  $\eta_c < 0,25$  фильтр осуществляет подъем АЧХ в области низких частот, при  $\eta_c = 0,25$  фильтр приобретает свойства заграждающего. Величина  $R$  определяет максимальный подъем АЧХ на краях звукового диапазона и максимальное затухание, которое имеет место на частоте близкой или равной частоте среза. Фазовый сдвиг равен нулю на частоте максимального затухания фильтра, изменения фазы с частотой тем сильнее, чем ближе значение  $R$  к единице. На рис.1.6. приведены АЧХ и ФЧХ при  $R = 0,6$  и трех значениях частоты среза  $\eta_c = 0,1; 0,25; 0,4$ .

*Фильтр второго порядка с двумя полюсами* строится из двух звеньев фильтра (ФНЧ/ФВЧ) 1 порядка с использованием *двух обратных связей* (рис.1.7.). Его разностное

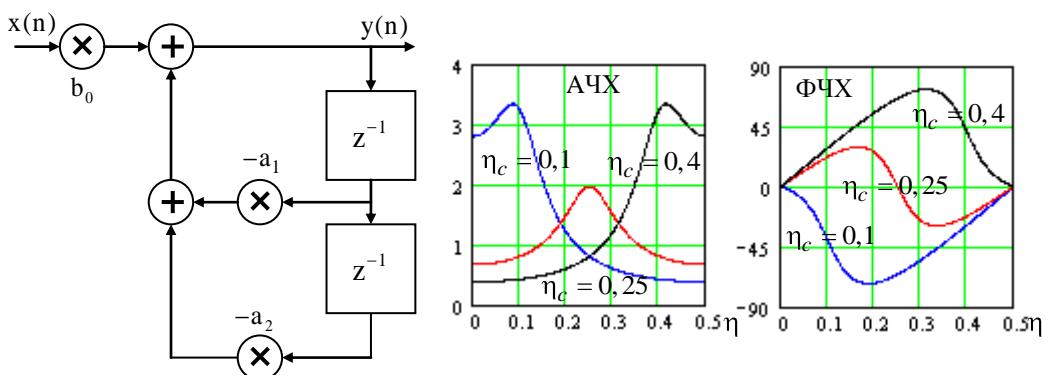


Рис.1.7. Фильтр 2 порядка с двумя полюсами. АЧХ и ФЧХ фильтра

уравнение, Z-преобразование и передаточная функция описываются равенствами:

$$y(n) = b_0 x(n) - a_1 x(n-1) - a_2 x(n-2) ,$$

$$Y(z) = b_0 X(z) - a_1 z^{-1} X(z) - a_2 z^{-2} X(z) ,$$

$$H(z) = \frac{b_0}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} .$$

Если  $(a_1/2)^2 > a_2$  эти равенства можно представить в виде:

$$y(n) = b_0 x(n) + [2R \cos(\theta_c)] \cdot y(n-1) - R^2 \cdot x(n-2)$$

$$H(z) = \frac{b_0}{1 - 2R\cos(\theta_c) \cdot z^{-1} + R^2 \cdot z^{-2}}, \quad (1.3)$$

где  $R = \sqrt{a_2}$ ,  $R < 1$ ,  $\cos(\theta_c) = -\frac{a_1}{2R}$ . Такое преобразование позволяет задавать частоту среза. Если  $\eta_c > 0,25$  - это ФВЧ, если  $\eta_c < 0,25$  - это ФНЧ, при  $\eta_c = 0,25$  фильтр становится резонансным. Величина  $R$  в данном фильтре выполняет функцию демпфера, чем больше ее значение, тем выше и уже всплеск на частоте среза. Изменения фазы с частотой тем сильнее, чем ближе значение  $R$  к единице. На [рис.1.7](#). приведены АЧХ и ФЧХ при  $R = 0,7$  и трех значениях частоты среза:  $\eta_c = 0,1; 0,25$  и  $0,4$ .

Часто сначала *цифровой фильтр проектируется как аналоговый*, выбранный за

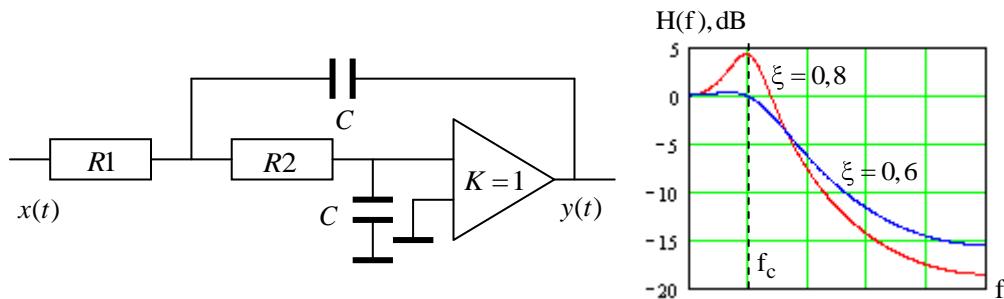


Рис.1.8. Активный аналоговый ФНЧ и его АЧХ

прототип, а затем полученная с помощью преобразований Лапласа передаточная функция переводится в Z- плоскость с использованием билинейного преобразования вида

$$s = 2f_s \cdot \frac{z-1}{z+1}, \quad (1.4)$$

где  $s = i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$  - комплексная переменная преобразования Лапласа,  $z$  – комплексная переменная Z- преобразования,  $i = \sqrt{-1}$ ,  $f$  – текущая частота,  $f_s$  – частота дискретизации.

В качестве примера на [рис.1.8](#). представлена схема активного аналогового фильтра 2-го порядка и его типовая АЧХ. Этот фильтр характеризуется двумя настроичными параметрами – частота среза  $f_c$  и коэффициент демпфирования  $\xi$ . Расчетные формулы для них имеют вид

$$f_c = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 \cdot R_2}}, \quad \xi = \frac{R_1 + R_2}{2\sqrt{R_1 \cdot R_2}}$$

Как видно, оба параметры взаимозависимы – нельзя изменить частоту среза, не изменив при этом коэффициент демпфирования. Такие фильтры могут использоваться

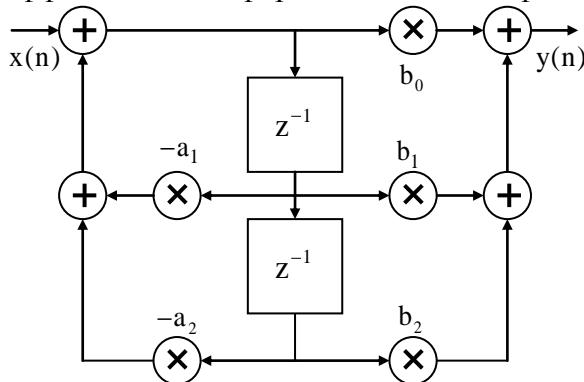


Рис.1.9. Фильтр 2 порядка с 2 нулями и полюсами

только в устройствах, где указанные параметры устанавливаются предприятием-изготовителем.

Такой фильтр может быть реализован в цифровом виде в канонической форме, при которой используются и прямые и обратные связи (рис.1.9.). Разностное уравнение в этом случае имеет вид

$$y(n) = b_0x(n) + b_1x(n-1) + b_2x(n-2) - a_1y(n-1) - a_2y(n-2)$$

Передаточная функция этого фильтра записывается в виде

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}. \quad (1.5)$$

Для данного примера в этих формулах:

$$\begin{aligned} b_0 &= 1/(1+2\xi C + C^2), & b_1 &= 2b_0, & b_2 &= b_0, & a_1 &= 2b_0(1-C^2), \\ a_2 &= b_0(1-2\xi C + C^2), & C &= 1/\tan(f_c/f_s) \end{aligned}$$

Такая простая связь между характеристиками аналогового и коэффициентами цифрового фильтров имеет место только для приведенной достаточно простой схемы фильтра. В общем случае расчет рекурсивных цифровых обрезных, шлейфовых и пиковых фильтров 2 порядка достаточно громоздкий. Сначала они рассчитываются как аналоговые с использованием преобразования Лапласа. Затем передаточная функция представляется в общем виде (1.5), и с помощью билинейного преобразования (1.4) определяются все коэффициенты фильтров как функции параметра  $K = \tan(\pi \cdot f / f_c)$ .

### 1.3.3. Все пропускающие фильтры 1 и 2 порядков

Все пропускающие фильтры (ФВП) являются базовой основой для построения параметрических фильтров. Такие фильтры наиболее широко используются в аудиотехнике, так как они позволяют осуществлять независимую перестройку частоты среза, добротности или полосы пропускания. **ФВП 1 порядка** может быть реализован на

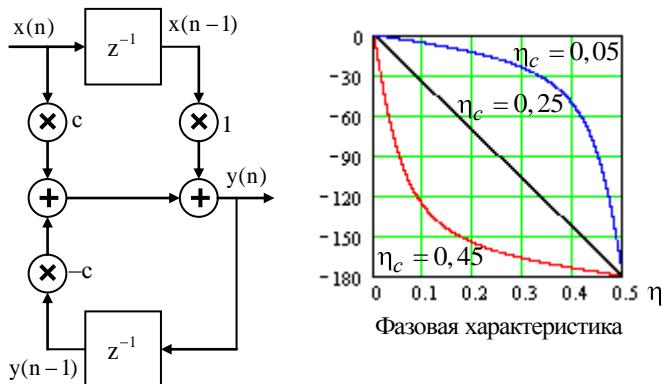


Рис.1.10. Фильтр все пропускающий 1 порядка

основе одного элемента задержки, но более широко применяется ФВП 1 порядка на основе двух элементов задержки. Схема такого фильтра приведена на рис.1.10., в ней используется как *прямая, так и обратная связи*. Работа фильтра описывается разностным уравнением вида

$$y(n) = c \cdot x(n) + x(n-1) - c \cdot y(n-1),$$

где

$$c = \frac{\tan(\pi\eta_c) - 1}{\tan(\pi\eta_c) + 1}, \quad \eta_c = f_c / f_s - \text{ относительная частота среза.}$$

Передаточная функция фильтра ФВП 1 порядка в форме Z- преобразования имеет вид

$$A_1(z) = \frac{z^{-1} + c}{1 + c \cdot z^{-1}}. \quad (1.6)$$

Частотная характеристика этого фильтра не зависит от частоты и модуль коэффициента передачи равен единице во всем звуковом диапазоне частот. Фазовая характеристика фильтра очень сильно меняется в зависимости от выбора частоты среза (рис.1.10.). При  $\eta_c = 0,25$  фазовый сдвиг с увеличением частоты линейно уменьшается от 0 до минус  $180^\circ$  на частоте Найквиста. При  $\eta_c < 0,25$  ФЧХ в большей части частотного диапазона приближается к  $0^\circ$ , а когда  $\eta_c > 0,25$  она приближается к минус  $180^\circ$  (рис.1.10.). Частота среза фильтра плавно изменяется с помощью коэффициента фильтра  $c$ .

**ФВП 2 порядка** строится на основе 4 элементов задержки, и в нем используются **две прямые и две обратные связи** (рис.1.11). Работа фильтра описывается разностным уравнением

$$y(n) = -c \cdot x(n) + d(1-c) \cdot x(n-1) + x(n-2) - d(1-c) \cdot y(n-1) + c \cdot y(n-2),$$

где

$$c = \frac{\tan(\pi \cdot \eta_b) - 1}{\tan(\pi \cdot \eta_b) + 1}, \quad \eta_b = f_b / f_s - \text{ относительная полоса (добротность) фильтра}$$

$$d = -\cos(2\pi \cdot \eta_c), \quad \eta_c = f_c / f_s - \text{ относительная частота среза фильтра}$$

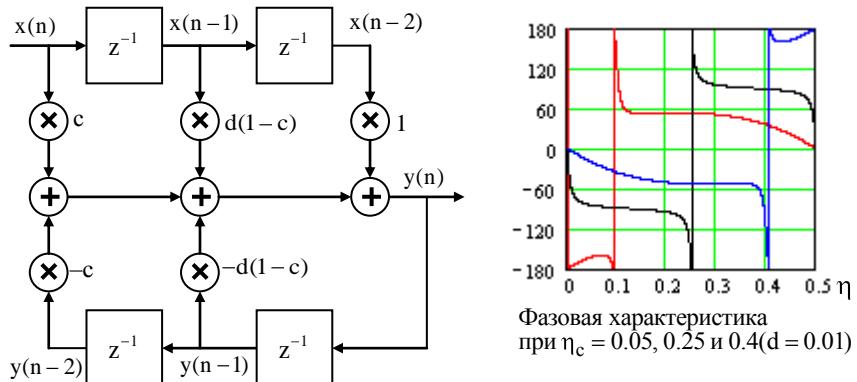


Рис.1.11. Фильтр все пропускающий 2 порядка

Передаточная функция фильтра ФВП 2 порядка в форме Z- преобразования имеет вид

$$A_2(z) = \frac{-c + d(1-c) \cdot z^{-1} + z^{-2}}{1 + d(1-c) \cdot z^{-1} - c \cdot z^{-2}}. \quad (1.7)$$

Частотная характеристика этого фильтра не зависит от частоты и коэффициент передачи фильтра равен единице во всем звуковом диапазоне частот. В большей части этого диапазона фазовая характеристика меняется мало, но на частоте среза фазовый сдвиг сигналов скачком изменяется на  $360^\circ$ . Параметр  $d$  задает крутизну изменения фазы вблизи частоты среза, фактически этим параметром задается добротность фильтра.

### 1.3.4.Параметрические фильтры.

Параметрические фильтры НЧ, ВЧ, полосовые пропускающие и полосовые режекторные на основе все пропускающих фильтров 1 и 2 строятся путем добавления всего одной дополнительной прямой связи (рис.1.12.).

Для построения фильтров НЧ и ВЧ 1 порядков используется фильтр ВП 1 порядка (рис.1.10.). Если в этой схеме выходной сигнал суммируется с входным – это ФНЧ, если вычитается – то это ФВЧ. Передаточная функция фильтра  $c$  плавно меняется частота среза фильтров

$$H(z) = \frac{1}{2}(1 \pm A_1(z)), \quad (1.8)$$

где  $A_1(z)$  – передаточная функция ФВП 1 порядка, определяется формулой (1.6). С помощью коэффициента  $c$  плавно меняется частота среза фильтров.

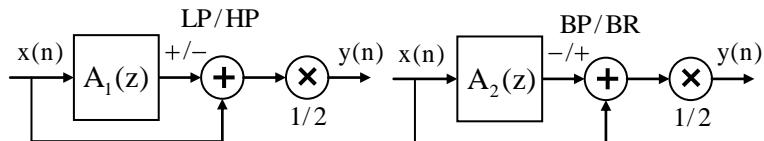


Рис.1.12. Схемы параметрических фильтров. ФНЧ/ФВЧ и полосовой фильтр (пропускающий/режекторный)

Для построения полосового пропускающего/заграждающего фильтра используется фильтр ВП 2 порядка (рис.7.11.). Если в этой схеме выходной сигнал суммируется с входным – это режекторный фильтр, если вычитается – то это пропускающий фильтр.

Передаточная функция фильтра

$$H(z) = \frac{1}{2}(1 \mp A_2(z)), \quad (1.9)$$

где  $A_2(z)$  – передаточная функция ФВП 2 порядка, определяется формулой (1.7). С помощью коэффициента  $c$  плавно меняется частота среза фильтров, а коэффициент  $d$  задает их добротность.

## 1.4. Цифровые фильтры частотной коррекции

### 1.4.1.Фильтры эквалайзеров типа Low-Cut и High-Cut

Фильтры Low-Cut и High-Cut, используются в аудиотехнике для резкого ограничения частотного диапазона звукового тракта в области низких и высоких частот. В отечественной технической литературе их часто называют обрезными. Для этих целей применяют фильтры Баттервортса - ФНЧ и ФВЧ. Такие фильтры характеризуются тремя основными параметрами: частотой среза  $f_c$ , коэффициентом демпфирования и порядком фильтра. Добротность этих фильтров является величиной постоянной, она равна  $1/\sqrt{2}$ . Под частотой среза понимается частота, на которой спад АЧХ равен минус 3 дБ.

Порядок фильтра определяется порядком его передаточной функции или, примитивно, числом конденсаторов в электрической схеме. В аудиотехнике используются

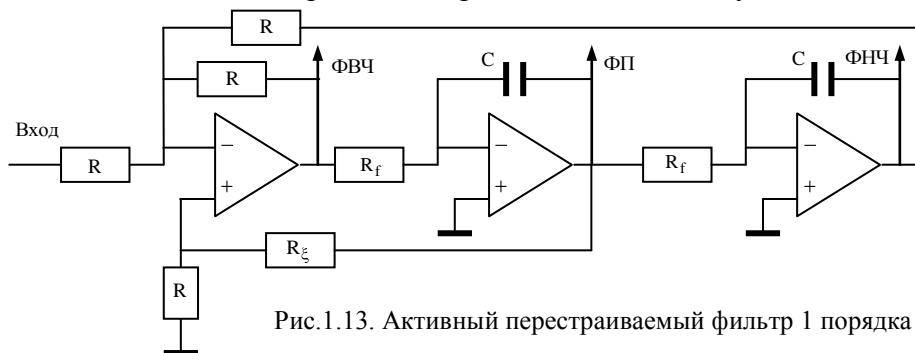


Рис.1.13. Активный перестраиваемый фильтр 1 порядка

фильтры от 1 до 4 порядков. Чем выше порядок, тем выше крутизна спада. В фильтре 1 порядка крутизна спада равна 6 дБ на октаву, в фильтре 2 порядка – 6 дБ на октаву, а в фильтре 4 порядка – 24 дБ на октаву. Наиболее широко используются фильтры 2 порядка.

Важнейшим требованием к обрезному фильтру является *возможность плавной перестройки частоты среза* фильтра без изменения коэффициента демпфирования. Этим требованиям удовлетворяют параметрические фильтры. Аналоговый прототип

такого фильтра 1 порядка приведен на [рис.1.13](#). Для этого фильтра частота среза и коэффициент демпфирования определяются равенствами

$$f_c = 2\pi \cdot R_f C, \quad \xi = R / [2(R + R_f)], \quad (1.10)$$

Из формулы (1.10) видно, что частота среза  $f_c$  определяется только значением параметра  $R_f$ . Если коэффициент демпфирования  $\xi$  изменять только с помощью параметра  $R$ , то такие регулировки будут взаимно независимы. Еще одним важным

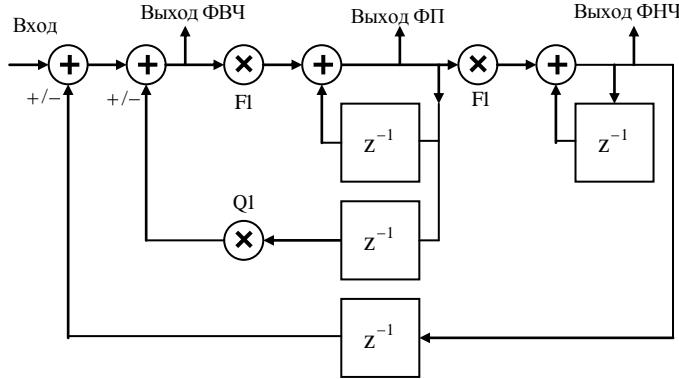


Рис.1.14. Перестраиваемый цифровой фильтр 1 порядка

преимуществом фильтра данного типа является его универсальность. Он может выполнять функции как ФНЧ, ФВЧ и полосового фильтров в рамках одной конструкции.

В цифровой реализации структура перестраиваемого фильтра низких и высоких частот имеет вид, приведенный на [рис.1.14](#). В схему фильтра входят 4 сумматора, 3 умножителя и 4 элемента временной задержки на один такт с коэффициентом передачи  $z^{-1}$ . В фильтре используются три цепи обратной связи. Работа такого фильтра описывается тремя разностными уравнениями:

$$\begin{aligned} y_l(n) &= F_1 \cdot y_b(n) + y_l(n-1), \\ y_b(n) &= F_1 \cdot y_h(n) + y_b(n-1), \\ y_h(n) &= x(n) - y_l(n-1) - Q_1 \cdot y_b(n-1) \end{aligned}$$

где  $F_1 = 2\sin(\pi\eta)$ ,  $Q_1 = 2\xi$ ,  $\eta = f_c / f_s$ ,  $f_s$  – частота дискретизации.

На [рис.1.15](#). приведена схема цифрового параметрического обрезного фильтра НЧ/ВЧ 1 порядка. Основой этого фильтра является все пропускающий фильтр 1 порядка с

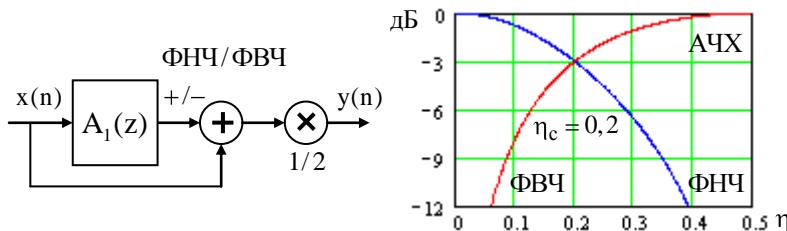


Рис.1.15. Обрезной фильтр НЧ/ВЧ 1 порядка на основе все пропускающего фильтра

передаточной функцией  $A_l(z)$ , определяемой равенством (1.6). На этом же рисунке показана форма АЧХ в двух режимах работы с относительной частотой среза  $\eta_c = 0,2$ . Крутизна спада (подъема) АЧХ равна 6 дБ на октаву. Передаточная функция этого фильтра

$$H(z) = \frac{1}{2}(1 \pm A_l(z)).$$

Из этой формулы следует, что для перехода из режима ФНЧ в режим ФВЧ достаточно изменить знак в приведенной формуле с + на -.

*Рекурсивные цифровые фильтры 2 порядка* также сначала рассчитываются как аналоговые с использованием преобразования Лапласа, а затем с помощью ряда математических операций передаточные функции этих фильтров представляются в форме Z – преобразования.

Для аналогового прототипа передаточные функции для ФНЧ и ФВЧ 2 порядка в форме преобразования Лапласа можно получить в виде

$$H(s)_{LP} = \frac{1}{s^2 + s \cdot \sqrt{2} + 1}, \quad (1.11)$$

$$H(s)_{HP} = \frac{s^2}{s^2 + s \cdot \sqrt{2} + 1}, \quad (1.12)$$

Модуль этих передаточных функций определяет частотную характеристику фильтра, а аргумент – фазовую характеристику.

В цифровой реализации фильтры Low-Cut и High-Cut рассчитываются в соответствии с общим алгоритмом, описанном в разделе 1.3. с использованием расчетных формул, приведенных в табл. 1.1. В этой таблице

$$K = \tan(\pi \cdot f_c / f_s).$$

Табл.1.1. Расчет фильтров Low-Cut и High-Cut

low-pass (second-order)				
$a_0$	$a_1$	$a_2$	$b_1$	$b_2$
$\frac{K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{2K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{2(K^2-1)}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{1-\sqrt{2}K+K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$
high-pass (second-order)				
$a_0$	$a_1$	$a_2$	$b_1$	$b_2$
$\frac{1}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{-2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{1}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{2(K^2-1)}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{1-\sqrt{2}K+K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$

На графиках [рис.1.16](#) приведены частотные и фазовые характеристики цифровых фильтров НЧ и ВЧ 2 порядка с частотами среза 30 Гц и 10000 спада АЧХ этих фильтров 12 дБ на октаву. Фазовый сдвиг меняется от  $80^\circ$  на нижней граничной частоте 30 Гц до минус  $80^\circ$  на верхней граничной частоте 10000 Гц.

Ограничение полосы частот звукового сигнала в области высоких и низких частот с

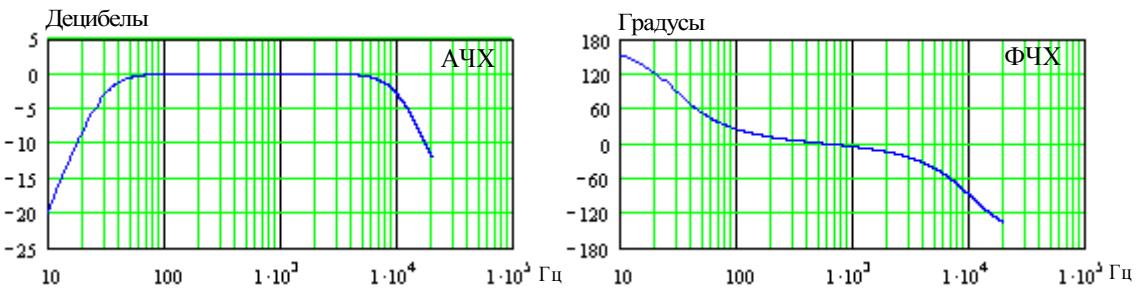


Рис. 1.16. АЧХ и ФЧХ тракта с обрезными фильтрами НЧ и ВЧ

помощью обрезных фильтров производится с целью согласования полосы пропускания звукового тракта со спектром звуковых сигналов. При таком согласовании достигается улучшение отношения сигнал/шум. Обрезные фильтры удаляют также шумы, сетевой фон и ВЧ наводки за пределами спектра звукового сигнала.

Частота среза этих фильтров выбирается из треть-октавного ряда, крутизна среза обычно равна 12 дБ на октаву. Для подавления сверхнизких и сверхвысоких частот применяются фильтры с крутизной спада 24 дБ на октаву.

Для ограничения полосы частот используются только управляемые фильтры, позволяющие плавно перестраивать частоту среза. Обычно фильтр ВЧ ослабляет звучание частот, лежащих в диапазоне ниже 300...30 Гц. Фильтр НЧ предназначен для ослабления частот, лежащих в диапазоне выше 3...10 кГц. Диапазон частот определяется характером музыкального произведения и характеристиками акустической системы.

#### 1.4.2.Фильтры эквалайзеров типа Low-Shelf и High-Shelf

Фильтры эквалайзеров типа *Low-Shelf* и *High-Shelf* предназначены для создания фиксированного подъема (спада) АЧХ в заданном интервале частот на краях частотного диапазона. В отечественной технической литературе эти фильтры часто называют шельфовыми (от английского слова *shelf* – полка). *Подъем АЧХ осуществляется в режиме усиления, а спад - в режиме ослабления.*

*Шельфовые ФНЧ* в режиме усиления на частотах ниже частоты среза подъем АЧХ нарастает плавно, и затем коэффициент передачи фильтра остается постоянным до нулевых частот (полка). В режиме ослабления ниже частоты среза происходит плавный спад АЧХ, и затем коэффициент передачи фильтра остается постоянным до нулевой частоты (полка). Частоту среза можно менять плавно во всем звуковом диапазоне без изменения крутизны нарастания (спада) АЧХ (рис.1.17.).

*Шельфовые ФВЧ* в режиме усиления на частотах выше частоты среза подъем АЧХ нарастает плавно, и затем коэффициент передачи фильтра остается постоянным до частоты Найквиста (полка). В режиме ослабления выше частоты среза происходит плавный спад АЧХ, и затем коэффициент передачи фильтра остается постоянным до частоты Найквиста (полка). Частоту среза можно менять плавно во всем звуковом диапазоне без изменения крутизны нарастания (спада) АЧХ (рис.1.17.).

Передаточные функции аналогового прототипа шельфового ФНЧ 1 порядка, полученные с помощью преобразования Лапласа,

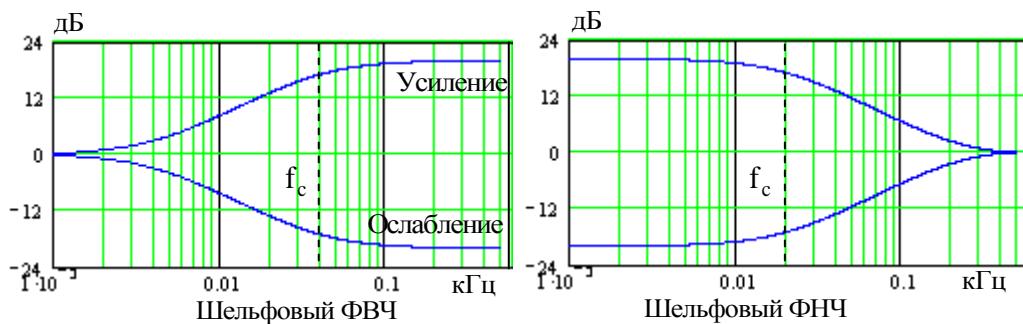


Рис.1.17. АЧХ шельфовых фильтров НЧ/ВЧ 1 порядка

$$H(s)_{\phi_{HQ}} = \frac{s + V_0}{s + 1}, \quad V_0 > 1 \text{ (усиление)}, \quad (1.13)$$

$$H(s)_{\phi_{HQ}} = \frac{s + 1}{s + V_0}, \quad V_0 > 1 \text{ (ослабление)},$$

где  $V_0$  – коэффициент передачи фильтра на нулевой частоте. В логарифмической шкале  $V_0$  означает подъем и спад на одну и ту же величину, но разного знака (рис.1.17).

Передаточные функции шельфового ФВЧ 1 порядка

$$H(s)_{\phi_{BQ}} = \frac{s \cdot V_0 + 1}{s + 1}, \quad V_0 > 1 \text{ (усиление)}, \quad (1.14)$$

$$H(s)_{\phi_{BQ}} = \frac{s + 1}{s \cdot V_0 + 1}, \quad V_0 > 1 \text{ (ослабление)},$$

где  $V_0$  – коэффициент передачи фильтра на частоте, равной бесконечности. Как видно из этих формул переход из режима усиления в режим ослабления означает инвертирование передаточной функции. АЧХ этих фильтров (рис.1.17) отличаются очень плавным нарастанием (спадом) с крутизной не более 6 дБ/октава.

При цифровой реализации этих фильтров с помощью билинейного преобразования эти формулы трансформируются и принимают вид

$$H(z) = 1 + \frac{H_0}{2} (1 \mp A_1),$$

где  $H_0 = 1 - V_0$ ,  $A_1(z)$  – передаточная функция базового все пропускающего фильтра 1 порядка, определяемая равенством (1.6.). В логарифмической шкале усиление фильтра задается в виде  $V_0 = 10^{G/20}$ , где  $G$  задается в децибелах. В этой формуле знаки  $-$  и  $+$  означают, что это, соответственно, шельфовые ФНЧ и ФВЧ. Этой формуле соответствует схема цифрового фильтра на рис.1.18. Она отличается от схемы ФНЧ/ФВЧ (рис.1.15) введением дополнительной прямой связи с выхода на вход сумматора и множителя  $H_0/2$ , определяющего усиление/ослабление фильтра.

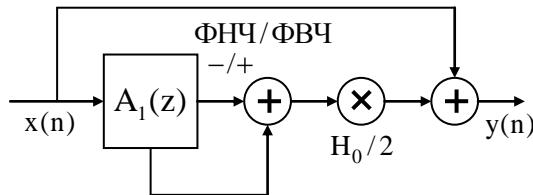


Рис.1.18. Шельфовый ФНЧ/ФВЧ 1 порядка

Для увеличения крутизны подъема (спада) АЧХ на краях частотного диапазона используется шельфовые фильтры НЧ/ВЧ 2 порядка. Передаточные функции аналоговых прототипов этих фильтров определяются равенствами

$$H(s)_{\phi_{HQ}} = \frac{s^2 + s \cdot \sqrt{2 \cdot V_0} + V_0}{s^2 + s \cdot \sqrt{2} + 1}, \quad V_0 > 1 \text{ (усиление)}, \quad (1.15)$$

$$H(s)_{\phi_{BQ}} = \frac{V_0 \cdot s^2 + s \cdot \sqrt{2 \cdot V_0} + 1}{s^2 + s \cdot \sqrt{2} + 1}, \quad V_0 > 1 \text{ (усиление)},$$

В режиме ослабления эти передаточные функции инвертируются.

В цифровой реализации эти фильтры рассчитываются в соответствии с общим алгоритмом, описанном в разделе 1.3. с использованием расчетных формул, приведенных в табл. 1.2. Расчет коэффициентов фильтров Low-Shelf и High-Shelf в режимах усиления (boost) и ослабления (cut) производится по разным формулам. В этой таблице

$$K = \tan(\pi \cdot f_c / f_s).$$

Табл.1.2. Расчет фильтров Low-Shelf и High-Shelf

low-frequency shelving (boost $V_0 = 10^{G/20}$ )				
$a_0$	$a_1$	$a_2$	$b_1$	$b_2$
$\frac{1+\sqrt{2}V_0K+V_0K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{2(V_0K^2-1)}{1+\sqrt{2}V_0K+V_0K^2}$	$\frac{1-\sqrt{2}V_0K+V_0K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{2(K^2-1)}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{1-\sqrt{2}K+K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$
low-frequency shelving (cut $V_0 = 10^{-G/20}$ )				
$a_0$	$a_1$	$a_2$	$b_1$	$b_2$
$\frac{1+\sqrt{2}K+K^2}{1+\sqrt{2}V_0K+V_0K^2}$	$\frac{2(K^2-1)}{1+\sqrt{2}V_0K+V_0K^2}$	$\frac{1-\sqrt{2}K+K^2}{1+\sqrt{2}V_0K+V_0K^2}$	$\frac{2(V_0K^2-1)}{1+\sqrt{2}V_0K+V_0K^2}$	$\frac{1-\sqrt{2}V_0K+V_0K^2}{1+\sqrt{2}V_0K+V_0K^2}$
high-frequency shelving (boost $V_0 = 10^{G/20}$ )				
$a_0$	$a_1$	$a_2$	$b_1$	$b_2$
$\frac{V_0+\sqrt{2}V_0K+K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{2(K^2-V_0)}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{V_0-\sqrt{2}V_0K+K^2}{1+\sqrt{2}V_0K+K^2}$	$\frac{2(K^2-1)}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{1-\sqrt{2}K+K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$
high-frequency shelving (cut $V_0 = 10^{-G/20}$ )				
$a_0$	$a_1$	$a_2$	$b_1$	$b_2$
$\frac{1+\sqrt{2}K+K^2}{V_0+\sqrt{2}V_0K+K^2}$	$\frac{2(K^2-1)}{V_0+\sqrt{2}V_0K+K^2}$	$\frac{1-\sqrt{2}K+K^2}{V_0+\sqrt{2}V_0K+K^2}$	$\frac{2(K^2/V_0-1)}{1+\sqrt{2}/V_0K+K^2/V_0}$	$\frac{1-\sqrt{2}/V_0K+K^2/V_0}{1+\sqrt{2}/V_0K+K^2/V_0}$

описанном в разделе 1.3. На рис.1.19. приведены АЧХ цифровых шельфовых ФНЧ и ФВЧ 2 порядка с одной и той же частотой среза 200 Гц. На этих графиках иллюстрируется зависимость формы АЧХ от коэффициента усиления (ослабления) фильтра.

Наиболее часто шельфовые фильтры используются для регулировки тембра на высоких и низких частотах. Частоты среза регуляторов тембра обычно жестко настраиваются производителем оборудования. Частоты максимального подъема и спада выбираются из соображений наибольшей заметности на слух вводимой коррекции. В

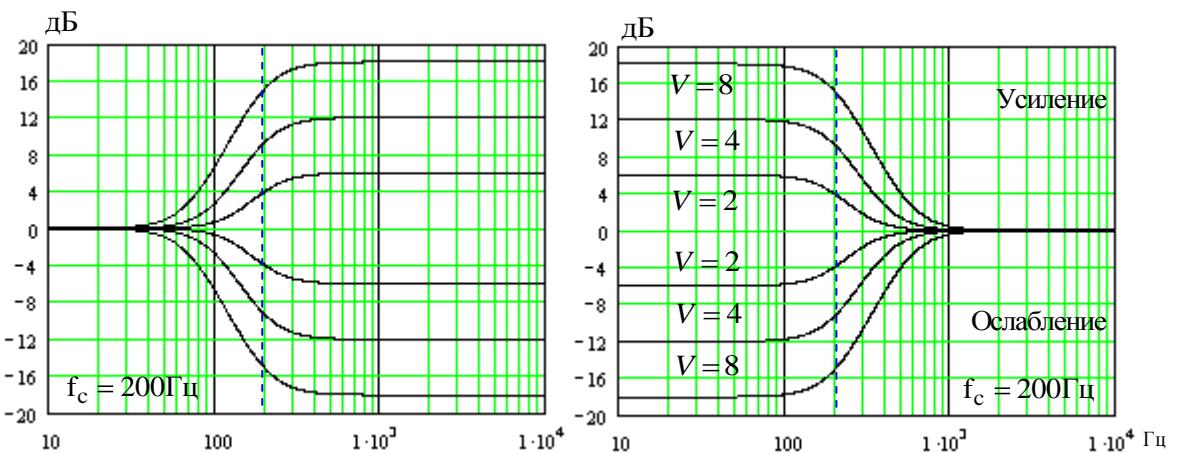


Рис.1.19. АЧХ шельфовых ФНЧ и ФВЧ 2 порядка.

современных плеерах обычно им соответствуют частоты 60 и 10000 Гц. В типовых корректорах величина регулируемого подъема и спада на этих частотах составляет  $\pm 12$  дБ на низких частотах и  $\pm 15$  дБ на высоких частотах.

Такие фильтры всегда присутствуют во всех пультах, они есть почти в каждом бытовом и автомобильном усилителе, приемнике, магнитофоне и плеере. С помощью регуляторов низких (Bass) и высоких (Treble) частот можно отрегулировать звучание системы таким образом, чтобы оно соответствовало вашим вкусам и - в некоторой степени - особенностям помещения, в котором вы находитесь.

### 1.4.3.Фильтры эквалайзеров типа Bell

Фильтры эквалайзеров типа *Bell* используются для плавного подъема или спада АЧХ электроакустических трактов с заданной полосой и коэффициентом усиления/ослабления в любом месте частотного диапазона. В отечественной технической литературе их часто называют пиковыми или фильтрами типа *Bell*, так как у них АЧХ имеет форму колокола. Такие фильтры могут быть пропускающими, заграждающими, широкополосными и узкополосными.

Параметры такого полосового фильтра определяются тремя характеристиками - срединной (центральной) частотой, называемой частотой среза  $f_c$ , шириной полосы пропускания  $\Delta f$  и коэффициентом усиления (ослабления). Этот коэффициент часто задается в децибелах, плюс или минус относительного единичного коэффициента передачи (0 дБ). Иногда вместо полосы пропускания используется добротность фильтра, определяемая отношением центральной частоты полосового фильтра к ширине полосы пропускания на уровне минус 3 дБ. Чем больше значение добротности, тем уже полоса пропускания. Все эти характеристики у параметрических фильтров могут меняться плавно и независимо.

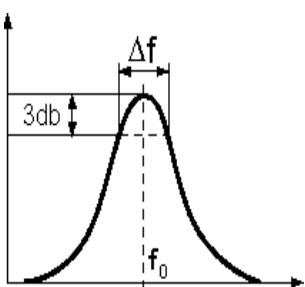


Рис.1.20. АЧХ пикового фильтра

совпадает с центральной частотой фильтра. При ее перестройке от низких до высоких частот звукового диапазона форма АЧХ не меняется. Эти фильтры могут быть очень узкополосными и выделять или подавлять только одну частоту, например, 50 или 51 Гц. В этом случае добротность фильтров может достигать 650.

Для аналогового прототипа пикового пропускающего фильтра второго порядка, передаточная функция в форме преобразования Лапласа определяется равенством

$$H(s) = \frac{s^2 + \frac{V_0 \cdot s}{Q} + V_0}{s^2 + \frac{s}{Q} + 1}, \quad V > 1 \text{ (усиление)}, \quad (1.16)$$

где  $V_0$  - параметр, определяющий максимальный подъем или спад АЧХ фильтра, при

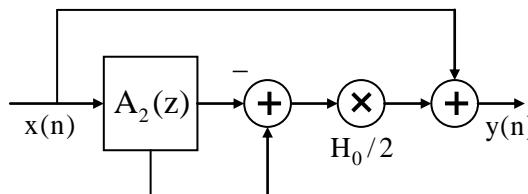


Рис.1.21. Пиковый фильтр 2 порядка

$V_0 = 1$  коэффициент передачи равен 0 дБ. В режиме ослабления передаточная функция инвертируется

Основой цифрового параметрического пикового фильтра 2 порядка является все пропускающий фильтр 2 порядка, передаточная функция которого  $A_2(z)$  определяется равенством (1.7). В схему фильтра входит фильтр ВП, два сумматора, один умножитель и 2 цепи прямой связи (рис.1.21). Передаточная характеристика такого фильтра

$$H(z) = 1 + \frac{H_0}{2}(1 - A_2), \quad (1.17)$$

где  $H_0 = 1 - V_0$ .

В цифровой реализации эти фильтры рассчитываются в соответствии с общим алгоритмом, описанном в разделе 1.3. с использованием расчетных формул, приведенных в табл. 1.3. Расчет коэффициентов фильтров типа BellShelf в режимах усиления (boost) и ослабления (cut) производится по разным формулам. В этой таблице

$$K = \tan(\pi \cdot f_c / f_s).$$

Табл.1.3. Расчет фильтров типа Bell

peak (boost $V_0 = 10^{G/20}$ )				
$a_0$	$a_1$	$a_2$	$b_1$	$b_2$
$\frac{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}$	$\frac{2(K^2 - 1)}{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}$	$\frac{1 - \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}$	$\frac{2(K^2 - 1)}{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}$	$\frac{1 - \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}$
peak (cut $V_0 = 10^{-G/20}$ )				
$a_0$	$a_1$	$a_2$	$b_1$	$b_2$
$\frac{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}$	$\frac{2(K^2 - 1)}{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}$	$\frac{1 - \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}$	$\frac{2(K^2 - 1)}{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}$	$\frac{1 - \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}$

Для иллюстрации на [рис.1.22.](#) приведены рассчитанные графики АЧХ цифрового полосового фильтра с центральной частотой 200 Гц с максимальным подъемом и спадом на центральной частоте АЧХ на 6, 12 и 18 дБ. При добротности фильтра, равной 0,5

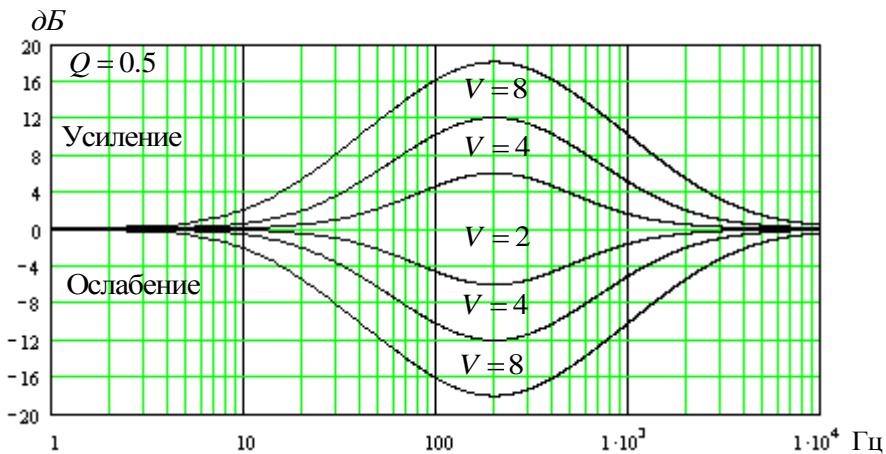


Рис.1.22. АЧХ полосового фильтра 2 порядка при максимальном подъеме (спаде) уровня АЧХ от 6 до 12 дБ

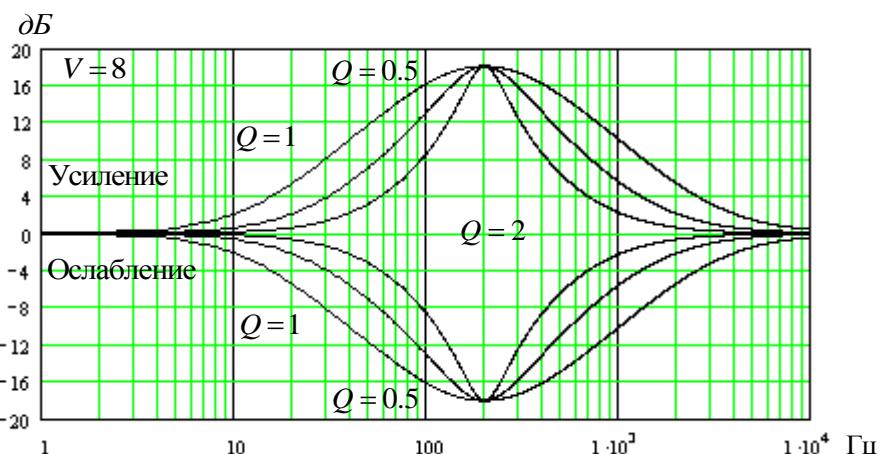


Рис.1.23. АЧХ пикового полосового фильтра 2 порядка при изменении добротности

полоса пропускания (задержания) равна 400 Гц. На [рис.1.23](#). приведены рассчитанные графики АЧХ цифрового полосового фильтра с центральной частотой 200 Гц с максимальным подъемом и спадом АЧХ 18 дБ при изменении добротности фильтра от 0,5 до 2.

Пиковые полосовые фильтры применяются во всех графических и, особенно, в параметрических и параграфических эквалайзерах. На их основе строятся фильтры присутствия. Они используются для выделения и подавления отдельных частот.

#### 1.4.4.Фильтр "присутствия"

Фильтр «присутствия» используется в аудиотехнике для выделения или приглушения отдельного голоса или музыкального инструмента в общей звуковой картине. Это рассмотренный ранее параметрический полосовой пропускающий (заграждающий) фильтр с возможностью подъема и спада пикового значения АЧХ относительного нулевого уровня до  $\pm 10$  дБ.

Такой фильтр в режиме пропускания позволяет добиться впечатления, что звучащий инструмент (или поющий солист) находится в одной комнате со слушателем. Это связано с тем, что ощущение близости (присутствия) источника звука связано с преобладанием в спектре звукового сигнала частот от 3 до 5 кГц, соответствующих шипящим звукам (сибилянтам). Поэтому включение «фильтра присутствия» изменяет кажущееся расстояние до источника звука.

К примеру, наличие фильтра "присутствия" в канале усиления сигнала от электрогитары помогает сделать ее звучание более ярким и заметным на фоне остальных

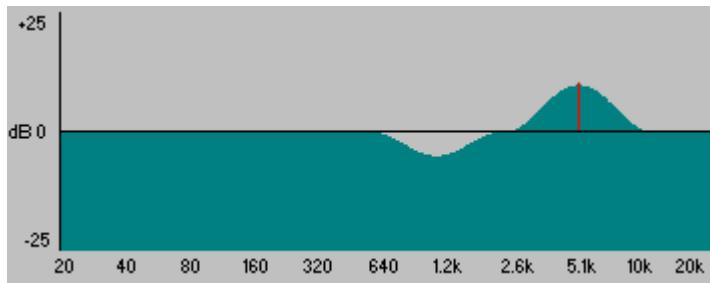


Рис.1.24. АЧХ тракта с двумя фильтрами присутствия на частотах 1 и 5 кГц

инструментов. Эффект присутствия возникает уже при подъеме АЧХ на 5...10 дБ. Центральная частота фильтра может быть 0,8; 1,4; 2,0 для мужских голосов и 2,8; 4,0; 5,6 кГц – для женских. В качестве примера, на [рис.1.24](#). приведена АЧХ тракта с 2 фильтрами присутствия – один подавляет на 5 дБ мужской голос, а второй – повышает на 10 дБ уровень женского голоса.

Хорошо поставленный голос отличается от обычного наличием явно выраженной верхней певческой форманты, которая находится в области 3200 Гц для женского голоса и 2800 Гц для мужского голоса. Поднимая частотную характеристику в этом диапазоне 2...4 кГц, можно добиться, что недостаточно поставленный голос или голос, ослабленный возрастными факторами, будет звучать более сочно и ярко. Одновременно, вследствие преодоления эффекта маскировки ВЧ составляющих существенно улучшается артикуляция речи.

Иногда, «эффект близости», присущий, в частности, направленным микрофонам, является нежелательным явлением. Уменьшить этот эффект можно с помощью того же самого фильтра «присутствия». Для этого регулятор уровня усиления на его центральной частоте следует установить в положение, соответствующее требуемой степени ослабления.

## 1.5. Цифровые эквалайзеры

### 1.5.1. Графические эквалайзеры

Графический эквалайзер - это набор полосовых фильтров с фиксированными центральными частотами и коэффициентом усиления, которым можно управлять при помощи ползунка или его графического изображения на дисплее. В качестве регуляторов принято использовать именно ползунки, так как положение их ручек представляет собой некое подобие создаваемой эквалайзером АЧХ. Поэтому такие эквалайзеры принято называть "графическими" – пользователь, можно сказать, рисует ползунками необходимую ему кривую АЧХ (рис.1.25).

Центральное положение ручек регуляторов уровней соответствует 0 дБ, поэтому полный диапазон регулировки эквалайзера определяется максимальным отклонением ручки от этого положения вверх или вниз. Этот диапазон может быть от  $\pm 12$  до  $\pm 24$  дБ. Для точной настройки эквалайзера иногда предусматривается возможность уменьшения диапазона регулирования до  $\pm 6$  дБ, что удобно при настройке высококачественных звуковых трактов.

Частоты, на которых осуществляется регулирование в графическом эквалайзере, выбираются в соответствии с рекомендациями международных стандартов. Они должны перекрывать весь звуковой диапазон и отстоять друг от друга на некоторый постоянный интервал в октавном измерении. Этот интервал может быть равен от 1/6 до целой октавы, и, следовательно, число фильтров в эквалайзере может быть от 10 до 60. Наиболее

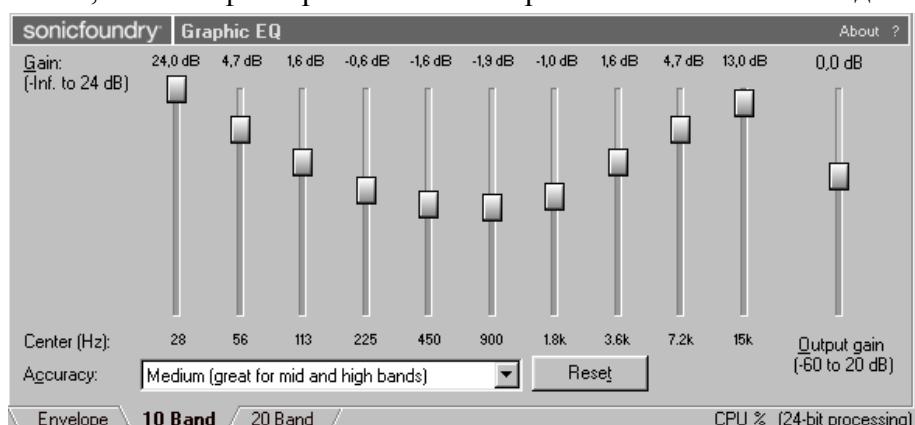


Рис.1.25. Диалоговое окно плагина графического 10 (20) - полосного эквалайзера редактора Sound Forge

удобными и функциональными являются 1/3-октавные 31 полосные эквалайзеры. В этом случае частоты фильтров могут иметь следующие значения: 20 Гц, 25 Гц, 31.5 Гц, 40 Гц, 63 Гц, 80 Гц, 100 Гц, 125 Гц, 160 Гц, 200 Гц, 250 Гц, 315 Гц, 400 Гц, 500 Гц, 630 Гц, 800 Гц, 1000 Гц и т.д.

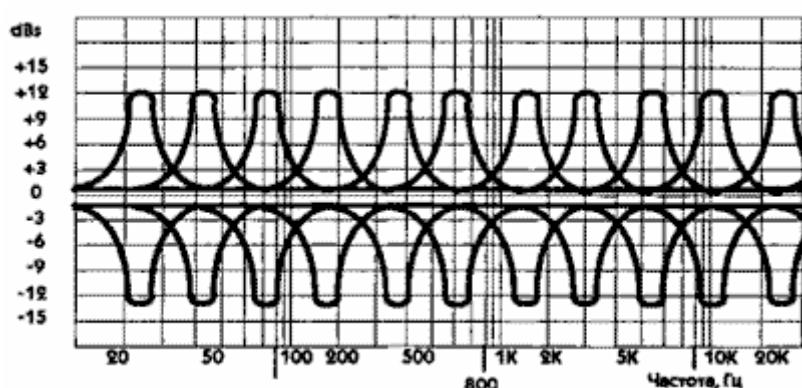


Рис.1.26. АЧХ полосовых фильтров графического эквалайзера

АЧХ каждого фильтра графического эквалайзера в логарифмической шкале частот имеет симметричную колокол образную форму, а полоса пропускания в октавном измерении у всех фильтров одинаковая и близка к частотному интервалу между ними (рис.1.26). Она подбирается такой, чтобы при нулевом уровне усиления всех фильтров АЧХ эквалайзера была ровной на уровне 0 дБ. Как следствие, добротности фильтров графического эквалайзера должны быть разные, возможность их регулировки не предусматривается.

Графические эквалайзеры особенно подходят для компенсации акустических резонансов помещения или зала для прослушивания. Акустические системы, дающие плоскую АЧХ в безэховой камере, в других условиях могут звучать совсем по-иному. Графические эквалайзеры позволяют улучшить их звучание в таких случаях. Однако, эквалайзер не в состоянии исправить динамические характеристики отзыва помещения, которые ухудшаются вследствие реверберации, что неизбежно «размазывает» звук.

В силу своей относительной дороговизны и малой гибкости, графические эквалайзеры редко применяются для обработки звучаний отдельных музыкальных инструментов. Как правило, графические эквалайзеры применяются для обработки выходного сигнала, а не групповых и, тем более, индивидуальных звуковых сигналов. При сведении и мастеринге применение графического эквалайзера преследует цель проявления нюансов звучания тех или иных инструментов. Например, усиление частот ниже 70 Гц насыщает, усиливает и добавляет густоты в звуковую картину. Если же усилить диапазон частот от 180 Гц до 250 Гц, то появится гул. Человеческий голос станет резче, если усиливать диапазон частот от 1000 Гц до 4000 Гц. Интенсивные 3000-6000 Гц делают звук резким и пронзительным. Усиление частотного диапазона звучания хэта, цимбал и колокольчиков (8000-20000 Гц) придает звуковой картине остроту и колкость.

### 1.5.2.Параметрические эквалайзеры

В отличие от графического эквалайзера полный *параметрический эквалайзер* содержит всего от 1 до 3...7 *перестраиваемых фильтров*, центральная частота которых может устанавливаться в любом участке всего звукового диапазона. Тип фильтра меняется с помощью переключателя. Это может быть широкополосный пропускающий фильтр типа Bell (band-pass), узкополосный (резонаторный) фильтр (band-boost), узкополосный заграждающий фильтр (band-notch), фильтры плавного подъема и спада АЧХ типа shelf (hi-shelf, low-shelf). Часто имеется возможность включать обрезные фильтры низких и высоких частот (hi-cut, low-cut). В параметрических эквалайзерах усиление фильтров

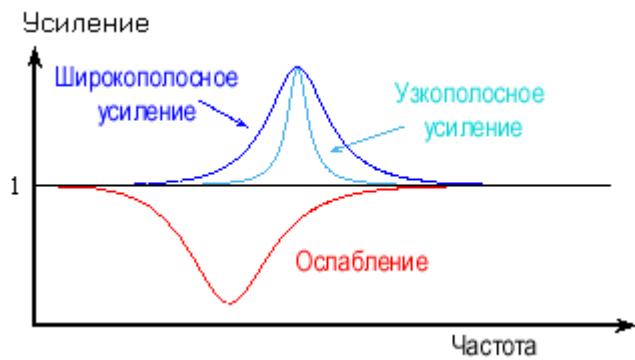


Рис.1.27. Возможные формы АЧХ параметрического эквалайзера

может меняться в пределах +25...-60 дБ, ширину полосы пропускания устанавливается от 0,01 до 3 октав, в некоторых моделях эквалайзеров вместо полосы пропускания задается добротность полосового фильтра. Значение добротности может достигать 650. Все это позволяет осуществлять на параметрическом эквалайзере более точные коррекции, чем на графическом. На рис.1.27 приведены несколько вариантов АЧХ однополосного параметрического эквалайзера.

В сравнении с графическими эквалайзерами, параметрические создают меньше шумов и искажений, но уступают им в наглядности настройки. Чтобы научиться с ними работать, требуется определенное время. Для разных исходных звуков должна подбираться своя ширина полосы фильтра. Например, при записи электрогитары при помощи микрофона может иметься призвук, вызванный резонансом помещения (скажем, на частоте 500 Гц). Для устранения этого призыва надо выбрать значение Q таким, чтобы ослабление касалось только частот, находящихся близко к 500 Гц. Но когда надо сделать усиление

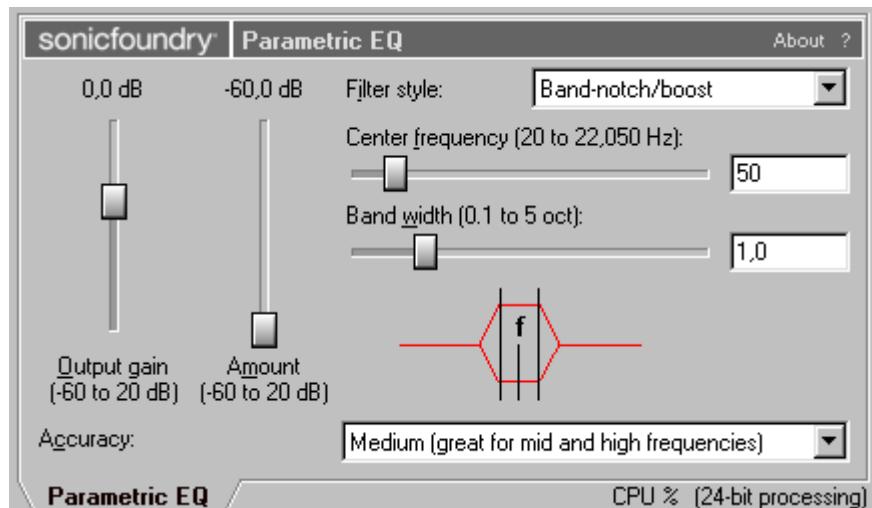


Рис. 1.28. Диалоговое окно плагина параметрического эквалайзера редактора Sound Forge

всех средних частот в целом, то ширина полосы должна быть достаточно большой.

При наличии некоторого опыта можно точно устанавливать значения параметров эквалайзера таким образом, чтобы подчеркнуть звук отдельного музыкального инструмента или голоса, а также и удалить нежелательную помеху (например, фон 50 Гц или частоту резонанса комнаты) с минимальным воздействием на остальные элементы звуковой картины (рис.1.28). Сеть (питание) создает фон на частотах 50 , 100, 150 Гц. Для устранения этого надо убрать частоты 50 и 100 Гц при помощи параметрического эквалайзера, ширина полосы которого должна быть установлена достаточно узкой.

### 1.5.3.Параграфические эквалайзеры

*Параграфический эквалайзер* вобрал в себя функции графического и параметрического эквалайзеров. У него число полосовых пиковых фильтров бывает от 3 до 6, но центральная частота фильтров может задаваться в любой точке звукового

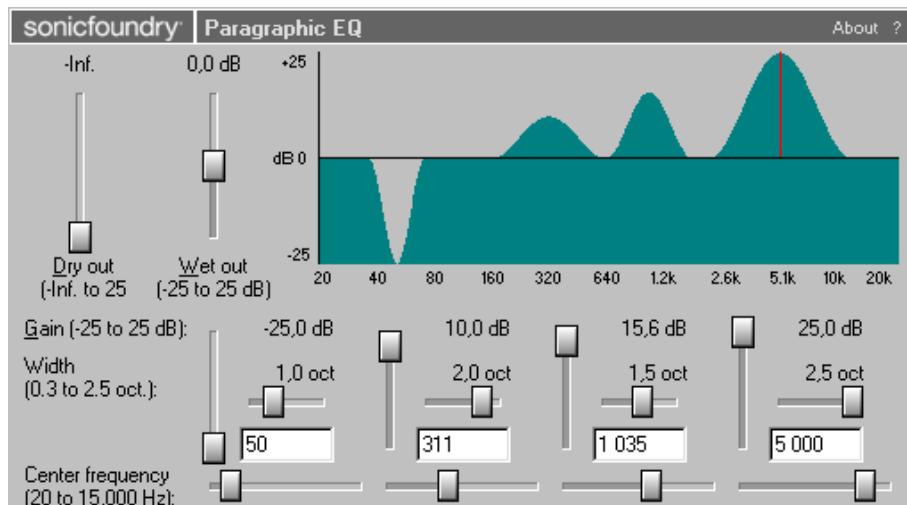


Рис.1.29. Диалоговое окно плагина 4-х полосного параграфического эквалайзера редактора Sound Forge

диапазона. У каждого фильтра коэффициент передачи регулируется в достаточно больших пределах (например, до  $\pm 25$  дБ), а ширина полосы пропускания устанавливается в пределах от 0,1 до 3 октав. Форма АЧХ, задаваемая фильтрами эквалайзера, визуализируется часто в окне плагина. В качестве иллюстрации на [рис.1.29](#), приведено окно плагина 4-х полосного параграфического эквалайзера. В этом эквалайзере выходной сигнал равен сумме входного сигнала “dry out” и выходного сигнала эквалайзера “wet out”.

#### 1.5.4. Кроссоверы

Хотя кроссоверы и не являются эквалайзерами в непосредственном значении этого слова, их работа основана на тех же принципах. Как известно, практически невозможно создать громкоговоритель, который одинаково хорошо воспроизводил бы все диапазоны частот - и высокие, и средние, и низкие. Если искусственно сузить диапазон воспроизводимых громкоговорителем частот, то задача его разработки упростится, однако для воспроизведения звука во всем спектре потребуется уже несколько различных типов громкоговорителей.

Именно поэтому почти все мониторы и акустические колонки (включая бытовые) состоят минимум из двух головок громкоговорителей. Самая большая из них служит для воспроизведения низких частот, а самая маленькая - для воспроизведения высоких. Иногда к ним добавляется и третья головка - для воспроизведения средних частот. Однако для нормальной работы каждой головки громкоговорителя необходимо, чтобы на нее подавались сигналы только в том диапазоне частот, на который она рассчитана. Для разделения широкополосного звукового сигнала на несколько субполос с различными частотами среза и применяются кроссоверы.

*Кроссовер* - это устройство, которое разделяет входной сигнал на несколько частотных полос, соответствующих частотным характеристикам головок

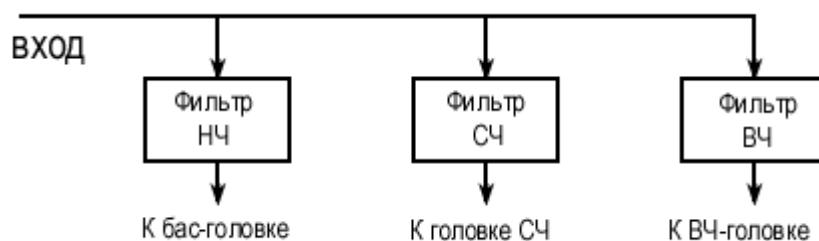


Рис.1.30. Схема 3-х полосного кроссовера

громкоговорителя. Он состоит из нескольких полосовых фильтров (по количеству выходных каналов) с общим входом и отдельными выходами. Типичная схема кроссовера показана на [рис.1.30](#).

*Пассивный кроссовер* состоит из пассивных фильтров, которые подключены к выходам усилителей мощности и через них подаются звуковые сигналы непосредственно на головки громкоговорителей. Каждый пассивный фильтр включает в себя катушки индуктивности и конденсаторы. Сопротивление головок громкоговорителей от 2 до 16 Ом, а токи большие, поэтому для высокого коэффициента передачи фильтров необходимо, чтобы сопротивление катушек индуктивности было очень мало. Это приводит к сильному увеличению их габаритов, массы и стоимости.

*Активный кроссовер* состоит из активных фильтров, на основе транзисторов или микросхем. Они включаются на входах усилителей мощности, а головки подключаются непосредственно к выходам усилителей. Из-за явных технических и экономических преимуществ, активные кроссоверы применяются очень широко.

### 1.5.5.Применение эквалайзеров

Теперь, когда мы хотя бы в общих чертах разобрались с принципом работы эквалайзеров, давайте внимательнее рассмотрим их применение для коррекции тембра отдельных инструментов и голоса. Каким именно образом влияет частотная характеристика звукового сигнала на его восприятие? Почему одни частоты делают звук чище, а другие его "пачкают"? Почему вокал иногда звучит так неразборчиво?

*Частотный спектр человеческого голоса* можно условно разделить на три диапазона, согласно входящим в них звукам - взрывным, гласным и шипящим. Взрывные звуки лежат в диапазоне от **125 Гц до 250 Гц** и "отвечают" за разборчивость речи, так как именно они позволяют нам определить, кто именно говорит. На долю гласных, которые лежат в диапазоне от 350 Гц до 2000 Гц, приходится максимальное количество голосовой энергии. Шипящие в диапазоне от 1500 Гц до 4000 Гц несут сравнительно мало энергии, однако от них зависит четкость и разборчивость речи.

Частотный диапазон от 63 Гц до 500 Гц содержит около 60% всей энергии голоса, однако на его долю приходится лишь 5% информационного наполнения речи. Диапазон от 500 Гц до 1 кГц содержит около 35% информации, а остальные 60% информационного наполнения приходятся на долю "шипящего" диапазона от 1 кГц до 8 кГц, который несет лишь 5% энергии.

Уменьшая уровень сигнала в области низких частот и "поднимая" диапазон 1..5 кГц, мы можем повысить субъективно воспринимаемую четкость и разборчивость речи или вокала. Подъем частотной характеристики в области 100..250 Гц делает вокал гулким и "трудным". Подавление частот в диапазоне 150..500 Гц приводит к тому, что голос начинает звучать "как в трубе", открыто и пусто. "Провалы" отдельных участков АЧХ в диапазоне 500..1000 Гц делают голос жестче, а подъемы в области 1 кГц и 3 кГц придают вокалу металлический "носовой" оттенок. Вырезание участков в диапазоне 2..5 кГц делает голос вялым, безжизненным и неразборчивым, а усиление частот 4..10 кГц приводит к появлению яркости и "искристости".

*При обработке вокала эквалайзером* следует учитывать приведенную ниже роль различных участков звукового диапазона и связи их с частотной коррекцией.

**80 .. 125 Гц** - Создает ощущение мощности в вокале некоторых выдающихся басовых исполнителей.

**160 .. 250 Гц** - Взрывные звуки голоса.

**315 .. 500 Гц** - Отвечает за субъективно воспринимаемое "качество" вокала.

**630 Гц .. 1 кГц** - Отвечает за естественность звучания голоса. Слишком большой подъем АЧХ в области 315 Гц .. 1 кГц приводит к неестественному "телефонному" звучанию.

**1.25 .. 4 кГц** - Диапазон акцентирования вокала. Важен для разборчивости голоса. Слишком большой подъем в области 2..4 кГц может привести к маскированию таких звуков, как "М", "Б", "В". Слишком большой подъем в области 1..4 кГц обычно вызывает у аудитории ощущение слуховой усталости. Проще всего подчеркнуть голос, подняв в нем участок в области 3 кГц и вырезав этот же участок в звуке остальных инструментов.

**5 .. 8 кГц** - Диапазон акцентирования. Весь интервал от 1.25 до 8 кГц отвечает за четкость и разборчивость вокала.

**5 .. 16 кГц** - Слишком большой подъем АЧХ в этой области может привести к неприятному " песочному" звучанию.

Четкость и разборчивость звука большинства музыкальных инструментов определяются составом их гармоник. Человеческое ухо обладает способностью самостоятельно "подставлять" в звук плохо слышимые основные частоты при условии, что для этого в воспринимаемом сигнале есть достаточное количество их гармоник.

*При обработке музыки эквалайзером* роль различных участков звукового диапазона и связь их с частотной коррекцией несколько иная, чем при обработке вокала.

**31 .. 50 Гц** - Эти частоты придают музыке ощущение мощности и силы. При излишнем подчеркивании могут сделать звук неразборчивым и "скучным", а также в ряде случаев могут маскировать высокочастотные гармонические составляющие сигнала.

**80 .. 125 Гц** - Подъем АЧХ в этой области обычно приводит к нежелательному "гудению" звука.

**160 .. 250 Гц** - Это наиболее сложный участок звукового диапазона. С ним связано значительное количество проблем и неясностей. С одной стороны, слишком много звука в этой области сделает ваш микс скучным, а с другой - вырезание этих частот отнимет у звука теплоту и мягкость. Кроме того, именно здесь находятся основные составляющие звука басовых инструментов - бас-гитары и ударных.

**300 .. 500 Гц** - Основные (фундаментальные) частоты струнных и перкуссии.

**400 Гц .. 1 кГц** - Основные частоты и гармоники струнных, клавишных и перкуссии. Эта область наиболее важна с точки зрения "естественноти" звучания композиции. "Голос" практически любого инструмента лежит в области средних частот. Следите за тем, чтобы не переусердствовать с подъемом АЧХ в этой области, так как при этом звук может стать неестественным.

**800 Гц .. 4 кГц** - Этот диапазон хорош для акцентирования и придания теплоты звучанию отдельных инструментов. Слишком большое количество звука в этой области может легко вызвать у слушателей акустическое утомление, а избыточный подъем АЧХ в области 1 или 2 кГц скорее всего приведет к неестественно тонкому звучанию инструментов.

**4 кГц .. 10 кГц** - Область акцентирования перкуссии, "железа" и малого ("рабочего") барабана. Регулированием АЧХ в области 5 кГц можно добиться "приближения/удаления" и "размытия/концентрирования" звукового сигнала.

**8 кГц .. 20 кГц** - Эта область во многом ответственна за субъективно воспринимаемое "качество" звучания фонограммы. Правильная настройка АЧХ в этой области должна придавать композиции ощущение глубины и пространства. Слишком много звука в области высоких частот делает звучание неестественно тонким и "песочным".

Эвалайзер - не панацея, а средство коррекции звучания. Он может удалить лишнее, но с его помощью крайне сложно добавить в звучание то, чего там никогда не было.

## Глава 2. Динамическая обработка звуковых сигналов

### 2.1. Введение

Динамическая обработка предназначена для сокращения динамического диапазона звуковых сигналов. Звуковые сигналы в радиовещании, телевидении и звукозаписи всегда подвергаются такой обработке, независимо аналоговые они или цифровые. Это связано с тем, что часто динамический диапазон природных звуков, звуков музыки и речи значительно шире динамического диапазона электроакустических трактов современной аппаратуры. Если не использовать динамическую обработку и передавать полностью натуральный динамический диапазон оркестра (70...80 дБ), то чтобы не мешали шумы помещения, уровень сигнала пианиссимо должен быть не ниже 40 дБ SPL. Фортиссимо

при этом будет достигаться при уровне звукового давления 120 дБ SPL, что близко к болевому порогу.

Динамическая обработка звуковых сигналов позволяет слушать радио и телевизионные передачи со звуковым давлением не выше 100 дБ SPL в обычных жилых помещениях, в которых обычно уровень шума не менее 40...50 SPL и, даже в автомобилях, где уровень шума значительно больше. Без такой обработки при пиковом звуковом давлении не выше 80 дБ SPL (как в театре) звукозаписи можно было бы слушать только в полной тишине, закрыв окна и двери, иначе любой посторонний шум заглушит тихие места фонограммы.

Динамическая обработка звуковых сигналов производиться с помощью *лимитеров, максимайзеров, компрессоров, экспандеров и гейтов*. Это все пороговые устройства, в которых при достижении сигнала установленного уровня их коэффициент передачи меняется скачком. Таким способом можно как сжать, так и расширить динамический диапазон сигнала. В системах передачи звуковых сигналов по линиям связи сокращение и обратное расширение динамического диапазона производится с помощью компандерной системы компрессирования. На входе линии устанавливается компрессор, а на выходе – экспандер, поэтому в такой системе сигнал компрессирован только в линии связи. Названия приборов такие же, как и при динамической обработке, но принцип их работы совершенно иной, на это нужно обратить внимание.

## 2.2. Динамический диапазон сигналов и трактов

Человек слышит звук в чрезвычайно широком диапазоне звуковых давлений. Этот диапазон простирается от абсолютного порога слышимости до болевого порога 140 дБ

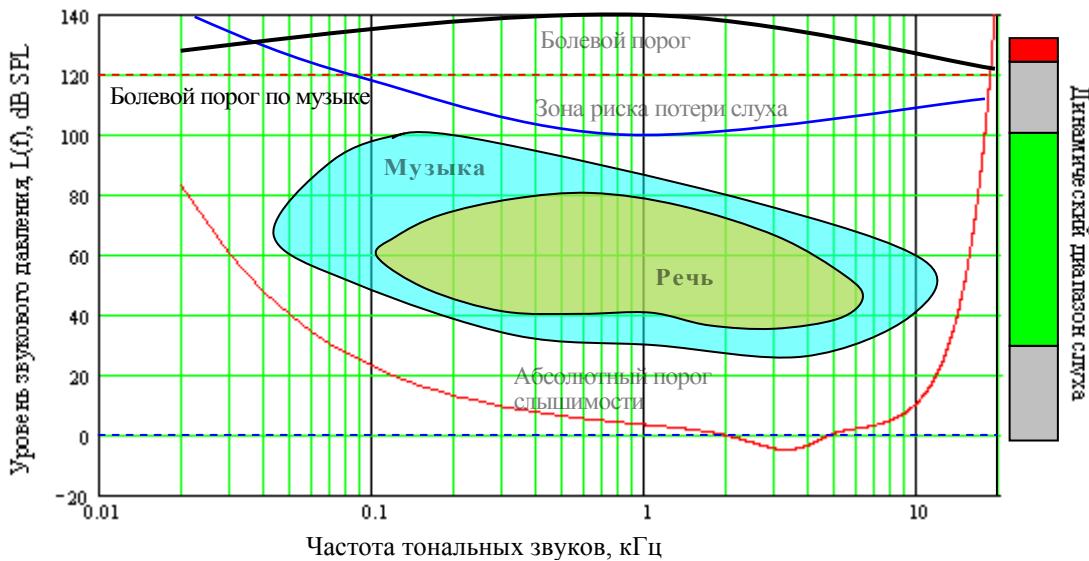


Рис. 2.1. Области слышимости слуха

SPL относительно нулевого уровня, за который принято давление 0,00002 Па (рис.2.1.). 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

рекомендуется, 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 (рис.2.1).

Шум помещения маскирует звук и этим уменьшает динамический диапазон. Влиянием шума можно полностью пренебречь, если его уровень на 10...20 дБ SPL ниже минимального уровня музыкальных звуков. В студиях звукозаписи уровень шума не превышает 20...30 дБ SPL, ночью в квартирах «тихих» домов этот уровень равен 40 дБ

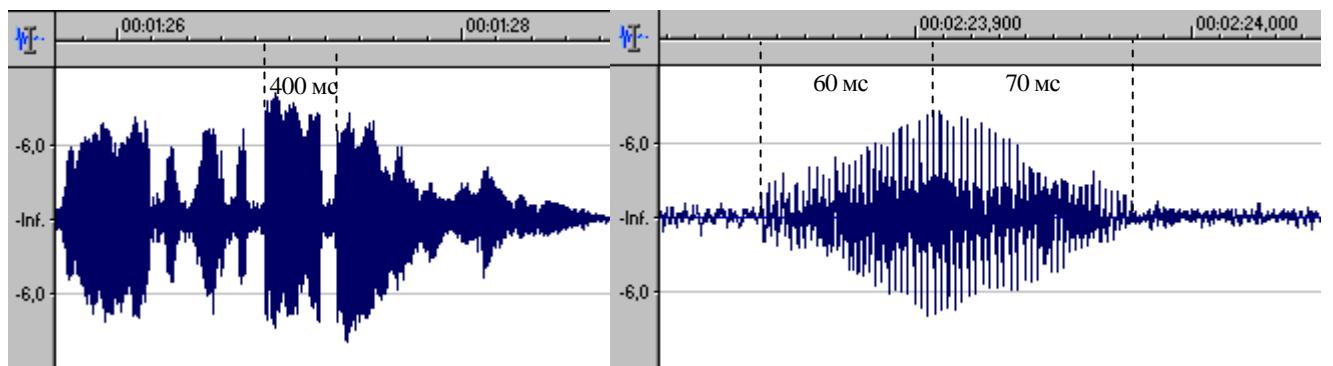


Рис.2.2. Фрагменты фонограмм музыкальных отрывков различной длительности

SPL, любой разговор увеличивает уровень шума до 60дБ SPL. Именно поэтому тихая музыка часто тонет в шумах помещения прослушивания и невольно возникает желание увеличить громкость.

Музыкальный и речевой сигналы представляют собой последовательность быстро нарастающих и более медленно затухающих звуковых импульсов (рис.2.2.). Такой сигнал

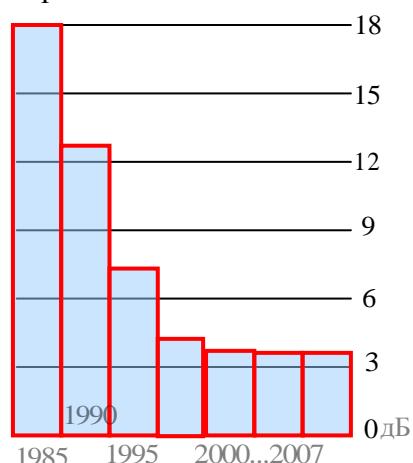


Рис. 2.3. Пик-фактор CD дисков

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.

Эмоциональную музыку с широким динамическим диапазоном и большим пик-фактором можно слушать только на высококачественной дорогой аппаратуре с хорошими акустическими колонками. 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

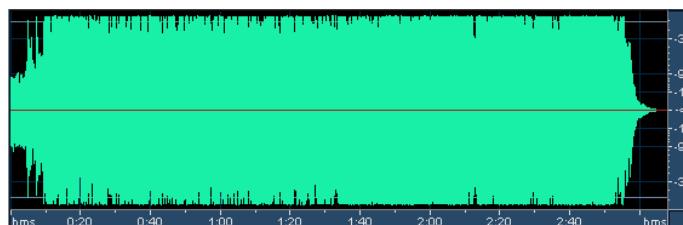


Рис.2.4. Фонограмма песни “I'll Be There For You”

изготовителями уменьшается (рис.2.3.). 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.2.4. приведена картинка современной фонограммы с компакт диска.

*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 перекрывают 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.

*Динамический диапазон любого АЦП* определяется как отношение в децибелах максимального и минимального значений уровней электрических сигналов, которые можно оцифровать в принципе (передать сигнал с входа на выход), *без всяких условий относительно возможных искажений*.

В аналого-цифровом преобразователе линейного ИКМ тракта максимальная амплитуда синусоидального сигнала однозначно определяется шагом квантования  $Q$  и числом разрядов квантователя  $q$

$$A_{\max} = Q \cdot 2^{(q-1)}.$$

В таком АЦП пока амплитуда входного сигнала не превысит половины шага квантования - на выходе сигнала нет, поэтому можно считать, что минимальное значение входного сигнала равно половине шага квантования и тогда динамический диапазон АЦП определяется равенством

$$DR = 6,02 \cdot q.$$

Значение SNR в ИКМ тракте рассчитывается через отношение среднеквадратических значений синусоидального колебания максимально возможной амплитуды и искажений квантования. Его вычисления производятся по известной формуле

$$SNR = 6.02q + 1,78 + 10 \cdot \log \left[ \frac{f_s}{2 \cdot F_{\max}} \right], \quad (2.1)$$

где  $f_s$  - частота дискретизации,  $F_{\max}$  - максимальная частота звукового диапазона. При  $f_s = 44,1$  кГц и  $F_{\max} = 20$  кГц  $DR = 96$  дБ и  $SNR = 98,5$  дБ. Как видно, отношение сигнал/шум лишь на 2 децибела больше динамического диапазона, надо обратить внимание на то, что величина SNR зависит еще 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 стандартом AES 17 []. В этом стандарте рекомендуется измерять SNR и DR при подаче на вход АЦП синусоидального сигнала с частотой 997 Гц и уровнем минус 60 дБ FS с обязательным использованием TPDF дигитера. При этом расчетное соотношение для SNR из-за вносимого дополнительного шума предлагается в виде

$$SNR = DR = 6.02q - 3,01 + 10 \cdot \log \left[ \frac{f_s}{2 \cdot F_{\max}} \right]. \quad (2.2)$$

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 обратная величина, определяющая интегральный уровень шума квантования

$$\bar{L}_n = -SNR.$$

Уровень шума минус 93,7 дБ – это много или мало. Важно насколько этот уровень превышает порог слышимости. С использованием технологии дизеринг шум квантования становится белым шумом, порог слышимости которого равен 4 дБ SPL [ ]. Это значит, что при максимальном звуковом давлении 120 дБ SPL шум квантования при  $q = 16$  бит будет превышать порог слышимости на 22,3 дБ . Для того чтобы шум квантования был не слышен в АЦП с ИКМ требуется использовать 20-разрядное квантование.

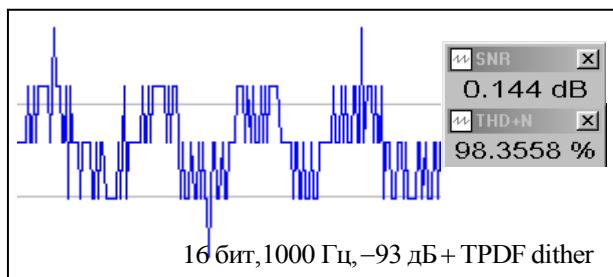


Рис.2.5. Последовательность выборок искаженной формы синусоидального сигнала

При квантовании сигналов минимального уровня возникают громадные искажения, превышающие 100%, а из-за дизеринга вносятся шумы, по уровню вдвое больше основного сигнала. На [рис.2.5.](#) приведена форма сигнала, которую приобретает синусоидальный сигнал с уровнем минус 93 дБ FS на выходе АЦП.

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 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 приходиться иметь запас до 20...30 дБ. Запас динамического диапазона снизу предотвращает возможность тихих пассажей оказаться ниже уровня шума и, тем более, ниже порога слышимости

[Для расширения динамического диапазона](#) АЦП 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 округляются до 16 разрядов с применением технологий дизеринг и нойз-шейпинг.

При использовании технологии дезеринг, устраняется порог квантования, линеаризуется передаточная функция при малых уровнях сигналов, погрешности квантования преобразуются в белый шум с равномерной спектральной плотностью. Благодаря этому динамический диапазон расширяется вниз на 25 и достигает 118 дБ [ ].

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, правда эффект не такой большой, как о нем пишут.

*Уровень мощности белого шума* в критических полосах определяется равенством

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

где  $W_{cbw}$  - ширина критической полосы, рассчитываемая по эмпирической формуле

$$W_{cbw} = 25 + 75[1 + 1,4(f / 1000)^2]^{0,69}, \text{Hz}. \quad (2.3)$$

Ширина критической полосы меняется от 100 Гц на НЧ до 6 кГц – на высоких. Во столько

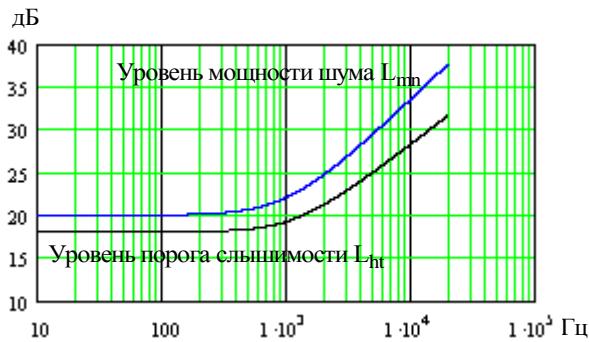


Рис.2.6. Уровень порога слышимости тона, маскируемого белым шумом

же раз возрастает уровень мощности шума квантования в критических полосах (рис.2.6.). До частоты 500 Гц ширина критических полос одинакова и равна 100 Гц, поэтому в этом диапазоне уровень мощности шума в критических полосах на 20 дБ выше уровня спектральной плотности мощности. Выше 500 Гц уровень мощности шума поднимается с крутизной около 10 дБ на декаду. Спектральная плотность мощности шума квантования  $L(f)_{sdn}$  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 ТРДФ дизером  $\bar{L}_n = -93,7$ ,  $L(f)_{sdn} = -137,2$  дБ.

*Уровень порога слышимости тона*  $L(f)_{ht}$ , маскируемого белым шумом, до частоты 500 Гц на 18 дБ выше уровня спектральной плотности мощности (рис.2.6.). На более высоких частотах  $L(f)_{ht}$  он также возрастает, но с меньшей крутизной, чем уровень шума. Аналитически эта зависимость может быть представлена эмпирическим равенством  $L_{ht}(f) = L(f)_{sdn} + 10 \log(W_{cbw}) - \log[1 + 1,4 \left( \frac{f}{502} \right)^{2,5}] - 2$ . (2.4)

Как видно из рис.2.6. до частоты 500 Гц порог слышимости тона на 2 дБ ниже уровня мощности шума. На самых высоких частотах разница между этими уровнями достигает 5...6 дБ. Таким образом, частотная маскировка не дает существенного увеличения

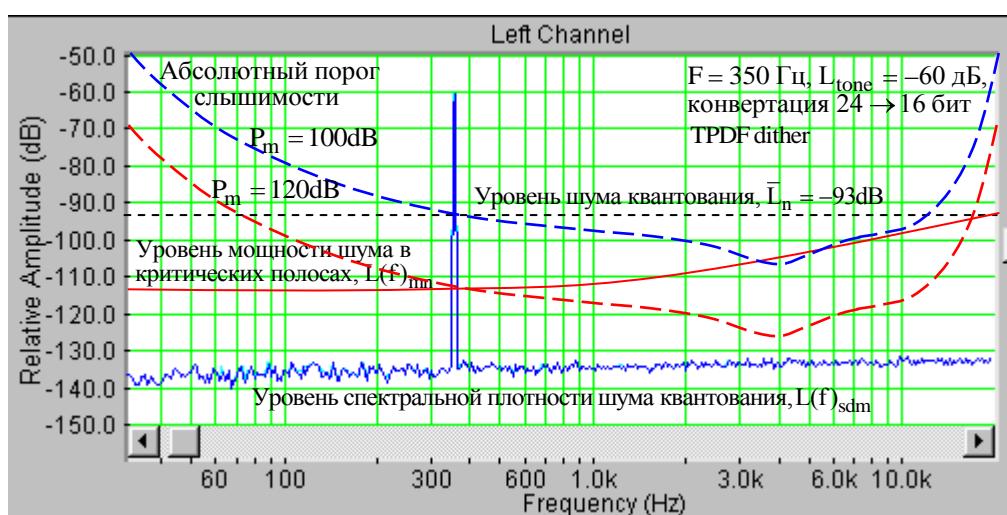


Рис.2.7. К определению динамического диапазона

динамического диапазона, поэтому более рационально и проще нижнюю границу динамического диапазона определять по уровню шума.

Шум квантования в критических полосах слышен только при условии, что его уровень  $L(f)_{mn}$  выше абсолютного порога слышимости. В свою очередь этот порог смещается относительно уровня шума квантования при изменении максимального звукового давления. На [рис.2.7.](#) графики построены в предположении, что это давление равно  $P_m = 120$  дБ SPL, при этом нулевой уровень шкалы SPL равен минус 120 дБ в шкале FS. Из этих графиков следует, что при таком звуковом давлении в диапазоне частот от 30 до 400 Гц нижняя граница динамического диапазона определяется абсолютным порогом слышимости, а выше – уровнем шума  $L(f)_{mn}$ . Таким образом, благодаря технологии дизеринг динамический диапазон расширяется максимально (до 22 дБ) в интервале от 300 до 600 Гц, на частотах выше и ниже этого выигрыш постепенно уменьшается до нуля.

Представляет интерес, что происходит с этим динамическим диапазоном при уменьшении звукового давления, допустим со 120 до 100 дБ SPL. Как видно на [рис.2.7.](#), график абсолютного порога слышимости поднимается вверх на 20 дБ и нижней границей динамического диапазона становится абсолютный порог слышимости. При этом максимальное увеличение динамического диапазона (по отношению к уровню минус 93 дБ) составляет только 12 дБ в узком интервале от 3 до 5 кГц, в области максимальной чувствительности слуха. Это значит, что преимущества технологии дизеринг проявляются только при больших звуковых давлениях.

При спектральном FFT анализе скользящая полоса не равна 1 Гц, поэтому возникает погрешность измерений, которая может быть очень большой. В связи с этим в экспериментальные графики всегда вводится корректирующий коэффициент

$$K_{wd} = 10 \cdot \log \left\{ \frac{1}{K_w \cdot R_w} \right\}, \quad (2.5)$$

где  $K_w$  – коэффициент, зависящий от выбора оконной функции. Если, например, используется оконная функция Blackman, то  $K_w = 2,004$ .  $R_w$  – разрешающая способность

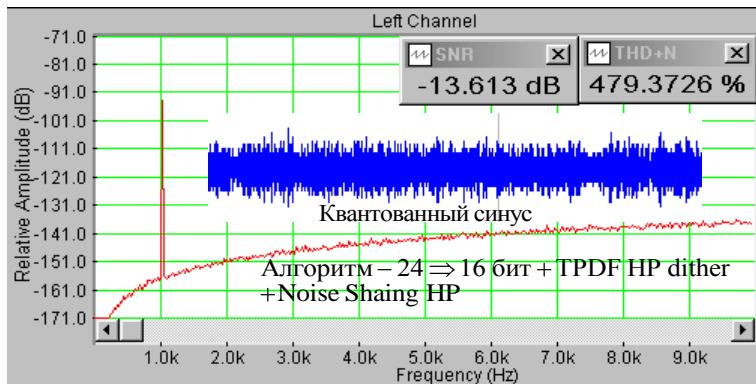


Рис.2.8. Спектр сигнала с уровнем минус 93 дБ FS

анализатора зависит от частоты дискретизации и числа точек FFT анализа  $N_{fft}$

$$R_w = \frac{f_s}{N_{fft}}.$$

Корректирующий коэффициент суммируется с уровнем спектральной плотности на графике. Чем выше выбрано разрешение, тем меньше поправочный коэффициент. В приведенном примере он равен всего, минус 1,66 дБ.

*При использовании технологии нойз-шейпинг* белый шум окрашивается с резким спадом спектральной плотности в области НЧ и сильным подъемом в верхней части

звукового диапазона. При этом значение SNR резко падает и может стать отрицательным, так как сигнал оказывается значительно ниже уровня шума квантования (рис.2.8.). В этом случае, естественно, используемый в ИКМ трактах метод измерения динамического диапазона применять невозможно в принципе, и динамический диапазон можно определить лишь с помощью FFT анализа.

На рис.2.9. приведены графики спектральной плотности шума квантования для различных алгоритмов обработки сигналов при АЦП. Как видно из этих графиков, в

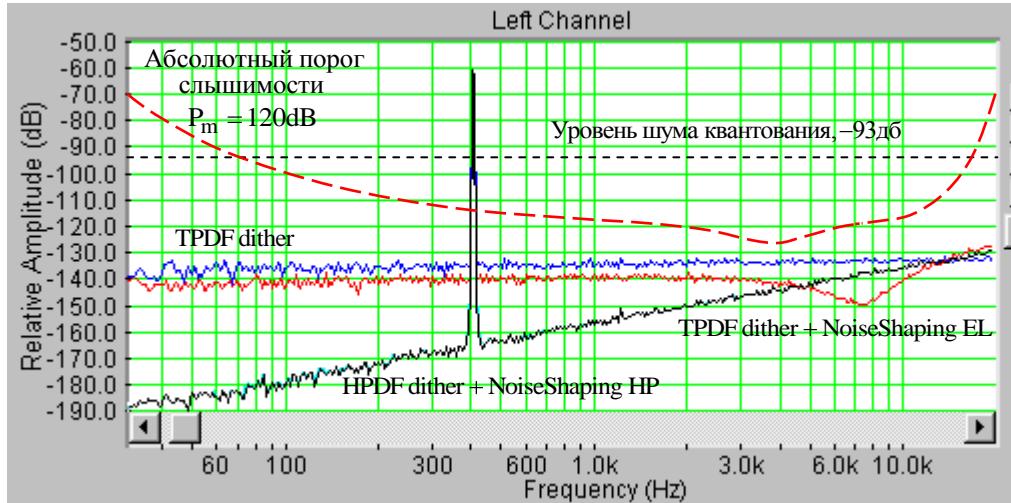


Рис.2.9. Графики спектральной плотности мощности шума квантования

этом случае возможность расширения динамического диапазона определяется абсолютным порогом слышимости. При  $P_m = 120$  дБ SPL на частотах до 500 Гц технология нойз-шейпинг дает выигрыш до 20 дБ, а в частотном диапазоне от 2 до 5 кГц этот выигрыш может достигать 25...30 дБ. По опубликованным данным увеличение динамического диапазона от применения технологии нойз-шейпинг составляет от 13 до 23 дБ.

В настоящее время наиболее широко используются АЦП на основе *сигма-дельта модуляции* с высокой частотой дискретизации и числом разрядов от 1 до 10. В этих конверторах шумы квантования выносятся далеко за пределы звукового диапазона, поэтому динамический диапазон и значение SNR, измеренный в пределах звукового диапазона, у них примерно равны. Прямая связь между динамическим диапазоном и числом разрядов АЦП отсутствует.

У этих конверторов всегда отдельно измеряются и рекламируются значения SNR и DR, отличие между которыми составляет единицы децибел. Например, у одной из лучших моделей АЦП 1804, используемый в звуковых картах, SNR = 111 дБ а DR = 112 дБ, по-видимому, это важно только в коммерческих целях. В этих АЦП значение SNR определяется в соответствии с рекомендациями AES 17.

### 2.3. Громкость звука и динамический диапазон

С динамическим диапазоном звукового сигнала и его пик-фактором тесно связана такая важная характеристика фонограммы как громкость звучания. *Громкость звука* является субъективной характеристикой. Она наиболее сильно зависит от двух факторов - звукового давления и спектрального состава звука. В качестве одной из оценок громкости используется понятие уровня громкости, измеряемого в фонах. В соответствии со стандартом ISO на частоте 1 кГц *уровень громкости в фонах* полностью определяется уровнем звукового давления в децибелах (например, 40 дБ SPL – 40 фон). Связь между уровнем громкости и звуковым давлением на других частотах определяется

экспериментальными графиками, называемыми *кривыми равной громкости* или изофонами (рис.2.10).

Из приведенных графиков кривых равной громкости следует, что для натурального звучания запись должна воспроизводиться при том же уровне громкости, при котором она была осуществлена. Когда запись, сделанная на высоком уровне громкости, воспроизводится на более низких уровнях, низкие и высокие частоты как бы пропадают, частотный баланс нарушается. Если запись сделана на низком уровне громкости, а воспроизводится на высоком - пение и речь кажутся бубнящими, так как слушатель воспринимает в них низкие частоты значительно более громкими, чем при прослушивании естественного источника на более «тихих» уровнях.

Изофоны в перевернутом виде (рис.2.11.), называемые весовыми характеристиками, представляют собой частотную зависимость чувствительности слуха человека от

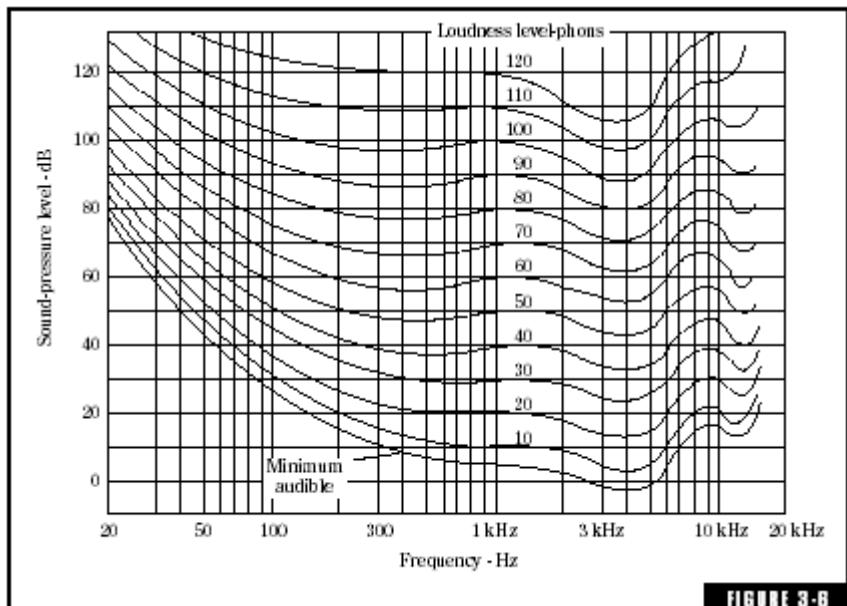


Рис.2.10. Кривые равной громкости

уровня громкости звука. Кривые с индексами С, В и А соответствуют изофонам с уровнями громкости 100, 70 и 30 фон. Из этих графиков следует, что частотные искажения слуховой системы тем меньше, чем больше уровень громкости звука. Именно поэтому *громкая музыка чаще всего кажется "красивее"*, чем тихая, и больше привлекает внимание. На этом основании большинство продюсеров всеми силами стремятся повысить уровень записи фонограммы при мастеринге, так как от этого может зависеть ее коммерческий успех.

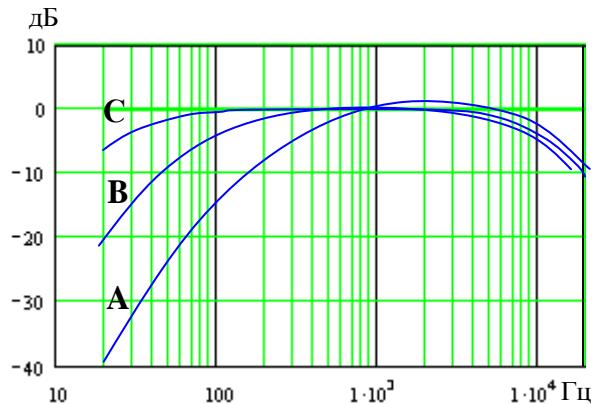


Рис.2.11. Взвешивающие кривые

При динамической обработке звуковых сигналов следует учитывать *эффект адаптации слуха*, который возникает при звуковых давлениях 90 и более децибел. Этот эффект заключается в том, что изменение уровня громкости при повышении и понижении звукового давления на одну и ту же величину, допустим на 6 дБ, воспринимается совершенно по разному. При резком повышении давления на 6 дБ уровень громкости скачком увеличивается на 9 фон и затем медленно убывает по экспоненциальному закону (рис.2.12) до значения +6 фон. При резком уменьшении

звукового давления, также на 6 дБ, уровень громкости скачком уменьшается на 19 фон и затем очень медленно нарастаает до стационарного значения.

*Время адаптации слуха* к уровню громкости при перепаде звукового давления на 6 дБ примерно равно 120 ... 150 с, максимально оно может достигать 260 с. При спаде звукового давления время адаптации существенно больше, и скачок уровня громкости составляет 19 фон. Все это учитывается при выборе временных параметров динамических процессоров.

График огибающей уровня громкости на [рис.2.12.](#) свидетельствует, что при больших уровнях звукового давления слуховой аппарат человека осуществляет своеобразную компрессию звуковых сигналов, подобную динамической обработке. Такое происходит благодаря нелинейности растяжения барабанной перепонки внешнего уха. Этим слуховой аппарат самостоятельно старается защитить собственные уши.

Таким образом, представление о возможности естественного восприятия всего динамического диапазона музыки является совершенно иллюзорным. Динамическая обработка звуковых сигналов в электрических трактах избавляет наши уши от ненужной работы. Важно только чтобы осуществлялось это так же, как это делает слуховой аппарат.

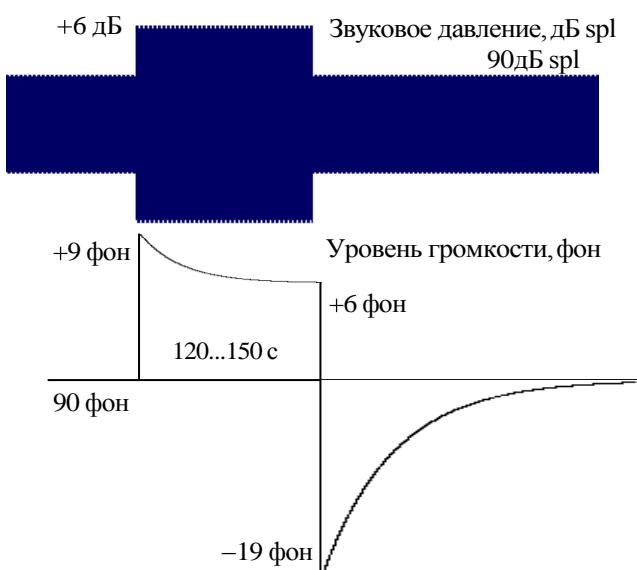


Рис.2.12. Время адаптации восприятия громкости

означает, что она будет звучать на 6 дБ (в два раза!) тише, чем та же фонограмма, сведенная на аналоговую магнитную ленту. Поэтому цифровая звукозапись может звучать *менее привлекательно*, чем ее оригинал на студийной магнитной ленте. Для компенсации двукратной потери громкости приходится использовать довольно жесткую динамическую обработку звуковых сигналов.

В настоящее время самая современная аудиотехника не в состоянии передать полной динамики, которую воспринимает человеческое ухо. Поэтому для практических целей при записи всегда приходится осуществлять сокращение динамического диапазона с использованием динамической обработки. При выполнении этой операции решаются как технические, так и художественные задачи. Прежде всего, необходимо полностью использовать динамический диапазон носителя. Также важно максимально использовать динамический диапазон воспроизводящего устройства, чтобы запись не тонула в шумах. Третьей, наиболее сложной задачей, является *повышение громкости звучания за счет сокращения динамического диапазона* без заметного ухудшения качества звучания. Это достигается тем, что при меньшем пик-факторе звукового сигнала более высокая громкость звучания фонограммы достигается путем увеличения уровня записи.

Как при аналоговой, так и цифровой звукозаписи увеличение громкости звучания фонограммы путем увеличения уровня записи в значительной мере ограничивается пик-фактором звукового сигнала. В первом случае важно, чтобы пики не приводили к сильному насыщению магнитного носителя, а во втором - пики могут вызвать клипирование сигнала.

При сведении на цифровой носитель фонограмма без динамической обработки имеет пик-фактор в районе 20 дБ. Это

тише, чем та же фонограмма, сведенная на аналоговую магнитную ленту.

Поэтому цифровая звукозапись может звучать *менее привлекательно*, чем ее оригинал на студийной магнитной ленте.

Для компенсации двукратной потери громкости приходится использовать довольно жесткую динамическую обработку звуковых сигналов.

## 2.4. Принцип динамической обработки

**Динамическая обработка** звуковых сигналов производится для сужения или расширения динамического диапазона. Прибор или программный модуль, выполняющий эту функцию, называется **динамическим процессором (DP)**. Динамическая обработка применяется только для нестационарных сигналов с подъемами и провалами огибающей звукового сигнала. Уровень огибающей определяется с помощью пикового детектора, при этом одновременно вычисляется среднеквадратическое значение сигнала с временем интегрирования примерно равным постоянной времени слуха – 50...60 мс.

Принцип цифровой **динамической обработки** основан на почти **мгновенном изменении коэффициента передачи** сигналов, когда уровень огибающей звукового сигнала становится выше (ниже) установленного порога. Порог может задаваться как пиковым значением уровня, так и среднеквадратическим.

Основными параметрами DP являются: **передаточная характеристика** (в виде графика или функции), порог срабатывания, время установления (attack)  $T_u$  и время восстановления  $T_r$  коэффициента передачи. **Перелом** в передаточной характеристике называется **точкой перегиба**. Входной уровень, соответствующий перегибу, называется **порогом**, задается он в децибелах. **Угол наклона графика передаточной характеристики** выше (ниже) точки перегиба определяет коэффициент передачи подъемов (провалов)

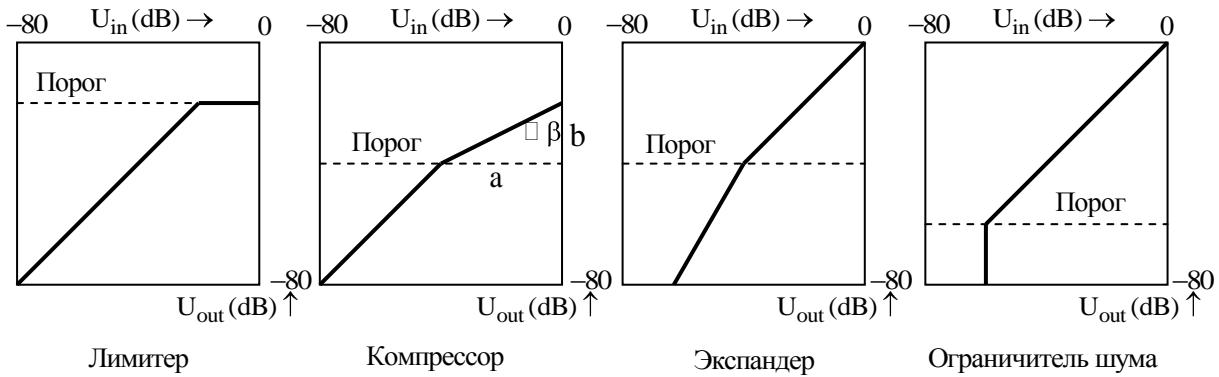


Рис.2.13. Передаточные функции динамических процессоров

огибающей звукового сигнала.

В зависимости от вида передаточной характеристики DP он может выполнять функции лимитера, компрессора, экспандера или гейта. Все эти функции могут быть реализованы в одном устройстве или с помощью одного программного модуля. На **рис.2.13** приведены типовые передаточные характеристики этих устройств.

Передаточная характеристика DP однозначно определяет **регулировочную характеристику**, в соответствии с которой меняется коэффициент передачи регулирующего элемента DP. Изгибы и изломы передаточной характеристики предопределяют дискретный характер изменения коэффициента передачи регулирующего элемента DP, и они в значительной мере определяют форму **амплитудной огибающей** динамически обработанного звукового сигнала.

**Лимитер** ограничивает динамический диапазон сверху – пики и подъемы огибающей, значение которых превышают пороговый уровень, он ослабляет до уровня, равного установленному порогу. **Компрессор** также ограничивает динамический диапазон сверху – подъемы огибающей, величина которых превышает пороговый уровень, он ослабляет в соответствии с установленным коэффициентом передачи выше точки перегиба.

Разница в работе лимитера и компрессора особенно заметна при малой скорости нарастания и спада огибающей входного звукового сигнала (рис.2.14.). Все изломы

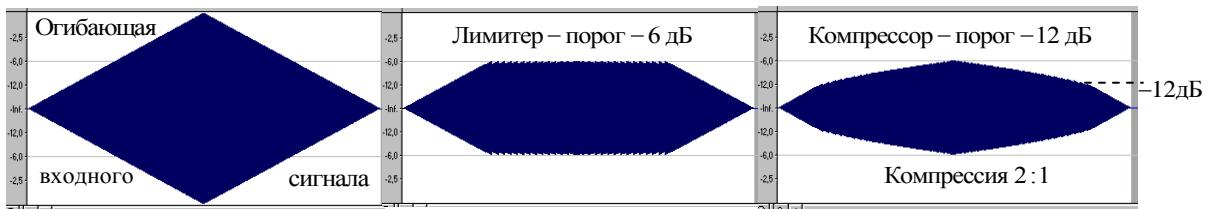


Рис.2.14. Амплитудные огибающие выходного сигнала DP при  $T_u = T_v = 0$

амплитудной огибающей выходного сигнала полностью соответствуют моментам скачкообразного изменения коэффициента передачи. Как видно, при компрессировании склоны амплитудной огибающей более плавные. С увеличением крутизны нарастания и спада огибающей входного сигнала изломы амплитудной огибающей становятся все резче, вплоть до полного разрыва, а разница в работе лимитера и компрессора нивелируется.

**Экспандер** расширяет динамический диапазон снизу – провалы огибающей, уровень которых ниже порогового он увеличивает путем уменьшения коэффициента передачи ниже точки перегиба. **Гейт** ограничивает динамический снизу – все сигналы в провалах огибающей, уровень которых ниже порогового он не пропускает.

**Степень сжатия (компрессии)** определяется отношением коэффициентов передачи ниже и выше точки перегиба передаточной функции. Поэтому она может задаваться как отношение приращений входного и выходного сигналов в децибелах, например, 18 : 6. Коэффициент передачи определяется также углом наклона передаточной функции  $\beta$ , поэтому степень сжатия может задаваться в виде отношения сторон прямоугольного треугольника  $a$  и  $b$  (рис.2.14.). Если, например,  $a : b = 1 : 1$ , угол наклона равен 45 градусам – это значит, что сжатия нет. Если  $a : b = 2 : 1$  – это значит, что при увеличении входного уровня на 2 дБ выше порога выходной уровень вырастет лишь на 1 дБ и, следовательно, степень сжатия равна 2.

В работе DP очень важную роль играют его временные параметры: время установления  $T_u$ , часто называемое временем срабатывания, и время восстановления  $T_v$ , в значительной мере определяющие длительность переходных процессов. Эти параметры измеряются в единицах времени, тогда как скорость установления и восстановления измеряется в дБ/с. Последнее означает, что время срабатывания и время восстановления не являются величинами постоянными, а зависят от уровня звукового сигнала. Эта зависимость проявляется в том, что чем больше уровень сигнала, тем больше время установления и меньше время восстановления.

Выбор значений этих параметров зависит от режима работы динамического процессора (компрессор, экспандер, лимитер или гейт). Существенное значение имеет характер музыкального материала. Иногда эти параметры выбираются исходя из необходимости решения каких либо творческих задач. Современные DP позволяют плавно менять время установления от 0 до 500 мс, а время восстановления – от 0 до 5 с.

Чем меньше время установления и восстановления, тем громче получается результирующий звук, но тем более изломанной получается амплитудная огибающая выходного сигнала DP, и тем больше возникает интермодуляционных искажений. Ясно, что чем больше время установления и восстановления, тем медленнее будет меняться во времени амплитудная огибающая, тем более гладкой она будет. Однако, при большом времени установления и восстановления начинает проявляться эффект "проваливания громкости" (*rumping*). Провалы громкости возникают вокруг кратковременных пиков в сигнале. Таким образом, выбор времени установления/восстановления – это компромисс между интермодуляционными искажениями и эффектом проваливания громкости

На многих моделях компрессоров есть возможность включения автоматического режима установки одной или обеих постоянных времени. Более того, существуют модели компрессоров, у которых одна из постоянных времени вообще не имеет ручной установки (устанавливается автоматически), а еще бывают и полностью автоматические компрессоры - вообще без регуляторов времени срабатывания и восстановления.

Как правило, в автоматическом режиме время срабатывания уменьшается при увеличении уровня входного сигнала, время же восстановления при этом увеличивается. В результате удается добиться большей ровности и мягкости амплитудной огибающей в моменты резкого изменения уровня входного сигнала.

*Время установления*  $T_u$  определяет время между моментом нарастания или спада огибающей входного сигнала до порогового значения (снизу или сверху) и временем, через которое устанавливается заданный уровень выходного сигнала динамического процессора.

Чем меньше время установления - тем на более коротких пиках уровня срабатывает DP. При малом времени установления можно практически исключить возникновение пиков сигнала при скачкообразном увеличении его уровня. Однако при этом звучание может стать недостаточно акцентированным. Так же важно помнить, что малое время установления может вызвать искажения, особенно на низких частотах. Низкочастотные сигналы имеют большой период, и компрессия, действующая посреди периода, звучит очень неестественно.

При большом времени установления компрессор будет пропускать короткие атаки звукового сигнала, превышающие порог, т.к. не будет успевать на них реагировать. Это может быть нежелательным, например, для лимитеров. В сигнале на выходе компрессора будут присутствовать пики.

Для лимитеров чаще всего выбирают время установления в пределах 0,5 - 1,0 мс, для речевых компрессоров время установления должно составлять 1... 2 мс, в обычных компрессорах время установления - порядка 10...100 мс.

*Время восстановления*  $T_v$  определяет время между моментом спада пика огибающей входного сигнала до порогового уровня (сверху или снизу) и временем, через которое на выходе процессора восстановится исходный уровень звукового сигнала. При малом времени восстановления обеспечивается более существенное сглаживание. Если время восстановления слишком велико, то компрессор дольше находится в активном состоянии и воздействует на динамический диапазон даже тогда, когда это нежелательно. Это дает заметный на слух эффект пульсации звука, так как компрессия не приводит к сглаживанию сигнала.

Обычно рекомендуется для инструментальной музыки в качестве грубого приближения и отправной точки для более тонкой настройки выбирать время восстановления около 500 мс. Это соответствует промежутку между двумя тактами при темпе 120 четвертей в минуту. Для речевых компрессоров время восстановления - 300 мс, в обычных компрессорах время восстановления - порядка 100...1000 мс.

Для исследования и демонстрации работы различных DP синусоидальный звуковой сигнал с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ), у

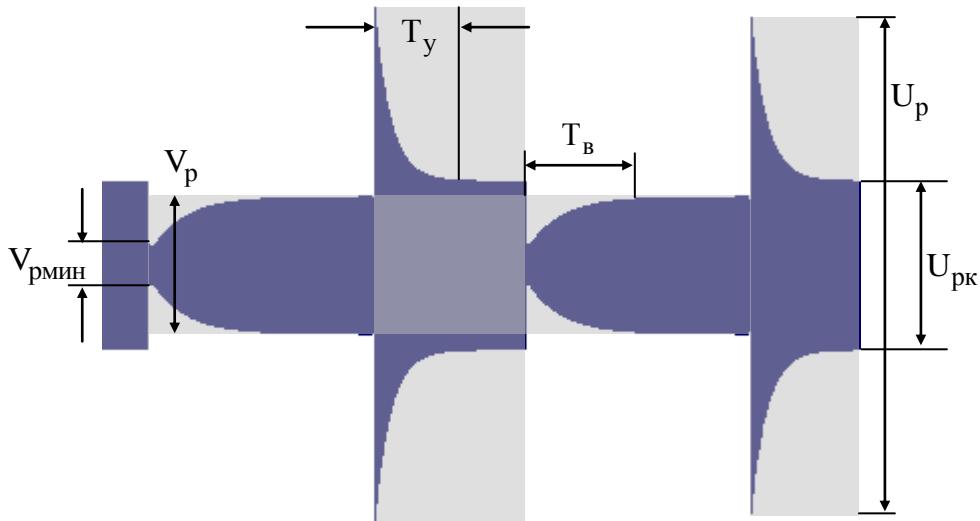


Рис. 2.15. Динамическая обработка АИМ сигнала с помощью компрессора

которого огибающая имеет прямоугольную форму (рис.2.15.). Минимально возможная крутизна фронтов таких импульсов (время атаки) определяется частотой звукового сигнала, и поэтому может принимать значения от 25 мкс до 10 мс. Это следует учитывать при выборе времени установления динамического процессора.

На рис.2.15 приведена сигналограмма с выхода графического динамического процессора звукового редактора Sound Forge, работающего в режиме компрессора. Устанавливаемый порог определяет максимальный размах выходного сигнала  $U_{pk}$  в *установившемся режиме*, а степень компрессии определяет изменение коэффициента передачи.

В момент нарастания входного пика огибающей сигнала его размах  $U_p$  на выходе компрессора почти такой же, как и на входе. Это обусловлено тем, что в рассматриваемом примере время установления существенно больше времени фронта импульсов. Спад огибающей выходного сигнала компрессора происходит по затухающей экспоненте. По окончании переходного процесса (статики) коэффициент усиления компрессора уменьшается в три раза, во столько же раз уменьшается размах выходного сигнала  $U_{pk}$ .

В момент спада пика огибающей установленный в режиме коэффициент усиления не может мгновенно измениться, поэтому происходит резкое уменьшение размаха выходного сигнала  $V_p$ , тоже в три раза. Далее происходит постепенное восстановление коэффициента усиления до исходного значения по нарастающей экспоненте. Длительность этого процесса определяется значением  $T_B$ .

Из приведенного примера следует, что применение компрессии отнюдь не означает автоматического уменьшения динамического диапазона по пиковым значениям и не исключает возможности клипирования звукового сигнала. Хорошая работа компрессора очень сильно зависит от выбора постоянных времени процессора. В некоторых случаях можно допустить моментальное срабатывание компрессора, но время восстановления не может быть нулевым. Это связано с тем, что любому акустическому затуханию, например, колебания струны или реверберирующий звук, сопутствуют флюктуации, которые в компрессоре могут приводить к спонтанному изменению громкости.

Если компрессор применяется для уменьшения динамического диапазона звуковой программы, то экспандер, наоборот, используется для его увеличения. Очень важно, что расширение динамического диапазона происходит путем плавного ослабления слабых

сигналов, благодаря этому шумы становятся тише, а звучание лучше. Поэтому основное применение эквалайзеры находят в системах подавления шума, например, таких как шипение магнитных лент или шумов микрофона.

Экспандер по конструкции в принципе ничем не отличается от компрессора, только у него степень сжатия меняется от  $1 : 1$  до  $1 : \infty$  и в этом предельном случае он

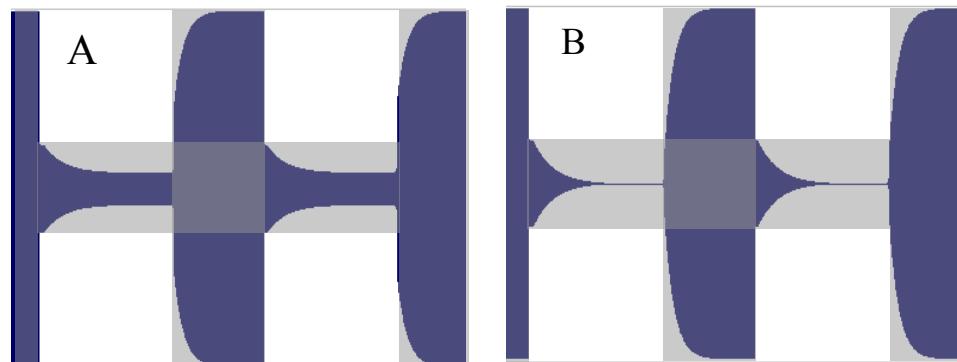


Рис.2.16. Динамическая обработка синусоидального звукового сигнала с амплитудно-импульсной модуляцией (А – экспандер, В – гейт)

превращается в гейт. При этом сигнал ниже порогового уровня ослабляется как бы до бесконечности. На самом же деле существует такое понятие, как [дампинг](#), который и устанавливает этот предел ослабления. Обычно он не превышает минус 60 дБ - практически это примерно совпадает с собственным шумом экспандера.

На [рис.2.16.А](#) приведена сигналограмма с выхода графического динамического процессора звукового редактора Sound Forge, работающего в режиме экспандера ([рис.2.17.](#)). В этом режиме преднамеренно использованы такие же значения порога и степень сжатия, как и в режиме компрессора. Именно поэтому в экспандере размах сигнала между пиковыми значениями  $V_p$  в статическом режиме после окончания переходного процесса, также уменьшается в три раза.

В отличие от работы компрессора переходные процессы в экспандере происходят плавно без выбросов. Здесь очень нагляден факт расширения динамического диапазона, тогда как в компрессоре из-за переходных процессов динамический диапазон по пиковым значениям по виду даже увеличивается.

*Гейт* - это экспандер с коэффициентом передачи равным нулю. Сигналограмма амплитудно-модулированного синусоидального сигнала с выхода гейта ([рис.2.16.В](#)) по характеру не отличается от аналогичной сигналограммы работы экспандера. Только в паузах, между пиковыми значениями огибающей сигнала, происходит его полное подавление, за исключением времени переходного процесса.

Этот DP понижает коэффициент усиления ниже порога вплоть до нуля. Жесткое удаление шума вызывает неприятное ощущение, как будто вам заткнули уши, поэтому для этих целей он используется редко, хотя и разрабатывался для понижения шума в

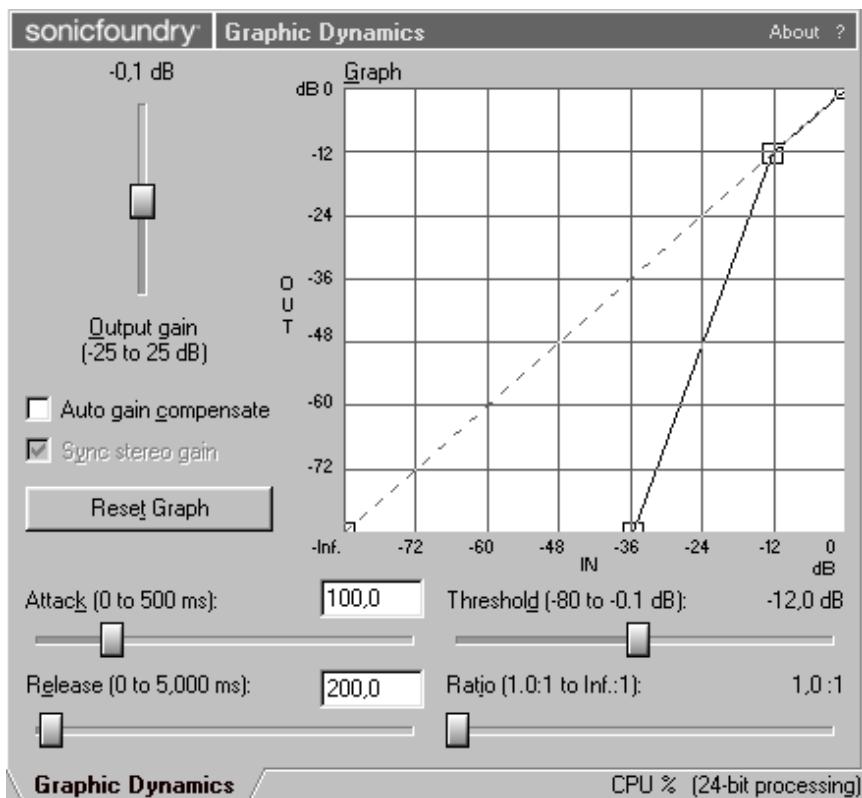


Рис.2.17. Диалоговое окно графического DP редактора Sound Forge

паузах речи. В основном он применяется для динамической обработки звука ударных инструментов.

В некоторых моделях DP задается еще один параметр – *время удержания*  $T_{уд}$ . Это время позволяет авторегулятору не реагировать на слишком частые перепады уровня огибающей входного сигнала, сохраняя установленные динамические соотношения внутри звукового эпизода. В таких устройствах при большом времени удержания бессмысленна установка малых значений  $T_u$  и  $T_v$ .

*Резкие изломы и разрывы* передаточной функции, которые принципиально присущи всем DP, приводят к аналогичным разрывам и изломам в амплитудной огибающей выходного звукового сигнала. Во время переходных процессов кратковременно, но достаточно сильно, возрастают инtermодуляционные искажения импульсного характера, которые измерить нельзя, а услышать можно в виде щелчков или треска. Их спектральные составляющие обычно группируются вокруг гармонических составляющих искажений, где они с большой вероятностью могут быть психоакустически замаскированы.

Для улучшения звучания излом передаточной характеристики должен быть более гладким. Для этого иногда передаточная характеристика компрессоров и экспандеров специально *сглаживается*, чтобы в ней не было острых углов (рис.2.18). Этот режим называется *soft knee* или *soft threshold* (мягкий порог). Компрессор с мягким порогом начинает немножко уменьшать уровень огибающей входного сигнала еще до достижения величины порога.

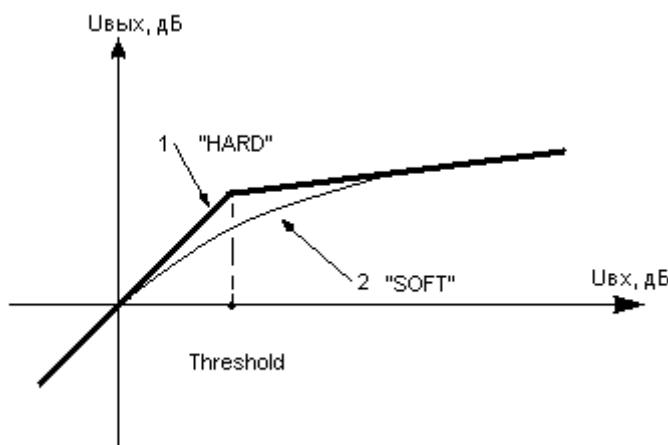


Рис.2.18. Плавный порог передаточной функции

работать, или просто являются гейтами. Гейты могут иметь как минимальный, не заметный на слух гистерезис, так и специально установленный (в среднем - порядка 1,5 дБ) или регулируемый гистерезис.

Дело в том, что гейты в основном используют для подавления шума в паузах или для обрезания длины звучания, например, реверберационного хвоста. Экспандер, равно как и гейт, в момент включения и выключения создают резкий провал уровня сигнала. Кроме того, необходимо учесть динамические особенности затухания звука различных музыкальных инструментов, особенно "живых". Эти особенности заключаются в том, что

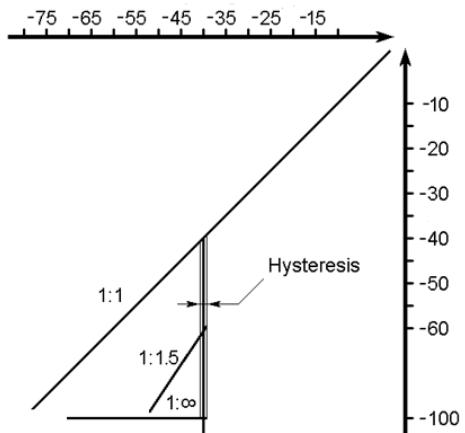


Рис.2.19. Гистерезис передаточной функции

В работе экспандера и гейта важен момент включения и выключения. Дело том, что ни один прибор не может производить включение и выключение на одном и том же пороговом уровне. Существует так называемый **"гистерезис"**. Этот термин следует понимать как "неопределенность" или "разброс" на вертикальном участке кривой экспандирования. Для экспандера производители уменьшают гистерезис до практически незаметной на слух величины. Другое дело с экспандерами, которые могут

при затухании, например, гитарной струны, громкость ее звучания то уменьшается, то увеличивается. Естественно, в определенный момент, когда колебания громкости звучания будут находиться по уровню в пределе установленного на приборе порогового уровня, гейт начнет "дергаться", то есть то открываться, то закрываться. В сочетании с провалами уровня звукового сигнала гейт создает нечто, звучащее как при плохом контакте или других неполадках в приборе.

Именно для предотвращения такого явления, как "дерганье" экспандера/гейта и применяется **"принудительный"** гистерезис (рис.2.19). Он устанавливается для прибора как бы два разных порога срабатывания, один - для открывания, а другой - для

закрывания. Порог закрывания при этом на несколько децибел, определяемых установленным гистерезисом, ниже порога открывания. Другими словами - экспандер/гейт открывается, то есть прекращает ослабление уровня звукового сигнала, при уровне сигнала несколько большем, чем уровень закрывания. В сочетании с правильно установленными для каждой конкретной задачи постоянными временем установления и восстановления практически во всех случаях можно полностью избавиться от такого неприятного явления, как "дерганье" экспандера/гейта.

Еще один параметр, встречающийся в процессорах динамической обработки, - это **задержка перед восстановлением** (release delay или hold). Этот параметр задает время, через которое начинается стадия восстановления после спада входного уровня ниже порога. Другими словами, этот параметр позволяет отложить восстановление на некоторое время. Это может быть полезно, когда превышения порога в сигнале идут периодически, друг за другом. В этом случае задержка восстановления поможет избежать

постоянного переключения компрессора между режимами установления и восстановления и уменьшить изломанность огибающей коэффициента передачи.

Компрессоры и экспандеры в принципе имеют нелинейную передаточную функцию, поэтому важно знать какой характер имеют нелинейные искажения, и как они зависят от пик-фактора сигнала и временных параметров DP. Если опять принять в качестве

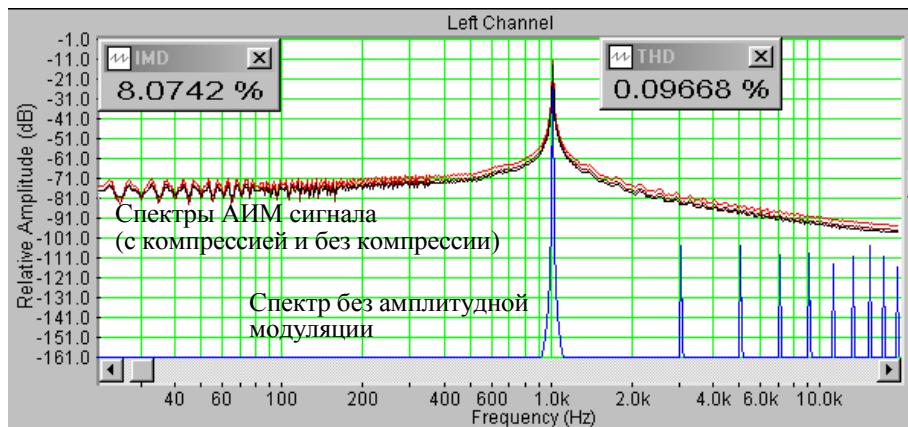


Рис.2.20. Зависимость спектров сигналов от амплитудной модуляции и динамической обработки (частота сигнала 1 кГц, глубина модуляции +10

модели не компрессированного звукового колебания АИМ сигнал, то его спектр имеет вид боковых полос около основной частоты звукового сигнала (рис.2.20). Спектр полос дискретный и определяется частотой повторения пиков звукового сигнала. Так как эта частота крайне низкая, то фактически спектр является сплошным. Говорить в этом случае о гармонических искажениях или интермодуляционных искажениях в обычном понимании этих терминов нельзя, так как эти понятия относятся к стационарным периодическим функциям. Это нормальный спектр АИМ сигнала. При работе динамического процессора нелинейные искажения возникают только во время переходных процессов, они носят импульсный характер и могут быть слышны.

При работе компрессора пик-фактор уменьшается и в идеале амплитудная модуляция может быть уменьшена сколько угодно близко к нулю, что, естественно приведет к полной трансформации спектра, так как исчезнут боковые полосы. Следует ожидать, что работа компрессора должна уменьшать «интермодуляционные» искажения. При работе экспандера пик-фактор увеличивается, глубина амплитудной модуляции возрастает, поэтому «интермодуляционные» искажения должны возрастать.

В табл.2.1 приведены результаты измерений продуктов нелинейных искажений в Табл. 2.1.

Режим работы	Т <sub>у</sub> , мс	Т <sub>в</sub> , мс	IMD, %	THD, %
Нет модуляции			0,07	0,008
Есть модуляция			9,97	0,089
Включен компрессор	100	200	9,97	0,097
	0	200	8,62	0,079
Включен экспандер	100	200	15,6	0,08
	0	200	12,3	0,08

практически нет, что и следовало ожидать. Самая большая величина «интермодуляционных» искажений у АИМ сигнала, она уменьшается при компрессировании и возрастает при использовании экспандера. Уменьшение времени установления приводит к небольшому увеличению искажений в компрессоре и значительному их возрастанию в экспандере.

*Частотная характеристика* динамических процессоров в большинстве случаев линейна. Только в специализированных приборах для речевых сигналов имеется возможность обеспечить увеличение степени сжатия в низкочастотной области для снижения в речи гулкости или «бубнения». Иногда необходимо уменьшать степень сжатия речи в высокочастотной области во и избежание подчеркивания шипящих и

существующих согласных. Существуют *многополосные динамические процессоры*, в которых сжатие осуществляется индивидуально в каждой звуковой полосе.

## 2.5. Алгоритмы работы динамического процессора

*Динамический процессор относится к регуляторам прямого действия.* Его функциональная схема, приведенная на [рис.2.21](#), содержит две цепи – основной канал и цепь прямого управления. В основном канале входной сигнал задерживается на время

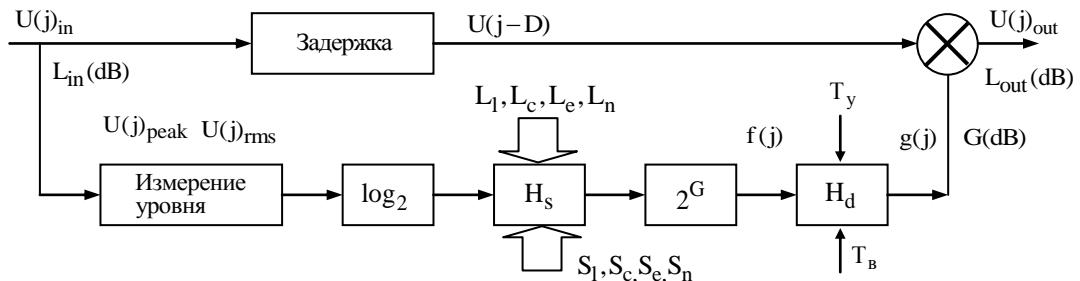


Рис.2.21. Функциональная схема динамического процессора

$D$ , задаваемое числом выборок. Необходимость введения задержки связана с тем, что при динамической обработке всегда управляющий сигнал запаздывает по отношению к входному. Это прежде всего связано с тем, что в цепи управления производится вычисление среднеквадратичного значения напряжения с временем интеграции около 50...60 мс.

Кроме того, для повышения эффективности работы DP необходимо, чтобы изменение коэффициента передачи начиналось несколько раньше, чем подъем (спад) огибающей звукового сигнала сравняется с установленным пороговым значением. Такая функция имеется почти у всех современных DP под названием *look-ahead*. Приведенная схема может работать как лимитер, компрессор, экспандер или гейт, а при необходимости выполнять все эти функции одновременно.

В зависимости от режима работы DP в цепи управления производится измерение пикового  $U(j)_{peak}$  или среднеквадратического значений  $U(j)_{rms}$  входного напряжения, а затем выполняется логарифмирование по основанию 2. В блоке  $H_s$  формируется математическая модель статической передаточной характеристики, задаваемой параметрами или в графической форме на дисплее в логарифмическом масштабе. Когда на дисплее рисуется передаточная функция в этот блок автоматически водятся данные о порогах работы лимитера, компрессора, экспандера и гейта ( $L_l, L_c, L_e, L_n$ ), а также данные о крутизне передаточной характеристики ( $S_l, S_c, S_e, S_n$ ) выше (или ниже) этих порогов.

Операция антилогарифмирования выполняется в блоке  $2^G$ . На выходе этого блока формируется управляющий сигнал  $f(j)$ , соответствующий статической передаточной функции. В блоке  $H_d$  по заданным значениям времени установления  $T_y$  и времени восстановления  $T_B$  формируется математическая модель динамической передаточной функции, которая определяет форму и длительность переходных процессов при уменьшении и увеличении коэффициента передачи.

В умножителе основного канала под действием управляющего сигнала  $g(j)$  формируется динамически обработанный выходной сигнал

$$U(j)_{out} = g(j) \cdot U(j-D), \quad (2.6)$$

где  $j$  - текущий номер выборки. В логарифмическом масштабе операция умножения заменяется операцией суммирования статического сигнала управления  $G(dB)$  с входным сигналом  $L_{in}(dB)$

$$L_{out}(dB) = L_{in}(dB) + G(dB). \quad (2.7)$$

*Статическая передаточная характеристика* DP определяет зависимость между входным и заданным выходным и уровнями. С ее помощью рассчитывается *статическая регулировочная характеристика* (рис.2.22.), которая определяет

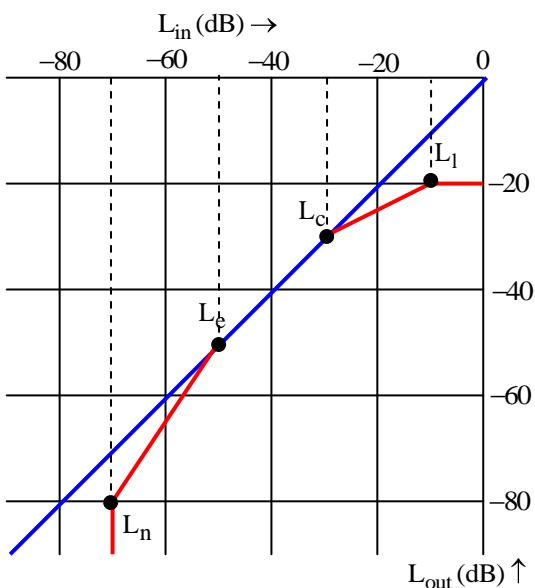


Рис.2.22. Статическая передаточная характеристика динамического процессора

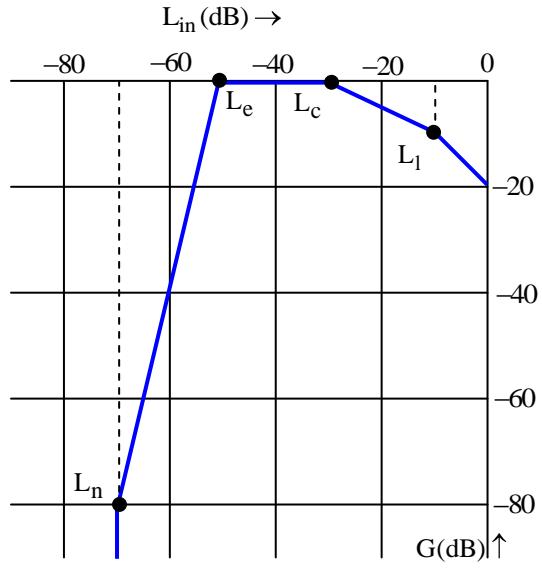


Рис.2.23. Статическая регулировочная характеристика динамического процессора

зависимость уровня управляющего сигнала умножителя DP от уровня входного сигнала. По ней же определяется скорость изменения регулирующего сигнала в зависимости от скорости нарастания или спада огибающей на входе DP.

На рис.2.22 и 2.23 приведены сложные по форме статические характеристики DP, который выполняет все возможные функции. Если порог не задан, коэффициент передачи во всем диапазоне входного сигнала равен 0 дБ и уровень управляющего сигнала  $G(dB)$  также равен 0 дБ.

*В режиме компрессора* для входных сигналов с уровнем огибающей выше с порога  $L_c$  коэффициент передачи скачком уменьшается до значения, определяемого графиком, и далее остается постоянным до уровня минус 10 дБ. При этом уровень управляющего сигнала  $G(dB)$  линейно уменьшается с 0 до минус 10 дБ.

*В режиме лимитера* для входных сигналов с огибающей выше порога  $L_l$  коэффициент передачи скачком уменьшается до порогового уровня минус 20 дБ. При этом уровень управляющего сигнала  $G(dB)$  линейно уменьшается с минус 10 до минус 20 дБ.

*В режиме экспандера* для входных сигналов с уровнем огибающей ниже порога  $L_e$ , равного на рис. минус 50 дБ коэффициент передачи скачком уменьшается до значения, заданного графиком, и далее остается постоянным до уровня входного сигнала минус 70 дБ. При этом уровень управляющего сигнала линейно  $G(dB)$  уменьшается от 0 до минус 80 дБ.

*В режиме гейта* для входных сигналов с уровнем огибающей ниже порога  $L_n$ , равного по графику минус 70 дБ коэффициент передачи скачком уменьшается до минус  $\infty$ , происходит отсечка шумов. При этом уровень управляющего сигнала  $G(dB)$  также скачком уменьшается до минус бесконечность.

Из графика на [рис. 2.22](#) можно получить расчетные формулы для крутизны наклона передаточной функции  $S$  в различных режимах работы DP ([табл.2.2.](#)). В программных продуктах обычно задается коэффициент компрессии  $R$ , который связан с крутизной  $S$  и углом наклона передаточной функции  $\beta$  равенством

$$R = 1/(1 - S) = \tan \beta.$$

Тангенс угла наклона может определяться как отношение катетов прямоугольного треугольника, поэтому он часто задается в виде, например: 2:1, 1:1 и так далее.

Используя это равенство, несложно записать аналитические выражения [передаточной функции](#) DP. Например, для чисто компрессора оно будет иметь вид

$$T_c = L_c + \frac{1}{R_c} \cdot (U_{in} - L_c), U_{in} > L_c.$$

Именно этой функцией будет описываться амплитудная огибающая выходного сигнала

DP.

Реализация заданных передаточных функций осуществляется с помощью управляющего сигнала. Расчетные формулы, по которым процессор вычисляет функции регулирования  $G(dB)$  в логарифмическом масштабе приведены в [табл.2.3.](#) Операция антилогарифмирования обычно производится с помощью таблиц.

[Алгоритм работы пикового детектора](#) поясняется [рис.2.24](#). В этой схеме пиковое

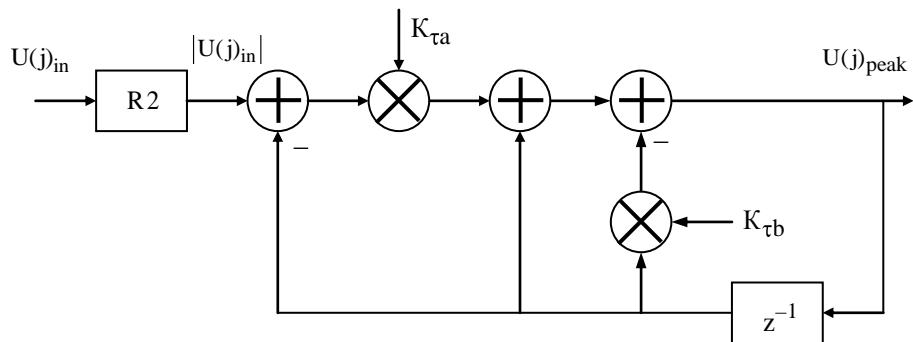


Рис.2.24. Алгоритм работы пикового детектора динамического процессора

значение определяется по положительным и отрицательным значениям напряжения ЗС, поэтому в блоке R2 осуществляется двухполупериодное выпрямление. Далее в сумматоре производится сравнение входного сигнала с выходным, задержанным на один такт. Если входной сигнал больше  $U(j)_{peak}$  формируется разностный сигнал, который математически обрабатывается с использованием коэффициентов  $K_{ta}$  и  $K_{tb}$ , которые связаны с временем установления и восстановления.

Алгоритм вычисления пикового значения напряжения в дискретно-временной области определяется равенством

$$U(j)_{peak} = (1 - K_{ta} - K_{tb}) \cdot U(j-1)_{peak} + K_{ta} \cdot |U(j)|. \quad (2.8)$$

Передаточная функция пикового детектора рассчитывается в форме  $z$  преобразования

$$H(z) = \frac{K_{\tau a}}{1 - (1 - K_{\tau a} - K_{\tau b}) \cdot z^{-1}}. \quad (2.9)$$

*Алгоритм измерения среднеквадратического значения* напряжения сигнала поясняется [рис.2.25](#). В этой схеме коэффициент  $K_{md}$  определяется принятым временем усреднения. Это время у различных производителей оборудования разное, поэтому

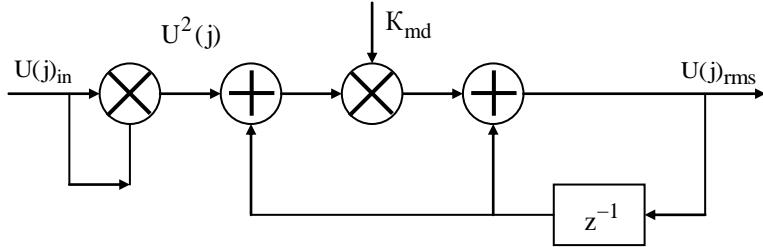


Рис.2.25. Алгоритм работы детектора среднеквадратических значений (rms)

отличаются и результаты измерений. Чаще всего оно равно 50 мс. Алгоритм вычисления среднеквадратического значения напряжения в дискретно-временной области определяется равенством

$$U(j)_{rms} = (1 - K_{md}) \cdot U(j-1) + K_{md} \cdot U^2(j)_{rms}. \quad (2.10)$$

Передаточная функция детектора среднеквадратических значений рассчитывается в форме  $z$  преобразования

$$H(z) = \frac{K_{md}}{1 - (1 - K_{md}) \cdot z^{-1}}. \quad (2.11)$$

*Динамическая передаточная функция* определяется переходными процессами, возникающими при входе и выходе из регулирования. Как известно, процессы установления и восстановления в аналоговой системе описываются функциями

$$g(t) = e^{-t/\tau} \quad \text{и} \quad g(t) = 1 - e^{-t/\tau},$$

где  $t$  - текущее время,  $\tau$  - постоянная времени. При этом длительность установления и восстановления определяются как интервалы времени, за которое напряжение сигнала меняется в пределах от 0,1 до 0,9 от максимального значение. Известно, что время переходного процесса связано с постоянной времени равенством

$$t_G = 2,2\tau.$$

При цифровой динамической обработке импульсный отклик в дискретно-временной области динамической передаточной функции может быть представлен в виде

$$g(j/f_s) = \epsilon(j/f_s) - e^{-j/f_s\tau} = 1 - z_\infty^j, \quad (2.12)$$

где  $z_\infty = e^{-1/f_s\tau}$ . Это равенство позволяет получить расчетную формулу для передаточной функции блока  $H_d$  в форме  $Z$  - преобразования

$$H(z) = \frac{(1 - z_\infty)z^{-1}}{(1 - z_\infty z^{-1})}. \quad (2.13)$$

Резкие изломы передаточной характеристики DP создают значительные интермодуляционные искажения, поэтому в блоке  $H_d$  часто осуществляется сглаживание управляющей функции  $g(j)$ . Это осуществляется путем усреднения значений коэффициентов  $T_y$  и  $T_b$ . Для этого производится сравнение предыдущего и текущего значений. Математически алгоритм расчета передаточной функции  $g(j)$  записывается в виде

$$g(j) = (1 - K) \cdot g(j-1) + K \cdot f(j). \quad (2.14)$$

Эта передаточная функция в форме з преобразования

$$H(z) = \frac{K}{1 - (1-K) \cdot z^{-1}}. \quad (15)$$

В этих формулах под коэффициентом  $K$  понимаются коэффициенты  $K_{\tau_B}, K_{\tau_Y}$ .

При введении в алгоритм работы DP временной задержки  $D$  в его выходном сигнале возникает провал в начале каждого цикла регулирования (рис.2.26.). В соответствии с принципом работы компрессора провалы возникают и в середине каждого цикла работы



Рис.2.26. Выходной сигнал максимайзера

при переходе из режима установления в режим восстановления. Глубина этих провалов определяется величиной компрессии, чем она больше, тем провал глубже.

Провалы оказывают заметное влияние на качество динамической обработки только при большом времени установления/восстановления. На слух они воспринимается как провал громкости (выпадение), дрожание громкости.

## 2.6. Применение динамических процессоров

*Лимитер* предназначен для защиты последующих узлов тракта от перегрузок, любых, даже самых малых. С этой целью он срезает все пики фонограммы выше порога ограничения. Применение лимитера позволяет повысить уровень записи на величину, равную порогу. При этом достигается увеличение громкости звучания фонограммы без внесения каких либо изменений в звук. В лимитере всегда используется пиковий метод

Табл.2.4. Пресеты BlueMax									
	Порог	Отношение	$T_y$	$T_B$		Порог	Отношение	$T_y$	$T_B$
<b>Vocal –вокал</b>					<b>Keyboards –клавишные инструменты</b>				
Soft	-8,2 дБ	1,8:1	0,002 мс	38 мс	Piano	-10,8 дБ	1,9:1	108 мс	112 мс
Medium	-3,3 дБ	2,8:1	0,002 мс	38 мс	Synth	-11,9 дБ	1,8:1	0,002 мс	85 мс
Screamer	-1,1 дБ	3,8:1	0,002 мс	38 мс	Orchestral	3,3 дБ	2,5:1	1,8 мс	50 мс
<b>Perc –ударные инструменты</b>					Stereo	–стерео			
Snare / Kick	-2,1 дБ	3,5:1	78 мс	300 мс	Stereo Limiter	5,5 дБ	7,1:1	0,001 мс	98 мс
Overhead	-8,2 дБ	1,3:1	27 мс	128 мс	Contour	-13,4 дБ	1,2:1	0,002 мс	182 мс
<b>Fretted –смычковые инструменты</b>					Effects	–звуковые эффекты			
Electric Bass	-4,4 дБ	2,6:1	45,7 мс	189 мс	Squeeze	-4,6 дБ	2,4:1	7,2 мс	93 мс
Acoustic Guitar	-6,3 дБ	3,4:1	188 мс	400 мс	Pump	0 дБ	1,9:1	1 мс	0,001 мс
Electric Guitar	0,1 дБ	2,4:1	26 мс	194 мс					

измерения напряжения. Он обычно работает с коэффициентом компрессии больше 10.

Для того чтобы убирать все узкие пики и провалы огибающей звукового сигнала времена установления выбирается близким к нулю (1...10 мкс). Время восстановления, как правило, не превышает 100...130 мс. Лимитер, как и максимайзер, может легко «убить» микродинамику фонограммы. Рекомендуемые параметры динамической обработки для различных музыкальных инструментов, сольного исполнения и лимитера приведены в табл. 2.4.

*Максимайзер* предназначен для поиска максимального пикового уровня во всей фонограмме и нормализации ее уровня до минус 0,1...0,2 дБ. Он включает в себя лимитер и автоматический регулятор усиления. Его применяют на заключительном этапе мастеринга. Естественным ограничением применения максимайзеров является

необходимость отсутствия в фонограмме пиков с длительностью, превышающей время восстановления лимитера (по умолчанию, оно, как правило, равно 1 мс). Если же длительность пика больше, то в момент срабатывания лимитера возникают гармонические и, что еще неприятнее, интермодуляционные искажения очень высокого уровня и широкого спектра, принося в жертву громкости звучания акустическую прозрачность фонограммы.

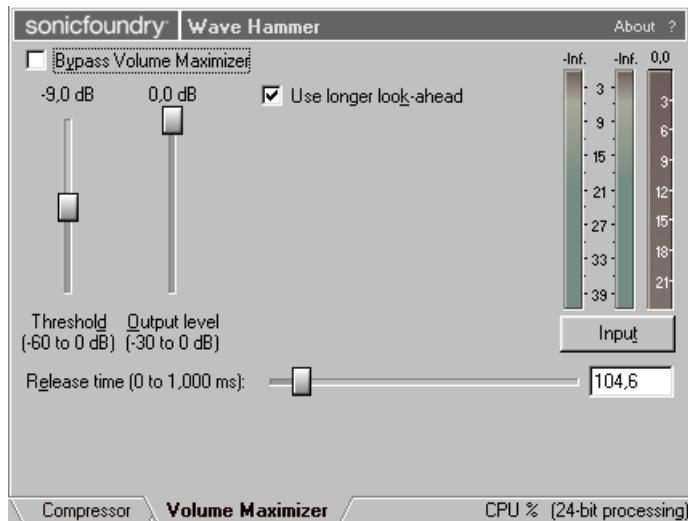


Рис.2.27. Диалоговое окно параметрического максимайзера Wave Hammer редактора Sound Forge

**Компрессор** предназначен для сокращения динамического диапазона без заметных на слух искажений как в части динамики фонограммы, так и нелинейных искажений. В компрессоре, как правило, измеряется среднеквадратическое значение напряжения, так как громкость сильнее связана с мощностью сигнала, а не пиковым значением. Такие измерения связаны с затратой времени, поэтому реакция на изменения уровня сигнала не

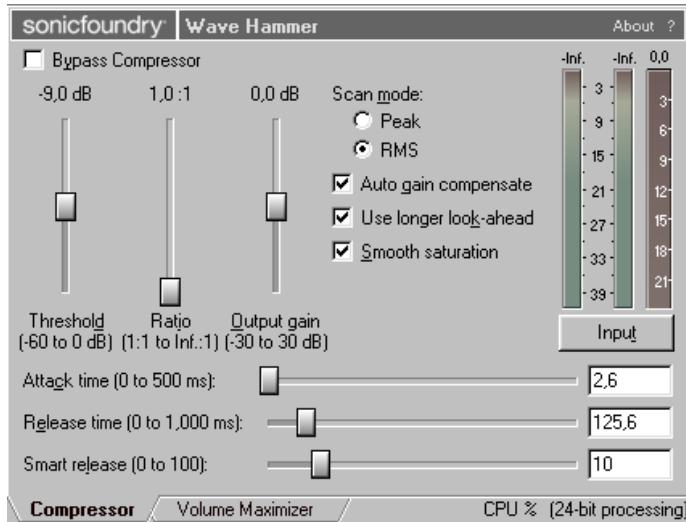


Рис.2.28. Диалоговое окно параметрического компрессора Wave Hammer редактора Sound Forge

может быть меньше времени интегрирования. Обычно коэффициент компрессии 2...5, время установления выбирается в пределах 2...10 мс, а время восстановления - от 100 до 1000 мс. Для уменьшения заметности момента включения многие компрессоры имеют так называемый "мягкий порог" (Soft Threshold), обеспечивающий плавное вхождение в режим компрессии.

Чем ниже устанавливается порог ограничения, тем сильнее сужается динамический диапазон и тем выше может быть уровень записи. Это значит, что более низкие значения порога приводят к более громкому звучанию фонограммы. При существенном понижении порога ограничения поднимается и уровень шума и, следовательно, уменьшается SNR.

Важно, что при этом снижается динамика фонограммы, и в результате пропадают акценты исполнения. Вряд ли приятно слушать музыку или песню, в которой все звуки имеют одинаковую громкость.

При компрессии звуковых сигналов обычно преобладают *интермодуляционные искажения*, их величина может достигать 9...12%. Гармонические нелинейные искажения существенно меньше и, как правило, их величина не превышает 0,1... 2,5%. С

понижением порога ограничения интермодуляционные нелинейные искажения растут по обратно-экспоненциальному закону. При пороге -2 dB величина искажений удваивается, а начиная с уровня -4 dB, перестает увеличиваться (рис.2.29). В большинстве компрессоров искажения становятся заметными на слух при пороге ограничения ниже -3dB. Требуемое время установления и восстановления зависит от характера музыкального материала, поэтому их можно и нужно изменять.

Рис.2.29. Зависимость коэффициентов нелинейности от степени компрессирования

больше возникает интермодуляционных искажений. Эти искажения особенно заметны, когда в сигнале присутствуют басовые тона большой амплитуды с периодом, большим или равным времени восстановления.

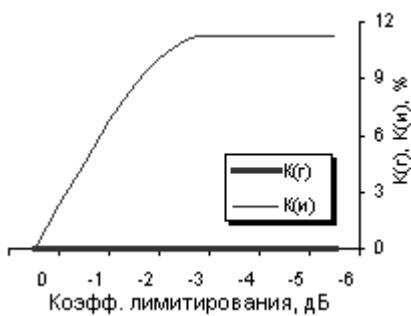
*Чем большие времена установления/восстановления*, тем меньше искажения, например, хрип на басовых нотах. Эти искажения уменьшаются, когда на вход поступает периодический сигнал, с постоянными, периодически следующими превышениями порога. При большом времени установления компрессор будет пропускать короткие пики напряжения, превышающие порог, т.к. не будет успевать на них реагировать.

В некоторых моделях компрессоров его временные параметры *автоматически изменяются* в зависимости от частоты и уровня входного сигнала. В результате вмешательство компрессора в обрабатываемый сигнал становится мало заметным. Динамика исходного музыкального сигнала почти не меняется, звучание становится более ровным и мощным без «шероховатостей».

Компрессоры часто используются для *психоакустической обработки* звуковых сигналов. Если на вход цепи управления подать сигнал, пропущенный через эквалайзер с частотной характеристикой, обратной кривым равной громкости, то амплитуда управляющего сигнала будет более правильно отражать реальную громкость основного сигнала. И устройство динамической обработки будет при обработке основного сигнала руководствоваться реальной громкостью исходного сигнала, а не его амплитудой. С помощью такого приема можно более правдоподобно регулировать громкость.

Почти все компрессоры имеют свое *собственное звучание* (теплое, прозрачное, глухое, энергичное и т.д.). Например, первые компрессоры, построенные на лампах, являются предметом поиска из-за своего мягкого звучания. Компрессоры типа "threshold" отличаются по звуку от компрессоров типа "soft knee" или "over-easy". Скажем, обычный компрессор используется для придания энергии звучанию отдельных инструментов; ламповый - для того, чтобы сделать вокал более теплым; модель "soft knee" используется для общего уплотнения звука, так как не изменяет тональные характеристики (или это не так заметно, как у других компрессоров). Многополосный компрессор надо применять в тех случаях, когда идет сведение или монтаж.

*Леверел* - это компрессор с установленным *порогом, равным минус бесконечности* в логарифмической шкале передаточной функции (0 – в линейной шкале) (рис.2.30). В таком компрессоре измерение уровня напряжения производится с помощью детектора среднеквадратических значений, у которого постоянная времени достигает 10 с.



Передаточные характеристики леверела не имеют изломов, они линейны, у них разный наклон и все они пересекаются в начале координат. С увеличением степени компрессии только уменьшается угол наклона передаточной функции. *Фактически это регулятор уровня* - усилитель с изменяемым пользователем коэффициентом усиления.

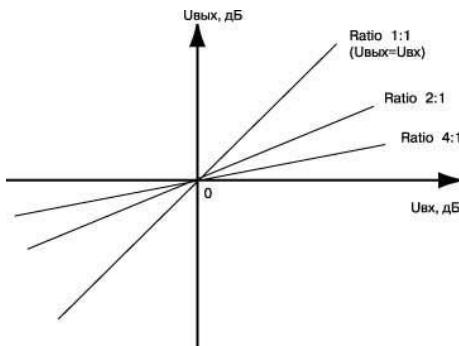


Рис.2.30. Передаточные функции леверела

*Де-эссер* предназначен для динамической обработки женских и мужских речевых сигналов в выбранной узкой полосе диапазона от 800 Гц до 8 кГц, не затрагивая всех остальных частот. С его помощью производится коррекция речевого сигнала в случаях, когда шипящие и свистящие звуки ("С", "Ч", "Ш" и т.п.) особенно подчеркнуты – *убираются «цыканье» и «шепелявость речи*. Де-эссер используют также для "сглаживания" стереофонических фонограмм, для снижения шума струн акустических гитар и шума дыхания при игре на флейте и даже для повышения качества звучания тарелок и барабанов.

Де-эссер является полосовым компрессором с *плавающим порогом*, у которого в цепи управления включен *эквалайзер* с управляемым по частоте и уровню заграждающим фильтром. Порог определяется разностью уровней обрабатываемой части спектра, с одной стороны, и всего остального – с другой стороны. Такое построение обеспечивает нормальное функционирование, независимо от абсолютных уровней входных сигналов. Де-эссер постоянно анализирует спектр входного сигнала, и, если "видит", что уровень сигнала в установленной полосе превышает допустимое соотношение его и "всего остального", то он уменьшает уровень сигналов в этой полосе до допустимой (установленной пользователем) величины. Эквалайзер позволяет производить регулировку уровня в пределах  $\pm 18$  дБ.

*Де-поппер* отличается от де-эссера только тем, что он работает в низкочастотной области спектра, убирая "пыханье" и бубнение. В остальном они принципиальных отличий не имеют.

*Экспандер*, используемый в аудиотехнике, предназначен для расширения динамического диапазона путем уменьшения усиления сигналов ниже установленного порога без заметного на слух снижения громкости и возникновения нелинейных искажений. При его работе повышается отношение сигнал/шум и улучшается динамика фонограммы. Используется в системах шумоподавления.

Диапазон изменения степени компрессии от 1 : 1 до 1 : 8, время установления выбирается в пределах 2 ... 50 мс, а время восстановления – от 250 мс до 5 с. Для уменьшения заметности момента включения многие экспандеры имеют так называемый "мягкий порог".

*Гейт* иногда используется для подавления шума в паузах, но наиболее часто применяется при записи барабанной музыки, чтобы отделить звуки одних барабанов от других. Если сигнал, поступающий на вход гейта, имеет долго затухающую волнобразную форму, то постоянное перемена уровня сигнала звучит как "дребезг". В этом случае применяется *гистерезистный шумоподавитель*. Диапазон изменения порогового уровня у гейтов от "off" до +10...20 дБ. Время установления выбирается в пределах 0.01...100 мс, а время восстановления – 0.02...2 с.

Многие гейты имеют функцию "*ducking*", при использовании которой во время отсутствия сигнала на управляющем входе гейта он открыт, а появление сигнала выше установленного порога приводит к его закрыванию. Таким образом, создается обратный динамический эффект, при котором самые громкие звуки ослабляются до уровня тихих. Это часто используется на радиостанциях. Музыка идет через компрессор гейта, а речь ди-джея – через управляющую цепь. Когда ди-джей начинает болтать, громкость музыки

автоматически уменьшается. Данный эффект можно с успехом применять и в записи: например уменьшать громкость клавишных партий во время пения.

## Глава 3. Спектральная обработка звуковых сигналов

### 3.1. Физические аспекты спектральной обработки звуковых сигналов

*Спектральные процессоры звуковых сигналов* предназначены для изменения тембра звука музыкальных инструментов и вокальных исполнителей путем *преднамеренного изменения его спектрального состава* в соответствии с художественным замыслом звукорежиссера. При спектральном преобразовании искажения могут создаваться в виде гармоник и субгармоник, которые отсутствовали в исходном звуковом материале. Искажения могут вноситься в звуковых полосах и для отдельных музыкальных инструментов или солистов. Они могут создаваться и во всем звуковом диапазоне. При этом может меняться частотный и амплитудный состав обертонов музыкальных звуков.

В отличие от частотной коррекции тембра с помощью эквалайзеров при спектральной обработке звуковых сигналов *создаются обертона (гармоники), которых не было*. Таким образом, спектральное преобразование - это принципиально *нелинейный процесс*. Такие преобразования осуществляются для создания художественных эффектов звучания, а также при реставрации старых записей, в которых безвозвратно утеряны высшие гармоники. Нередко приходится использовать спектральную коррекцию для восстановления динамики музыки в области высоких частот, нарушенной при компрессировании.

Применение спектральной обработки в отношении музыкального инструмента по своей природе не имеющего обертонов, может вызвать весьма неожиданный и чаще всего неприятный эффект. Поэтому такие процессоры имеют достаточно узкую сферу применения. Это связано с тем, что звук обогащается не только обертонами, но и достаточным количеством интермодуляционных составляющих, которые не входят в гармонический ряд звука и часто воспринимаются исключительно как искажения. Нередко возникает ощущение «грязи» на средних частотах, а также нарушается баланс

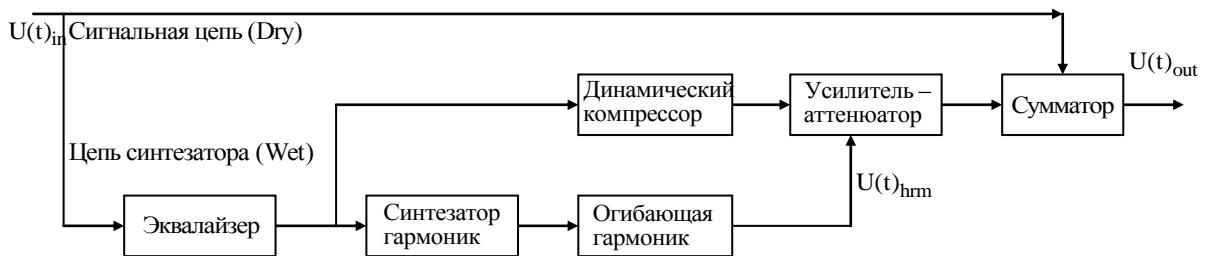


Рис.3.1. Алгоритм спектральной обработки звука

между основным тоном и гармониками.

К спектральным процессорам звука относятся *экрайтеры, энхансеры, виталайзеры, спектралайзеры и многие другие*. Их названия большей частью являются брендом фирмы-изготовителя. К спектральным процессорам следует также отнести заполонившие в последние годы музыкальный рынок различного рода имитаторы звука магнитной фонограммы и имитаторы звука лампового усилителя.

При выполнении спектральных преобразований широко используется частотно-фазовая коррекция, эквалайзеры и динамические компрессоры. За всем этим трудно уловить роль, которую играют нелинейные преобразования в формировании звуковых эффектов. Многие фирмы предпринимают попытки реализовать алгоритмы искажений методами цифровой обработки сигналов и объединить все искажающие элементы в

единое (однокорпусное) устройство, например, гитарный процессор, добавляя в него также эффекты реверберации, хоруса, гармонайзера и компрессора, в той или иной мере изменяющие (искажающие) параметры входного сигнала.

В упрощенном виде все спектральные процессоры работают по примерно одному общему алгоритму, который поясняется [рис.3.1](#). В этой схеме входной сигнал передается без искажений через сумматор на выход. В цепи синтезатора эквалайзером выделяется частотный диапазон в области верхних частот, в которой будут размещаться новые гармоники. Подъем АЧХ производится примерно на 6 дБ, нижняя граница полосы пропускания переменная от 700 Гц до 8 кГц. Верхняя граница этого фильтра ограничивается частотой 16 ... 18 кГц с крутым спадом до 22 кГц –42 дБ. Крутизна спада устанавливается выбором добротности фильтров эквалайзера.

Синтезатор управляет входным звуковым сигналом с тем, чтобы гармоники были ему синхронны. В большинстве процессоров он позволяет задавать четные и нечетные гармоники от 0 до 100% и их число. Процессоры различных фирм существенно отличаются алгоритмами, используемыми для синтеза гармоник. Далее задается закон затухания гармоник, в соответствии с которым формируется их огибающая. Динамический компрессор обеспечивает динамику гармоник, такую же как у входного сигнала синтезатора. На выходе прибора происходит суммирование сигналов двух цепей. С помощью аттенюатора устанавливается уровень гармоник в выходном сигнале сумматора.

Создание искажений в синтезаторах производится на основе типовых нелинейных передаточных функций, хранящихся в виде таблиц в памяти. Разработана теория и алгоритмы создания любых спектров. Большой частью в качестве нелинейной передаточной функции используются полиномы Чебышева. В случае, если входной и выходной сигналы нелинейного элемента записываются в виде функций дискретного времени

$$x(n) = A \cdot \cos(\omega_o \cdot n), \quad y(n) = F[x(n)],$$

полином Чебышева  $n$  – порядка в рекурсивной форме имеет вид

$$\begin{aligned} T_0(x) &= 1, \\ T_1(x) &= x, \end{aligned} \tag{3.1}$$

$$T_n(x) = 2 \cdot x \cdot T_{n-1}(x) - T_{n-2}(x),$$

где  $n$  – текущий номер выборки цифрового сигнала,  $\omega_o$  – круговая частота основного тона,  $A$  – амплитуда. Для этого полинома справедливо равенство  $T_n(\cos \theta) = \cos(n \cdot \theta)$ .

Если нелинейная передаточная функция определяется полиномом Чебышева  $m$  – порядка, а на сигналы на выходе определяются равенствами

$$x(n) = A \cdot \cos(\omega_o \cdot n), \quad y(n) = \cos(m \omega_o n),$$

то чтобы создать спектр гармоник вида

$$y(n) = \sum_k h_k \cos(k \omega_o n), \tag{3.2}$$

достаточно использовать линейную композицию Чебышевских функций

$$F(x) = \sum_k h_k T_k(x), \tag{3.3}$$

которая представляет собой функцию искажений.

В последние годы получили широкое распространение двух полосные экскайтеры и энхансеры, в которых дополнительно в области частот 20... 120 Гц формируются субгармоники, которые на октаву ниже основного тона.

*Двухполосный эксайтер* – это фактически два прибора в одном корпусе или в рамках одной программы. Один работает в области ВЧ, другой – в области НЧ. Субгармоники

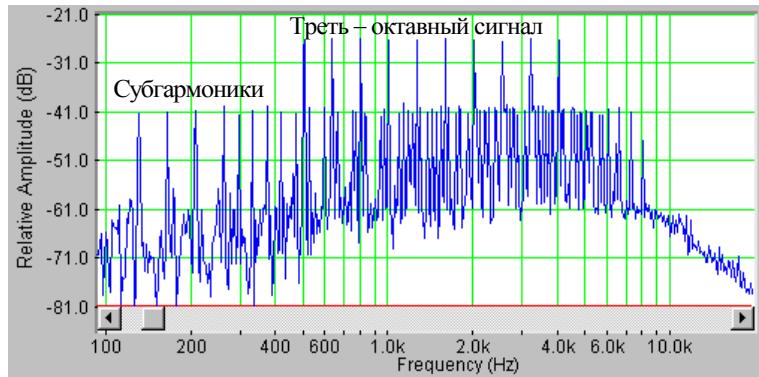


Рис.3.2. Формирование субгармоник из 10-частотного сигнала из 1/3 октавного ряда

создаются за счет использования интермодуляционных искажений. Они возникают за счет нелинейности передаточной функции, только когда на входе действует сложный звуковой сигнал, например, в виде ряда составляющих треть-октавного ряда.

В качестве примера, на [рис. 3.2.](#) приведен спектр сложного сигнала, состоящего из частот 500, 630, 794, 1000, 1260, 1587, 2000, 2520, 3175 и 4000 Гц. Из-за

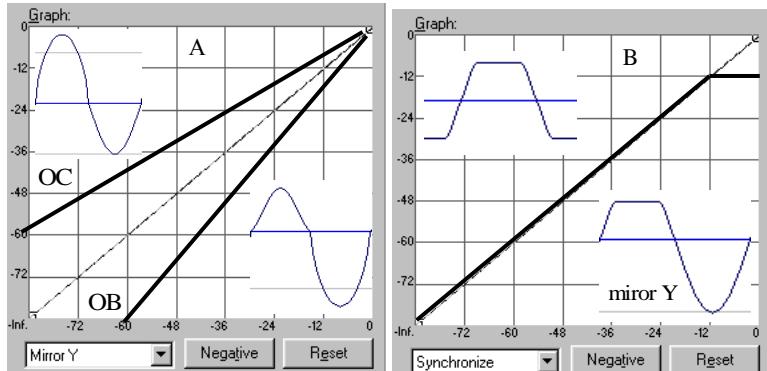


Рис.3.3. Создание искажений в синусоидальном сигнале путем изменения формы передаточной функции. Интермодуляционные искажения в спектре на октаву ниже возникают субгармоник, также в виде треть-октавного ряда. Их частоты равны : 250, 198,4 , 157,5 Гц и 125 Гц. Вместе с субгармониками, естественно возникают продукты интермодуляции около всех составляющих звукового сигнала, но они часто пропадают в одну критическую полосу с сигналом и заметно им маскируются.

Наиболее просто гармонические искажения создаются с помощью плагина Distortion из звукового редактора Sound Forge, в котором можно графическим способом синтезировать самые разные нелинейные передаточные функции. В зависимости от вида функции могут возникать только нечетные или четные гармоники, или те и другие вместе.

В простейшем варианте ([рис.3.3.А](#)), при передаточной функции OC в режиме *mirror Y* усиливаются только положительные полуволны синусоидального сигнала, а при передаточной функции OB, наоборот, усиливаются только отрицательные полуволны. Этим создаются преимущественно четные гармоники.

Если передаточная функция имеет отсечку ([рис.3.3.В](#)), то в режиме *synchronize* в сигнале создается симметричная отсечка (сверху и снизу) и в спектре возникают только нечетные гармоники. В режиме *mirror Y* отсечка создается только сверху и в спектре возникают четные и нечетные гармоники. Имеется фактически бесконечное множество вариантов искажения передаточной функции путем изменения угла наклона, введения резких и плавных изгибов с симметрией и без симметрии по отношению к осям Y и X.

### 3.2. Слуховое восприятие нелинейных искажений

Восприятие тембра звучания в значительной мере связано с нелинейностью слуха человека, в частности с нелинейностью передаточной барабанной перепонки и среднего уха. Из-за этой нелинейности возникают *как гармонические, так и интермодуляционные искажения*, которые называются *субъективными*, так как они слышны, но их нет в исходном звуке.

Изучен этот эффект явно недостаточно, но известно, что *гармонические искажения* при тоне звука 1 кГц заметны уже при давлении 20 дБ SPL, что соответствует уровню шепота. При этом обнаруживается до 5 гармоник, но величина их мала. Увеличение интенсивности искажений с ростом звукового давления подчиняется логарифмическому

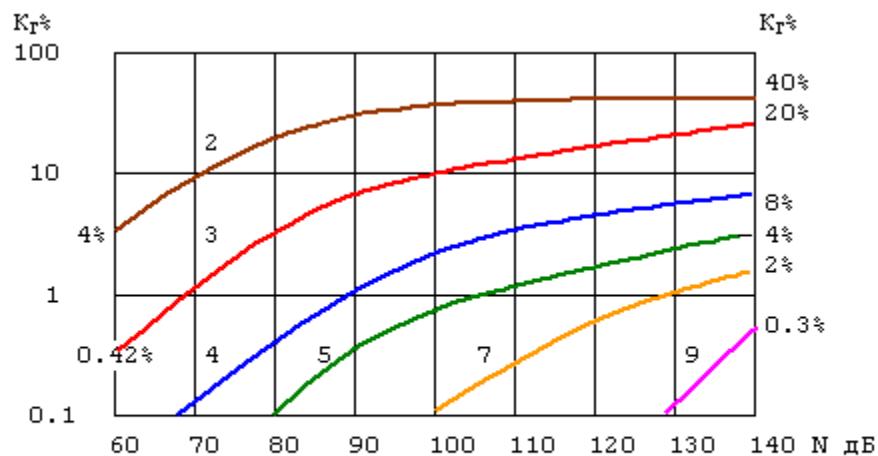


Рис.3.4. Зависимость субъективных гармоник от уровня звукового давления

закону, и они начинают резко возрастать при звуковом давлении выше 60 дБ SPL (рис.3.4.). При давления до 100 дБ SPL (максимальный уровень громкости звучания оркестра) вторая гармоника достигает 40%, а третья – 10%. Это существенно больше возможных искажений акустической системы и выходного лампового усилителя. По логике, гармонические искажения электрического тракта должны маскироваться субъективными гармониками. Тем не менее, этого не происходит, так как уверенно замечаем их на слух. Возможно, это связано с разной зависимостью уровня гармоник от уровня звукового давления. Еще одно важное обстоятельство - в диапазоне частот 16...100 Гц отдельные субъективные гармоники могут значительно превышать интенсивность основного тона.

При высокой громкости звука *субъективные гармоники 2, 3, 4 и 5 порядков не искажают звук, они только меняют тембр звучания*, и никогда нас не раздражают. Благодаря им, звучание часто становится мягче, иногда ярче, но всегда приятнее. С понижением звукового давления субъективные гармоники уменьшаются, музыка становится тусклой, неинтересной – так она и звучит, когда нет субъективных искажений. Именно поэтому нормальные люди, особенно молодежь, предпочитают громкую музыку. Старшему поколению восприятию тихой музыки помогает музыкальная память.

*Возможно*, нелинейные искажения, присущие аналоговой технике, в какой то мере гармонируют с субъективными искажениями и делают более естественным звучание на более низких уровнях, когда субъективные гармоники затухают. В цифровом звуке полностью отсутствуют все виды нелинейных искажений, и поэтому он на слух воспринимается иначе, чем аналоговый. Он не хуже, просто не совсем естественен, так как не соответствует природе слуха человека с принципиально присущей ей нелинейностью, поэтому он не гармонирует с ней.

Из психоакустики известно, что обертона звуковых колебаний создают *консонансное звучание* (приятное-музыкальное), когда они попадают в *разные критические полосы слуха*. Если же они попадают в одну критическую полосу, то может возникнуть *диссонансное звучание*, неприятное на слух, оно воспринимается как очень резкая шероховатость звука или как *бичения*. Такое происходит только с гармониками высокого порядка, так как с повышением частоты ширина критических полос сильно возрастает (табл.3.1), и тогда в *одну критическую полосу* могут попасть несколько гармоник. Звучание особо неприятно,

Табл.3.1. Нижние границы критических полос и номера полос в барках

Барк	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
$F_{\text{нижн}}$ , Гц	20	100	200	300	400	510	630	770	920	1080	1270	1480	1720
Барк	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	
$F_{\text{нижн}}$ , Гц	2000	2320	2700	3150	3700	4400	5300	6400	7700	9500	12000	15500	20000

когда интервал между гармониками *меньше четверти ширины критической полосы*. Так, например, 19 и 20 гармоники звука с основной частотой 750 Гц, попадающие в критическую полосу от 12 до 15,5 кГц (24 барка) шириной 3500 Гц создают резко диссонансное звучание, так как частотный интервал между ними всего 750 Гц.

Природа человека об этих проблемах знала, поэтому порядок субъективных гармоник не выше 9 даже при звуковом давлении до 140 дБ SPL. Примером наиболее яркого диссонансного звучания гармоник является *транзисторный звук*. Он обусловлен тем, что гармоники его сигнала, ниже уровня минус 60 дБ, затухают крайне медленно.

Человек обычно встречается со *сложными звуками*, состоящими из нескольких периодических колебаний разных частот с дискретным спектром. В этом случае *интермодуляционные искажения* проявляются в том, что он *слышит разностную частоту* этих колебаний. Например, при одновременном звучании двух тонов 1000 и 1100 Гц с уровнем 60 дБ SPL четко ощущается субъективный разностный тон 100 Гц с уровнем громкости 40 фон. При уровне этих тонов 80 дБ SPL, уровень громкости разностного тона достигает 80 фон! Если с помощью телефонов в одно ухо подать звук с частотой 800 Гц, а в

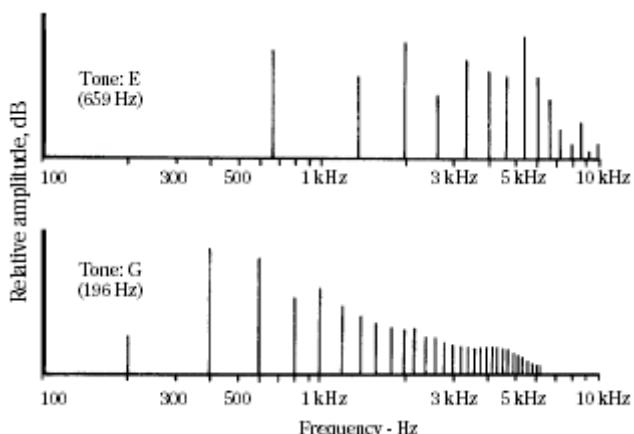


Рис. 3.5. Спектры звуков флейты

другое – с частотой 600 Гц, будет отчетливо слышен субъективный звук с частотой 200 Гц.

*Субъективные интермодуляционные искажения* формируются как разность частот гармоник, так, например 2, 3, 4 ... гармоники создают интермодуляционный продукт с частотой 1 кГц. Чем больше этих гармоник, тем выше громкость разностного тона. Разность частот 2, 4, 6... гармоник создает интермодуляционный продукт с частотой 2 кГц и так далее. Предполагается, что только благодаря интермодуляционным искажениям слухового аппарата мы слышим звуки ниже 100...200 Гц. Именно поэтому при ограничении частотного диапазона ниже 1000 Гц при высокой громкости звучания восприятие низких частот существенно не ухудшается. Однако, если субъективные интермодуляционные искажения создаются *некратными частотами*, возникает диссонансное звучание с ощущением очень неприятных на слух искажений. Возможно, поэтому число обертонов скрипки Страдивари не превышает 11, тогда как у скрипок советского производства их больше 25.

Крайне важно, что субъективные гармоники низкого порядка (2...5) *увеличивают общую громкость звучания*, так как они никогда не попадают в одну критическую полосу,

и, следовательно, их громкости суммируются. Благодаря интермодуляционным искажениям аналогичный эффект достигается в нижней части спектра субъективных гармоник, при котором увеличивается интенсивность 1, 2, 3.... гармоник. На этом основании можно предположить, что субъективные гармонические и интермодуляционные искажения являются основной причиной сильной *трансформации кривых равной громкости при изменении уровня громкости*. Гармоники увеличивают подъем в области высоких частот, а интермодуляционные искажения – в области низких.

Все эти особенности слуха человека в настоящее время используются в двухполосных эксайтерах и энхансерах, в которых звучание обогащается за счет гармонических и интермодуляционных искажений.

В технике *«искажения»* носит сугубо отрицательный характер, чем больше искажений – тем хуже. На самом деле, как видите, все не так просто и очень часто даже большие искажения обогащают звучание музыки, делают ее приятнее для восприятия. Все это необходимо иметь в виду при использовании спектральной обработки звуковых сигналов.

Современные звуковые процессоры очень сложные приборы, без знаний в области психоакустики трудно понять, как они работают, чем отличается одна модель от другой и как ими правильно пользоваться. В настоящее время разработаны и широко применяются на практике такие звуковые процессоры как эксайтеры, энхансеры, витализеры, спектралайзеры, которые обогащают звучание путем преднамеренного создания достаточно

*больших нелинейных и частотных искажений* музыкальных сигналов в различных диапазонах частот.

В этой области техники нет никаких стандартов, под одним названием могут скрываться самые различные алгоритмы обработки звука. Звуковые процессоры реализуются как в виде отдельных приборов, так и в виде программных продуктов. Большей частью

они выполняют множество функций, поэтому приведенное выше деление на группы, является очень условным.

Особое место занимают процессоры, которые в цифровом тракте *имитируют аналоговый звук*. Это связано с тем, что в цифровых трактах нелинейных искажений практически нет, а достаточно широкому кругу пользователей кажется, что *цифровой звук хуже аналогового* и, возможно, именно из-за отсутствия нелинейных искажений. Эти соображения и явились коммерческим основанием для разработки и массового производства специальных процессоров, которые генерируют эти искажения.

Считается, что приятное звучание некоторых ламповых усилителей мощности связано с наличием в его выходном сигнале *второй гармоники* достаточно высокого уровня. В тоже время предполагается, что мягкий, приятный звук с магнитных фонограмм создается *нечетными гармониками* сигнала. Очевидно, что это входит в противоречие с широко распространенным мнением, возможно заблуждением, что четные гармоники создают мягкое, приятное звучание, а нечетные звучат резко и неприятно.

На самом деле и те, и другие гармоники могут звучать приятно и неприятно. Важно число гармоник, их амплитудный состав, фазы и скорость их затухания. В большинстве электрических трактов с простейшей нелинейностью все гармоники совпадают по *фазе с основным сигналом*, и *фаза эта постоянна*. В этом случае нечетные гармоники существенно *уменьшают время атаки* звуковых импульсов, и поэтому звучание

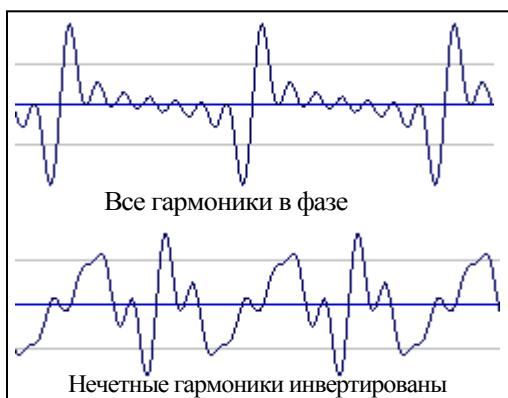


Рис.3.6. Сигналограммы сигналов из 7 гармоник равного уровня

становится более резким. Вторые гармоники существенно меньше уменьшают время атаки, и поэтому звучание кажется более мягким.

С помощью *частотно-фазовой коррекции гармоник* можно существенно менять микродинамику звукового сигнала. В качестве классического примера на [рис.3.6.](#) приведена форма сигнала, синтезированного из 7 гармоник равного уровня с нулевой фазой. С увеличением числа гармоник этот сигнал будет трансформироваться в последовательность очень узких импульсов с громадным пик-фактором. Для сравнения на этом же рисунке приведен сигнал, в котором нечетные гармоники сдвинуты по фазе на  $180^{\circ}$  (инвертированы). Такая частотно-фазовая коррекция привела к увеличению среднеквадратического значения напряжения и уменьшению пик-фактора сигнала. Возможно бесконечное число вариантов такой коррекции.

На слух приведенные на [рис. 3.6.](#) сигналы не различить, так как фазовые сдвиги в

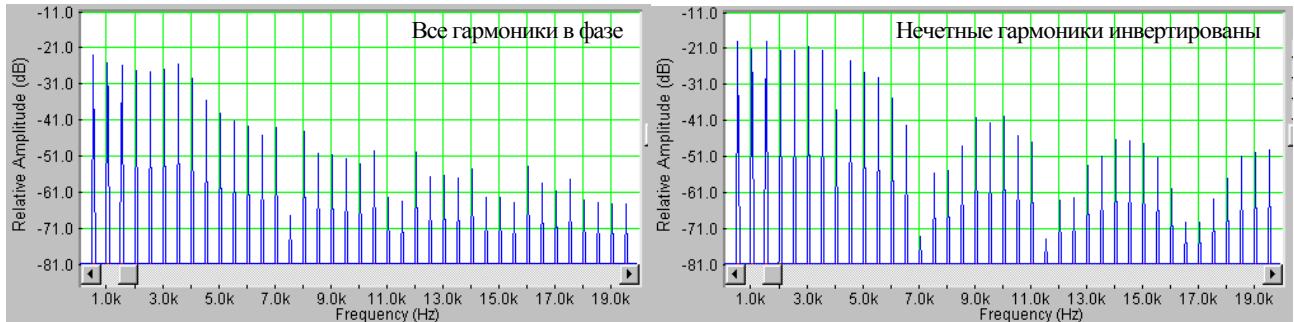


Рис.3.7. Спектр суммы 7 гармоник одинаковой амплитуды (1...7) на выходе нелинейного элемента

этом случае не имеют значения. Если же такие сигналы проходят через нелинейный элемент, то возникают гармоники гармоник, спектр расширяется до 20 кГц, и фазовые сдвиги начинают играть существенную роль в слуховом восприятии звука. На [рис.3.7.](#) приведены спектры этих сигналов в случае односторонней отсечки, порождающей четные гармоники. Как видно, в случае инверсии нечетных гармоник исходного сигнала его интенсивность из-за продуктов интермодуляции заметно возрастает, громкость увеличивается, а затухание вторичных гармоник происходит более медленно, чем в случае, когда все исходные гармоники в фазе.

### 3.3. Цифровые имитаторы звука магнитной фонограммы (сатураторы)

При использовании высокочастотного подмагничивания передаточная функция магнитных лент, определяющая зависимость между напряженностью магнитного поля  $H$  и остаточной намагниченностью  $M_r$ , из-за *эффекта насыщения* магнитных лент совершенно симметрична относительно оси напряженности магнитного поля ([рис.3.8](#)).

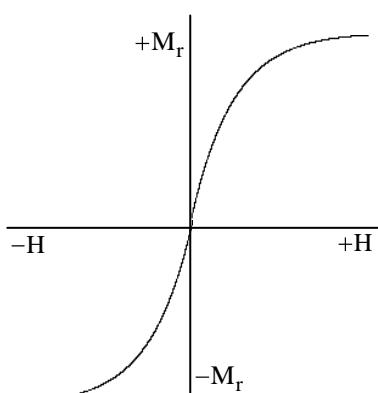


Рис.3.8. Передаточная функция магнитной ленты

Другой ее важной особенностью является то, что как при положительной, так и отрицательной намагниченности с приближением напряженности магнитного поля к значению, близкому к насыщению, крутизна намагничивания уменьшается очень плавно. Благодаря этому при записи с высоким уровнем уже компрессированного звукового сигнала происходит дополнительная компрессия за счет эффекта насыщения, благодаря которой *пик-фактор фонограммы уменьшается*. В результате фонограмма, записанная на аналоговой магнитной ленте, имеет значительно *более высокий уровень громкости*, чем аналогичная фонограмма на цифровой ленте.

При магнитной записи из-за существенной нелинейности передаточной функции при больших уровнях записи возникают достаточно

**сильные нелинейные искажения** (до 3%), которые придают звуку очень *приятную тембральную окраску*, и это очень нравится звукорежиссерам. Именно поэтому до настоящего времени в студийной звукозаписи еще широко используются аналоговые многоканальные студийные магнитофоны. В большинстве случаев компакт диски изготавливались также с аналоговых магнитных мастер-лент

При симметричной относительно оси времени передаточной функции из-за ее нелинейности возникают *только нечетные гармоники*, причем они очень быстро затухают. В случае жесткого клипирования (рис.3.9) сигнал с магнитной фонограммы синусоидального колебания описывается равенством

$$U(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_{\max}}{\alpha} \cdot (\sin \alpha \cdot \sin \omega t + \frac{1}{3^2} \cdot \sin 3\alpha \cdot \sin 3\omega t + \frac{1}{5^2} \cdot \sin 5\alpha \cdot \sin 5\omega t + \dots), \quad (3.4)$$

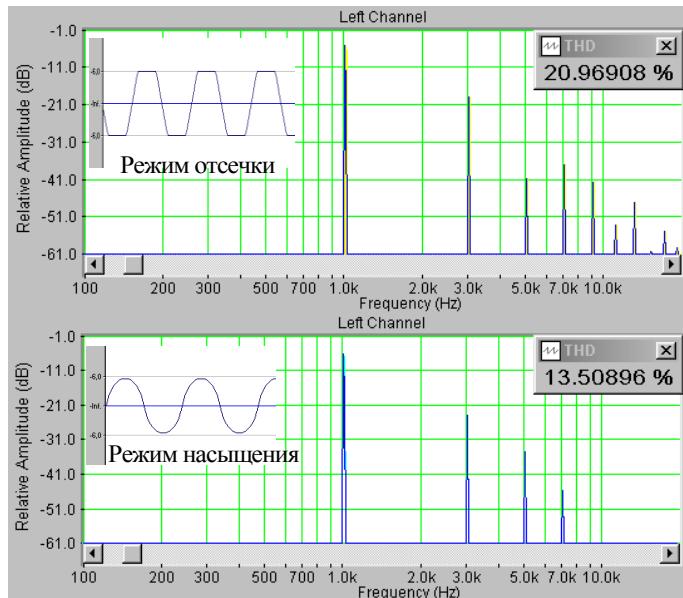


Рис.3.9. Спектры сигналов магнитной фонограммы

гармоник высокого порядка сильно увеличивается. Как видно из рис.3.9., остаются всего 3 гармоники причем уровень 7 гармоники ниже минус 45 дБ, более высокие гармоники вообще отсутствуют.

Цифровые имитаторы насыщения магнитной ленты строятся на основе

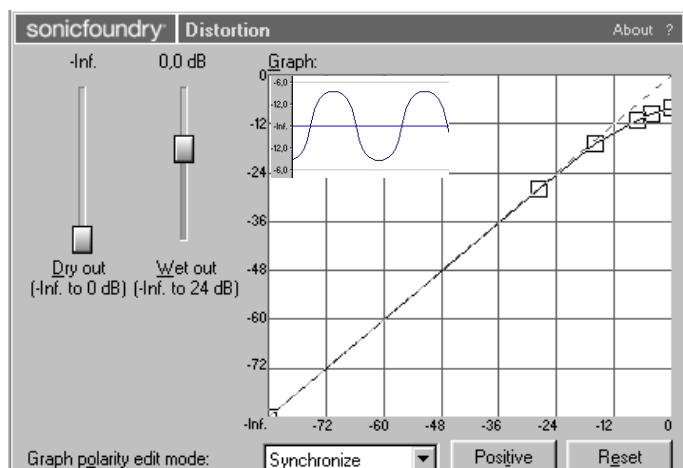


Рис.3.10. Диалоговое окно графического плагина Distortion редактора Sound Forge

математического моделирования ее передаточной функции. Вполне достаточно использовать только 3 и 5 гармоники, по фазе совпадающие с основным сигналом и уровнями, определяемыми формулой (3.4.). Изменяя параметр  $\alpha$ , можно устанавливать

различную степень насыщения. В зависимости от него автоматически меняются уровни гармоник и форма сигнала. Значения всех этих параметров уточняются по характеру звучания – нравится или нет.

*Простейшим имитатором* магнитной ленты может служить графический плагин “Distortion” редактора Sound Forge (рис.3.10). Он позволяет имитировать все основные виды гармонических искажений, возникающие в звуковых трактах, путем задания формы передаточной функции.

При магнитной записи глубина и размеры области намагничивания существенно разные на низких, средних и высоких частотах. Характер и величина гармонических искажений также сильно зависят от частоты звукового сигнала и уровня записи. Важную роль играет эффект саморазмагничивания на высоких частотах. Все это требуется учитывать при имитации эффекта насыщения магнитных лент. При хорошем алгоритме моделирования спектральная обработка звука, построенная на этом принципе, позволяет добиться значения пик-фактора, примерно такого же, как и на фонограмме при осуществлении сведения на магнитную ленту, в среднем равного 14 дБ..

Нелинейные искажения при магнитной записи измеряются при записи тестовых синусоидальных сигналов и тогда они носят гармонический характер (рис.3.11.). При записи музыки насыщение магнитной ленты вызывают только пиковые значения записываемого сигнала, которые относительно редки, но из-за них могут возникать интермодуляционные искажения. Поэтому для оценки нелинейных искажений магнитной записи лучше в качестве тестового использовать сигнал с амплитудно-импульсной модуляцией.

Тогда спектр записываемого сигнала состоит из громадного числа дискретных составляющих в виде боковых полос (рис.3.11.), которые определяют звук пикового значения сигнала, это не искажения. Эти боковые полосы из продуктов модуляции

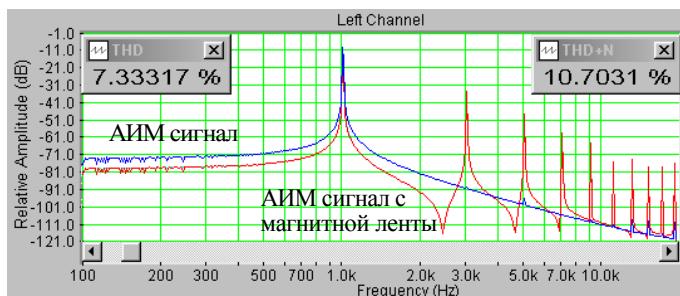


Рис.3.11. Спектры АИМ сигнала

возникают как около частоты звукового сигнала, так и около всех его гармоник. Как видно из рис.3.9., в режиме насыщения магнитной ленты существенно возрастают гармонические искажения в виде нечетных гармоник – кому то это нравится, но такого эффекта при компрессировании не возникает. Возможные интермодуляционные искажения, по-видимому, полностью маскируются продуктами амплитудно-импульсной модуляции.

### 3.4. Имитация звука ламповых усилителей

#### 3.4.1.«Ламповый» звук – история вопроса

В середине прошлого века появились транзисторы, благодаря чему стала возможна та самая научно-техническая революция, в эпоху которой мы с вами живем. Однако, наиболее искушенные ценители высокого качества звука предпочитают аппаратуру, собранную на радиолампах, которые, казалось бы, должны были навсегда остаться в прошлом. А ведь всего лишь лет тридцать тому назад ламповые радиолы выбрасывали на помойку, устанавливая вместо них более совершенную, как тогда считалось, аппаратуру на транзисторах. Неужели это было заблуждением?

В массовом сознании сложился образ некоего маргинального аудиофила, предлагающего слушать музыку исключительно с «винилового» диска через ламповый усилитель. Но на самом деле *возвращение лампы* связано как раз с *появлением компакт-диска*. Первые проигрыватели компакт-дисков поначалу подключали к усилителям, выполненными на транзисторах и микросхемах. При этом у многих пользователей наступило разочарование – звучание CD, может быть, и было *более «правильным»*, чем звучание виниловых дисков, но ему *не хватало теплоты и мягкости*.

Динамический диапазон сигнала с грампластинки сужен при записи до 40 дБ, чтобы поместиться в дорожку пластинки. Транзисторный усилитель хорошоправлялся с таким сигналом. А что получалось на выходе CD-проигрывателя? Динамический диапазон существенно шире с большим пик-фактором. На работу с таким сигналом транзисторные усилители не были рассчитаны. Из-за очень широкого частотного диапазона транзисторный усилитель вносил сильные искажения, из-за плохой фильтрации ВЧ составляющих цифро-аналоговых преобразователей. Кто-то додумался подключить проигрыватель компакт-дисков к ламповому усилителю с его крайне узким частотным диапазоном, и звук *стал более приятным*.

На заре развития транзисторной техники объяснение тому, что ламповые усилители звучат лучше, было простое – полупроводниковые приборы были тогда еще небезупречны. Но шло время, транзисторы совершенствовались, и прежнее объяснение феномена лампового звука вызывало все больше вопросов. В самом деле, коэффициент нелинейных искажений у современных моделей высококачественных транзисторных усилителей составляет 0,01-0,001% ([табл.3.2.](#)). А у лампового усилителя по самому принципу его действия нелинейные искажения составляют более 0,5%.

Табл.3. 2. Характеристики усилителей бытовой радиотехники

Параметры	1930...1940	1950...1960	1990...
Коэффициент гармоник, %	7...10	2...3	0,001...0,01
Диапазон воспроизводимых частот, Гц	100...5000	60...12000	5...20000
Выходная мощность, Вт	1...2	4...6	10...100

Конструкция большинства ламповых усилителей устроена таким образом, что сигнал на акустическую систему подается через выходной трансформатор. Это ухудшает воспроизведение глубоких басов. Ламповому усилителю с трудом дается воспроизведение динамичных моментов в музыкальных произведениях. Тем не менее, звучание ламповой аппаратуры субъективно воспринимается как более приятное по сравнению с транзисторной. Звучание усилителя очень «сочное», хорошо прорабатываются детали звуковой картины.

По мнению многих специалистов парадоксально субъективно оценивать более высоко устройство, у которого технические характеристики хуже. Но существует и четкое научное объяснение этому феномену. Да, современный транзистор вносит меньше искажений в сигнал, чем радиолампа. Но это искажения различного типа, и то, как изменяет сигнал радиолампа, более терпимо воспринимается человеческим слухом.

Радиолампа при усиении *добавляет в сигнал четные гармоники*. Субъективно слух воспринимает *звукание, в котором есть четные гармоники, как более теплое*. В том, что такие гармоники неизбежно добавляются при усиении, естественно в разумных пределах, есть даже польза, потому что звучание становится более приятным для слуха. Кроме того, ламповый усилитель добавляет от себя главным образом гармоники низкого порядка (в основном 2 и 4), которые вызывают у слушателя меньше раздражения, чем гармоники высокого порядка. Для транзистора характерно добавление в сигнал в *основном нечетных гармоник*.

Наш слух воспринимает *звук, обогащенный нечетными гармониками, как более резкий*. К тому же транзисторы дают гармоники высокого порядка (7 и даже выше), которые раздражают слух. Таким образом, приятное звучание лампового усилителя

создается во многом за счет «приправы» в виде дополнительных четных гармоник. Возможно, дополнительные четные гармоники даже частично маскируют нечетные, которые могут возникнуть, например, в результате погрешностей при цифроаналоговом преобразовании сигнала с CD.

Еще одним фактором, определяющим разницу между звучанием ламповой и транзисторной аппаратуры, является ограничение сигнала. Для транзисторного усилителя характерно *жесткое ограничение*. В результате «выбросы» громкости, которых много именно в сигнале с CD, сопровождаются хорошо слышимыми щелчками. В ламповом усилителе *мягкое ограничение*, которое не так заметно.

В то же время такой ламповый усилитель имеет свои недостатки. Современная динамичная музыка будет звучать на нем довольно уныло. КПД полностью лампового усилителя низкий, поэтому, если речь идет о бытовом применении, по выходной мощности этот тип усилителя проигрывает транзисторному. Для усилителя, где лампы стоят на выходе, подходят далеко не все акустические системы. То есть придется искать колонки не по дизайну и подходящим габаритам, а по их возможности работать вместе с ламповым усилителем. Тем не менее, у полностью ламповых усилителей немало поклонников, которые готовы мириться с некоторыми проблемами ради особого звучания.

Самая важная особенность такого усилителя – возможность выбора между двумя режимами работы лампы – *триодным и тетродным*. В этих режимах усилитель звучит по-разному. Какой режим лучше выбрать, зависит от вкусов пользователя и жанра музыкального произведения, которое он слушает.

Возникает вопрос: если особенности «лампового» звука сводятся к добавлению новых компонентов в сигнал, неужели нельзя это как-то имитировать современными средствами? Действительно, это возможно. В некоторых профессиональных транзисторных усилителях для электрогитары имеются специальные цепи, имитирующие искажения, характерные для радиоламп. Для популярной компьютерной программы для воспроизведения музыки WinAmp используются плагины, обогащающие сигнал четными гармониками.

Однако, применение компьютерной обработки сигнала или же специальных цепей на транзисторах дает пока более скромные результаты, чем прохождение сигнала через ламповый усилитель. Дело в том, что после обработки в цифровой форме сигнал поступает на *цифроаналоговый преобразователь*, который *вносит потом свои искажения*. Что касается цепей на транзисторах, то они могут обогащать сигнал четными гармониками, но при этом все равно добавляют еще и нечетные. Тем не менее, радиолампа выполняет перечисленные функции наиболее «естественным» способом, не добавляя в сигнал составляющих, которые раздражали бы наш слух. А *всевозможные имитации работы радиоламп пока что привносят некоторые неприятные искажения*.

### 3.4.2.Физические основы «лампового звука»

Звуковые процессоры, имитирующие звук лампового усилителя, достаточно хорошо представлены на современном рынке. Большинство же любителей звукозаписи про радиолампы забыли совсем, а еще больше, которые с ними никогда не встречались. Для усиления напряжения и мощности использовались разные радиолампы: триоды, пентоды и даже тетроды. У них принципиально разные передаточные функции, различны и искажения, которые они вносят. Естественно возникает вопрос - звук какой радиолампы имитируют звуковые процессоры.

У триода передаточная функция по постоянному току имеет принципиально несимметричный характер, и она достаточно точно описывается равенством

$$U_{out} = K \cdot U_{in}^2,$$

где  $K$  - коэффициент усиления, определяемый углом наклона передаточной функции в рабочей точке (рис.3.12). Это значит, что его передаточная функция *является идеальным*

**квадратором.** Для усиления переменного напряжения рабочая точка по постоянному току выбирается посередине диапазона регулирования с помощью напряжения смещения, подаваемого на управляющую сетку. Пока выходной сигнал находится в пределах примерно линейного участка передаточной функции, искажения невелики.

При полной выходной мощности они могут достигать 20...30%. Сигнал становится

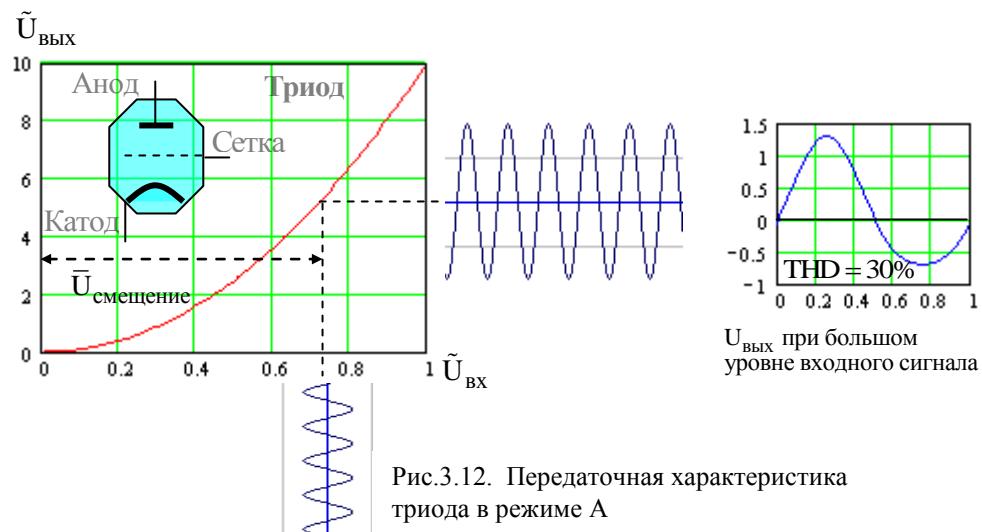


Рис.3.12. Передаточная характеристика триода в режиме А

несимметричным относительно оси времени, и в спектре всегда присутствуют только 1 и 2 гармоники. Постоянная составляющая выходного сигнала не пропускается выходным трансформатором или фильтром высоких частот (обычный конденсатор). Такие искажения на слух не замечаются по описанным ранее причинам.

Применялись триоды, главным образом, в предварительных усилителях, особенно в качестве фазоинверторов балансных усилителей мощности. При этом они использовались только в режиме А и усиление осуществлялось только в пределах квазилинейного участка передаточной характеристики с нелинейными искажениями не больше 0,5%.

**Усилители мощности на триодах** выполнялись **по балансной схеме** (рис.3.13.), в которой сигналы на управляющие сетки двух триодов подаются со сдвигом по фазе на  $180^\circ$ . Для увеличения КПД рабочие точки обеих ламп выбирались в нижней части передаточной характеристики, что приводило к уплощению одной из полуволн

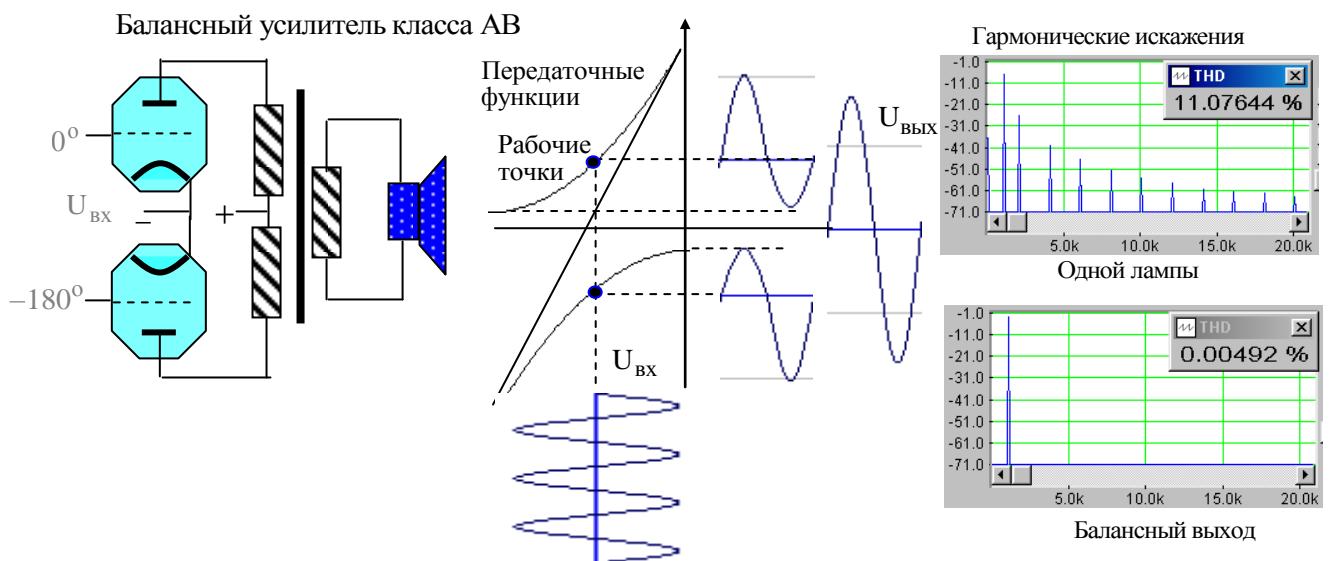


Рис.3.13. Возникновение и компенсация нелинейных искажений в балансных ламповых усилителях

выходного сигнала и возникновению больших нелинейных искажений, до 30%. Благодаря противофазной работе триодов в трансформаторе первые гармоники суммировались, а

четные гармоники вычитались. В результате коэффициент гармоник был очень близок к нулю.

У пентода пять управляющих электродов. Его передаточная функция по постоянному току имеет симметричный характер, и очень сильно по форме напоминает передаточную функцию магнитной ленты (рис.3.8.). В зонах насыщения сверху и снизу передаточная функция описывается экспоненциальным законом. Форма этой характеристики предопределяет характер гармонических искажений – в спектре присутствуют *только нечетные гармоники*. Если правильно выбрана рабочая точка, пока сигнал мал, малы и нелинейные искажения, они максимальны при отдаче полной мощности радиолампы.

*Усилители мощности на пентодах* строились по такой же схеме, как и на триодах. При выборе рабочих точек на плавном изломе передаточной функции, в каждом из

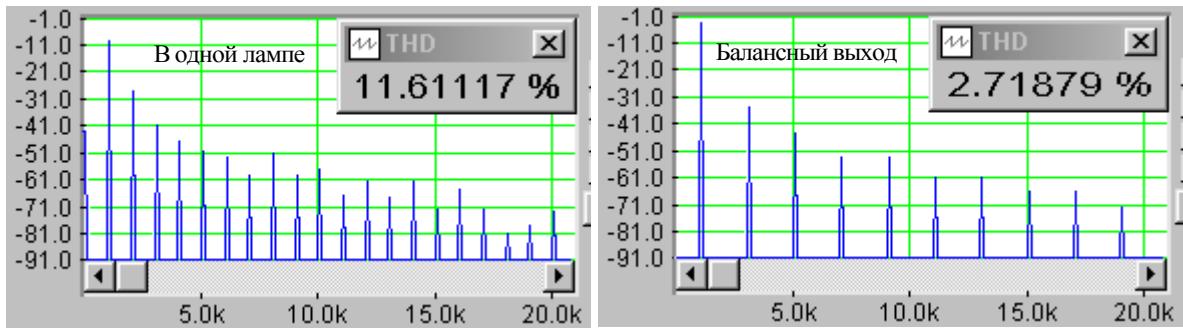


Рис.3.14. Спектры нелинейных искажений в балансном усилителе мощности на пентодах в режиме АВ каскадов балансной схемы, возникают уплощения одной из полуволн, но при этом возникали как четные, так и нечетные гармоники. Благодаря балансной схеме подавляются только четные гармоники (рис.3.14.).

Получается очень любопытная картина. Кто-то имитирует ламповый звук, вводя 2 гармонику, иногда еще и другие четные гармоники. В тоже время мощные ламповые усилители на триодах и пентодах в принципе не могут иметь искажений в виде четных гармоник. Такие искажения могли возникать только в предварительных каскадах усиления, и то очень небольшие, по крайней мере меньше, чем же такого характера искажения в громкоговорителях.

Другой имитирует эффект насыщения магнитной ленты с ее нечетными гармониками, и, по-видимому не знает, что точно такие же гармоники создают пентоды.

Уже совсем забыли, что в магнитофонах тоже были лампы, как правило, пентоды. Магнитную запись могли слышать либо с ламповыми, или транзисторными усилителями. Разве возможно разделить их искажения на слух. Имитация лампового звука и звука магнитной фонограммы похожа на мистификацию с коммерческим подтекстом.

Нет сомнения, что ламповые усилители звучат не так, как транзistorные, нет сомнения, что цифровой звук воспринимается на слух иначе, чем аналоговый. Сомнения есть только в том, что причина этого кроется в нелинейных искажениях, тем более, когда это касается профессиональной аппаратуры.

Если все сомнения отбросить в сторону, введение только второй гармоники может быть выполнено в соответствии с алгоритмом

$$U(t)_{out} = K_{sign} \cdot U(t)_{in} + K_{harm} \cdot U^2(t)_{in}, \quad (3.5)$$

где  $K_{sign}$  - коэффициент передачи сигнального тракта,  $K_{harm}$  - коэффициент передачи тракта, в котором формируются гармоники входного сигнала. Большое число только четных гармоник может быть создано с использованием другого алгоритма

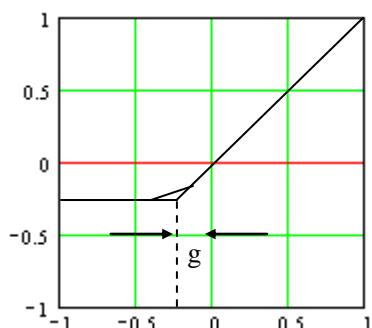


Рис.3.15. Передаточная функция имитатора одностороннего плавного клипирования

$$U(t)_{out} = K_{sign} \cdot U(t)_{in} + K_{harm} \cdot |U(t)_{in}|. \quad (3.6)$$

Если при этом входной сигнал описывается функцией  $y(x)_{in} = \sin x$ , то в выходном сигнале синтезатора гармоник появляется постоянная составляющая, происходит поворот фазы на  $\frac{\pi}{2}$ , и поэтому амплитуды четных гармоник убывают по закону

$$y(x)_{out} = \frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \left( \frac{\cos 2x}{1 \cdot 3} + \frac{\cos 4x}{3 \cdot 5} + \frac{\cos 6x}{5 \cdot 7} + \dots \right). \quad (3.7)$$

Для реализации этого алгоритма нужно использовать фазовращатель на  $\frac{\pi}{2}$ .

В большинстве плагинов, например, Distortion редактора Sound Forge 6, которые осуществляют спектральную обработку звуковых сигналов, используется несимметричное плавное клипирование по экспоненциальному закону (рис.3.15.). Передаточная функция имитатора в этом случае моделируется равенством

$$U_{out} = \frac{U_{in} - g}{1 - e^{-v \cdot (U_{in} - g)}} + \frac{g}{1 - e^{-v \cdot g}}, \quad g \neq 0, \quad U_{in} \neq g, \quad (3.8)$$

$v$  - крутизна изменения экспоненты. Используется и другой алгоритм внесения искажений в виде четных и нечетных гармоник под названием fuzzexp, который описывается математическим выражением

$$U_{out} = \frac{U_{in}}{|U_{in}|} \cdot (1 - e^{v^2 / |U_{in}|}) \quad (3.9)$$

По мнению музыкантов “правильные” “ламповые” нелинейные искажения на стадии предварительного усиления сигнала должны генерировать как четные, так и нечетные гармоники исходного сигнала с достаточно быстрым спадом их амплитуд, начиная с -18 дБ для второй гармоники и до -72 дБ для 18 гармоники. В случае отсутствия четных гармоник звук приобретает *неестественный синтезированный, плоский, “бедный”, “примитивный” оттенок*.

### 3.5. Эксайтеры, энхансеры и виталайзеры

Звуковой процессор под названием **Aural Exciter** разработала и запатентовала компания **Aphex**. В настоящее время под этим брендом понимается алгоритм нелинейной обработки звуковых сигналов, служащий, главным образом, для восстановления микродинамики звуковых сигналов в диапазоне частот выше 1...2 кГц. Это достигается путем генерирования и подмешивания к сигналу дополнительных гармоник, чаще всего, второй. В зависимости от того, какие гармоники добавляются, какого они уровня и фазы, меняется тембр и динамика звука, ему придается теплота и насыщенность. Особенно часто такая обработка применяется при записи вокала.

Эксайтеры различных моделей отличаются очень сильно как по алгоритмам спектральной и частотной обработки звуковых сигналов, так и по техническим возможностям. Часто в состав эксайтера входит и энхансер. Хотя вводимые при спектральной обработке гармоники достаточно низкого уровня, изменение тембра звучания заметно сильно и на средних и на высоких частотах. При этом *частотный баланс* не нарушается. Эксайтер только увеличивает интенсивность гармоник высоких частот, без ухудшения отношения сигнал/шум.

По мнению многих музыкантов, вводимые в эксайтере гармоники музикально и динамично связаны с оригиналом звука, и они выделяют различие между голосами и различными инструментами. Воспроизведенный сигнал звучит совершенно не так, как исходный живой звук с потерянными гармоническими деталями, часто тускло и безжизненно. При использовании эксайтера уходит ватность и муть, звучание становится четким и прозрачным. Значительно улучшается проработка и восприятие мельчайших деталей и нюансов звукового сигнала, звук становится живым и естественным, начинает дышать. Вокал после обработки приобретает повышенную четкость и полетность, а многие инструменты начинают звучать лучше, чем живые. В результате такой операции



Рис.3.16. Эксайтер “Aphex Aural Exciter, Type 111”

звуковой сигнал обогащается гармоническими составляющими и у слушателя возникает ощущение глубины и тембральной насыщенности голоса.

Компания Aphex разработала и запатентовала свой звуковой процессор под названием Aural Exciter, поэтому другие производители называют свои приборы аналогичного назначения «Энхансер» (Enhancer), часто с добавлением «психоакустический». Другие предпочитают название Виталазер (Vitalizer). Между всеми этими приборами принципиальной разницы нет, так как принцип их работы заключается в изменении спектрального состава гармоник с применением нелинейных элементов и частотно-фазовой коррекции

*Энхансер* – это алгоритм усиления гармонических искажений в области высоких частот с введением и без введения дополнительных гармоник не высокого уровня. В



Рис.3.17. Диалоговое окно Энхансера DFX

отличие от эксайтера в этом алгоритме часто производится сдвиг фазы или задержка компонентов стерео сигнала с последующим их подмешиванием к исходному сигналу. Это расширяет стереобазу и улучшает локализацию инструментов микса. Такой алгоритм работы называют «*Пространственный энхансер*»

Современные энхансеры могут быть двухканальными и тогда они содержат дополнительный спектральный *процессор субгармоник*, действующий в диапазоне

20....120 Гц. С его помощью синтезируются субгармоники на октаву ниже частоты основного тона. Такой энхансер часто входит в состав экскайтера.

Существуют энхансеры, которые прямо *не добавляют новых гармоник*, но проводят *динамическое выравнивание и сдвиг фазы сигнала*. На практике это означает, что в сигнал добавляются усиленные верхние частоты. Сдвиг фазы обуславливает то, что субъективное восприятие работы такого устройства ничем не отличается от результатов обработки привычного энхансера. Одно преимущество этой системы состоит в том, что когда на входе нет сигнала или он слишком мал, то никакой обработки не происходит, а стало быть, шум в тихих пассажах и паузах не усиливается. Энхансер позволяет в ряде случаев сделать звучание несколько более четким и “конкретным”, - звонким. Особенно хорошо энхансер для обработки отдельных звуков, преимущественно с резкими атаками (ударные, “железо”, и т.д.).

Существуют *моно* и *стерео* энхансеры. Управление сходно. Уровень сигнала отображен на дисплее, есть регулятор «drive», при помощи которого подбирается необходимый уровень. Пользователь решает, на какую часть аудио спектра должны влиять гармоники - только на верхний край или вниз до середины. В случае с полным стереомиксом бывает достаточно добавить немного яркости тарелкам или дыхания - голосу. Если же вы хотите изменить звук только одного малого барабана, то тогда нужно влиять на большую часть спектра. Фильтр в этом случае должен быть установлен на более низкую частоту. Энхансер может быть применен на этапе микширования для того, чтобы добавить в аудио картинку контраст. Если вы сделаете звук одних инструментов более ярким, а остальные оставите необработанными, то результат будет звучать ярко и живо, а ваши уши не будут уставать так скоро. Если же сделать ярким весь микс, то иммунитет к яркости разовьется очень быстро.

Сначала нужно обогатить гармониками звучание тарелок (и даже всей ударной установки), потом акустической гитары и, конечно же, вокала. Это можно сделать путем создания стерео подгруппы (собрать в нее все треки, требующие вмешательства энхансера), и в разрыв подгруппы включить процессор. В этом случае даже запись, сделанная не самыми лучшими микрофонами, зазвучит впечатляюще, определенно, и вокал станет более близким и интимным.

Можно также использовать энхансер, чтобы оживить и сделать более ясным звучание синтезаторов и сэмплеров, которые не имеют достаточной полосы. Например, стрингс зазвучат совсем по другому, с новой глубиной. Если вы когда либо работали с пианино Fender Rhodes, вы обнаружите, что энхансер придает ему атаку, которой ему всегда не хватало. Синтезированные и настоящие духовые инструменты также могут быть обработаны с помощью энхансера: это придаст им резкую атаку, которая бывает только у хорошо записанной живой духовой секции. Как и в случаях с другими процессорами сигналов, эксперимент - лучшее, что вы можете сделать.

Баобарабан и малый барабан, в звучании которых не хватает щелчка, могут выиграть от применения энхансера, которых уплотнит звук. Именно здесь вы можете установить низкую границу для фильтра. В особенности хороший эффект возникает при обработке малого барабана.

Кроме описанных случаев придания живости хорошим записям, энхансер часто употребляется для улучшения звучания старых мастер-лент и просто плохих записей. Для этого он ставится после динамического шумоподавителя (dynamic noise filter) и восстанавливает потери верхних частот, которые возникают в процессе работы фильтра или из-за возраста ленты.

Энхансеры очень широко распространены *в виде плагинов к усилителям Winamp* и *Windows Media Player*. С помощью DFX устраняются два главных недостатка - срез высоких частот и недостаточное разделение стереобазы и ее глубины, а также

добавляются режимы 3D Surround и супербас. Есть хорошая подборка заранее заготовленных настроек, то есть пресетов.

DFX улучшает проигрываемый звук по следующим направлениям...

1. «Harmonic Fidelity Restoration» - компенсация (интерполяционный метод) высоких частот, обрезанных в процессе кодирования ради сокращения размеров файла;

2. «Ambience Processing» - компенсирует глубину звучания и реализует «эффект окружения» при проигрывании музыкальной композиции;

3. «3D Surround Processing» - эта функция «делает акцент» на создании псевдотрехмерного звука хорошего качества даже на двух колоночных аудио-системах;

4. «Dynamic Gain Boosting» - компенсация «зажатости» проигрываемого звука, придание ему «динамической» составляющей и усиление интенсивности звучания;

5. «HyperBass Boost» - с функциональной точки зрения, это антипод Harmonic Fidelity Restoration, компенсирует низкие частоты и отвечает за добавление в проигрываемую композицию глубокого и богатого баса;

6. «Headphones Output Optimization» - используется, если пользователь прослушивает музыку в наушниках, модуль модифицирует звук таким образом, что у человека создается иллюзия, что источник звука не «сидит» прямо в ушах, а находится спереди, благодаря чему субъективно звук становится более приятным, естественным и менее напрягающим.

## Глава 4. Звуковые эффекты

### 4.1. Звуковой эффект «тремоло»

*Трёмоло* в переводе с итальянского означает «дрожащий». Это приём игры на струнных, клавишных, смычковых и духовых музыкальных инструментах, при котором делается быстрое повторение одного звука либо быстрое чередование двух не соседних звуков, двух созвучий (интервалов, аккордов), отдельного звука и созвучия. На смычковых инструментах преимущественно применяется тремоло на одной ноте, происходящее от быстрого движения смычка вверх и вниз. Тремоло из двух чередующихся нот, называется тремоло-легато. Тремоло является основным приемом игры на мандолине, домре и балалайке. На слух этот эффект воспринимается как дрожание звука.

В электронной музыке тремоло рассматривается как частный случай амплитудного вибратора и имитируется с помощью амплитудной модуляции. В отличие от вибратора, у тремоло относительно высокая частота вибрации (10...12 Гц), максимальная глубина модуляции достигает 1, а модулированное колебание имеет импульсный характер.

*При амплитудной модуляции* (АМ) амплитуда  $A_o$  периодического колебания с частотой  $F$ , называемого несущим, изменяется по времени под воздействием другого периодического колебания с более низкой частотой  $F_{md}$  и меньшей амплитудой  $A_{md}$ . В радиосвязи несущее колебание всегда является синусоидальной функцией с частотой значительно выше, чем максимальная частота спектра модулирующего сигнала. В аудиотехнике при создании звуковых эффектов широкополосный периодический звуковой сигнал выполняет функцию несущей частоты и модулируется низкочастотным периодическим звуковым колебанием с частотой обычно ниже звукового диапазона.

Если оба колебания синусоидальные, то АМ сигнал записывается в виде

$$a(t) = A_o [1 + m \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot F_{md} \cdot t)] \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot F \cdot t) ,$$

где  $m$  – глубина модуляции,

$$m = \frac{A_{md}}{A_o} .$$

*Спектр* такого колебания может быть представлен в виде

$$a(t) = A_o \cdot [\cos(2\pi F t) + \frac{m}{2} \cdot \cos(2\pi(F + F_{md})t) + \frac{m}{2} \cdot \cos(2\pi(F - F_{md})t)]. \quad (4.1)$$

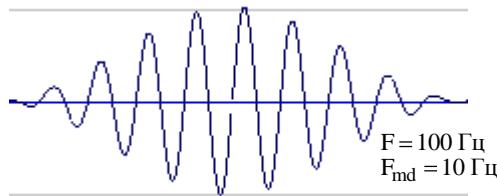


Рис.4.1. АМ сигнал -биение

Из этого равенства следует, что в спектре АМ сигнала присутствуют только три составляющие:  $F$ ,  $F + F_{md}$  и  $F - F_{md}$ . Глубина модуляции может меняться от 0 до 1. При максимальной глубине модуляции амплитуда боковых составляющих спектра вдвое меньше амплитуды несущего колебания. В зависимости от идеологии исполнения модулятора в спектре может быть еще и составляющая спектра модулирующего колебания  $F_{md}$ .

Амплитудная модуляция в аудиотехнике отличается тем, что слышны все составляющие спектра модулированного колебания, и ее слуховое восприятие существенно зависит от особенностей слуха человека. При частоте модуляции ниже 20 Гц составляющие спектра АМ из-за *нелинейности слуха* воспринимаются как *биения* нескольких частот (рис.4.1.). Поэтому одновременно слышны тоны с частотами  $F_{md}$ ,



Рис.4.2. Консонансное и диссонансное звучание

$2F_{md}$  и несущая частота  $F$ . Частота  $F_{md}$  возникает как разность звуковых колебаний  $(F + F_{md}) - F$  и  $F - (F - F_{md})$ , частота  $2F_{md} = (F + F_{md}) - (F - F_{md})$  и эти колебания всегда попадают в одну критическую полосу слуха ( $W_{kb}$ ).

Из графика на рис.4.2. следует, что звучание биений является консонансным, если разность между частотами, их создающими, меньше  $0,1 W_{kb}$ . Оно становится диссонансным, когда разность частот приближается к величине  $0,25 W_{kb}$ ,

они звучат в унисон, когда разность между этими частотами меньше  $0,03 W_{kb}$ . В диапазоне от 20 до 500 Гц  $W_{kb}$  примерно равна 100 Гц, поэтому консонансное звучание АМ возможно при частотах модуляции ниже 15 Гц, и выше 3...4 Гц.

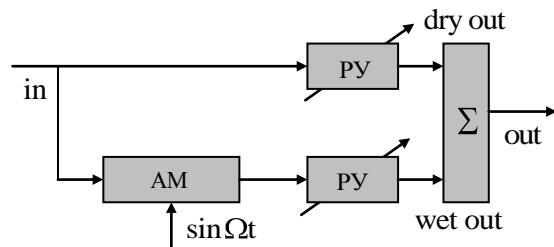
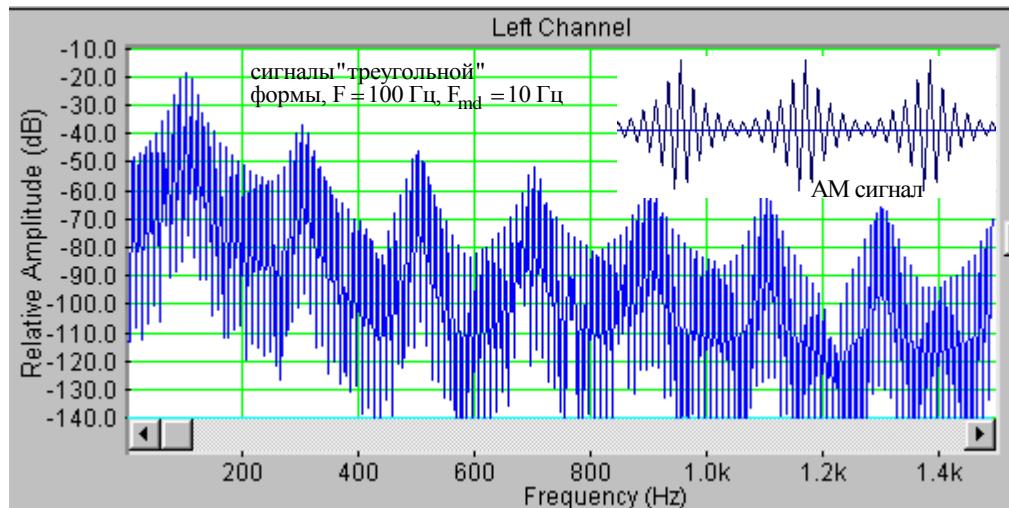


Рис.4.3. Схема формирования звукового эффекта «тремоло»

Схема на рис.4.3. поясняет принцип формирования звукового эффекта «тремоло». В этой схеме на вход подается звуковой сигнал и далее он разделяется на два канала. В каждом из них можно регулировать уровень с помощью регулятора уровня (РУ). Канал, в

котором производится амплитудная модуляция звукового сигнала, при описании программных модулей называется *wet out*. Канал, в котором сигнал проходит без изменений, - называется *dry out*. Для создания эффекта «тремоло» в канале *wet out* производится почти 100% АМ звукового сигнала, при которой спектральные составляющие боковых полос максимальны. При суммировании сигналов обоих каналов их уровни подбираются таким образом, чтобы глубина АМ выходного сигнала сумматора не превышала 5...10%.

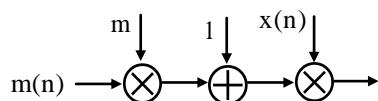
Для иллюстрации процесса имитации эффекта «тремоло» на [рис.4.4](#) приведены сигнал



[Рис.4.4.. Имитация тремоло – сигнал и его спектр при  \$K\_m = 1\$  в канале wet out](#)

в канале *wet out* со 100% АМ и его спектр. Как видно такой сигнал имеет ярко выраженный импульсный характер. В качестве звукового сигнала (несущая) и модулирующего использовались сигналы треугольной формы. Спектр несущего колебания в этом случае состоит из большого числа убывающих по амплитуде гармоник ([рис.4.4](#)). Когда модулирующий сигнал тоже широкополосный в промежутке между гармониками спектра несущего колебания возникает множество боковых составляющих с интервалом, равным  $F_{md}$ , и спектр становится почти сплошным ([рис.4.4](#)). Из-за широкого спектра модулирующего колебания в спектре АМ сигнала происходит перекрытие составляющих боковых полос.

При цифровой реализации модулятора его передаточная функция определяется равенством в дискретно-временной области



[Рис.4.5. Алгоритм АМ](#)

$$y(n) = [1 + m \cdot m(n)] \cdot x(n), \quad (4.2)$$

где  $n$  - номера выборок,  $x(n)$  - входной звуковой сигнал,  $y(n)$  - АМ сигнал,  $m(n)$  - модулирующий сигнал,  $m$  - глубина модуляции, предполагается, что пиковое значение  $m(n) = 1$ . Алгоритм цифровой АМ поясняется [рис.4.5](#), он включает в себя две операции умножения и одну - суммирования.

## 4.2. Звуковой эффект «вибраторо»

*Вибраторо* в переводе с итальянского языка означает – вибрация, колебание. Как музыкальный прием, использование вибраторо обогащает тембр звучания, придает ему

особую окраску, динамичность и эмоциональную выразительность. Вибраторо- это прием исполнения на струнных музыкальных инструментах с грифом, духовых инструментах и естественные свойства голоса певца, при котором происходят периодические изменения звука по высоте, громкости и тембру. Вибраторо на струнных инструментах достигается путем равномерного колебания пальца левой руки на прижатой им струне. На духовых инструментах вибраторо создается легким открыванием - закрыванием клапанов. Певец

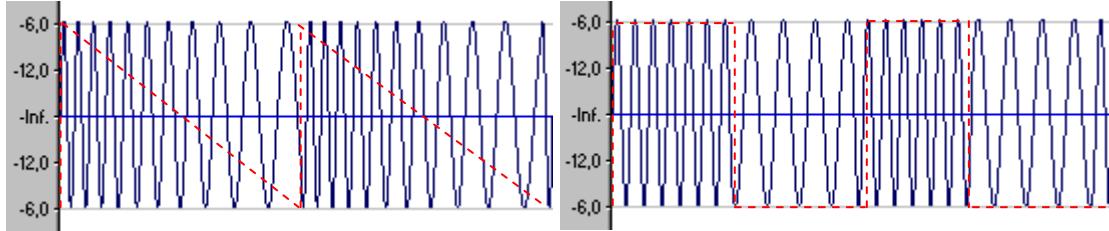


Рис.4.6.. Частотно-модулированные колебания (пунктир-модулирующая функция) формирует вибраторо пульсацией воздушного давления. На слух вибраторо воспринимается как завывание звука.

В технике исполнения вибраторо всегда преобладает какой либо один параметр (высота, громкость или тембр), поэтому в электронной музыке различают частотное, амплитудное и фазовое вибраторо. Соответственно они имитируются с помощью частотной, амплитудной и фазовой модуляции. Во всех этих случаях вибраторо в той или иной мере расширяет спектр звукового сигнала и делает его более динамичным. Наиболее часто используется частотное вибраторо.

При гармонической *частотной и фазовой модуляции* принципиальных различий между ними нет, хотя их реализации отличаются достаточно сильно. Если же модулирующий сигнал является широкополосным, то структура модулированных колебаний ЧМ и ФМ различна. Например, при П-импульсной форме модулирующего сигнала в случае ЧМ в модулированном сигнале периодически скачками меняется частота несущей (рис.4.6.), а в случае ФМ частота остается постоянной, а периодическими скачками меняется фаза колебаний.

В радиотехнике при частотной модуляции несущая частота является гармоническим колебанием, а модулируется сложным сигналом. В аудиотехнике при формировании звуковых эффектов- несущей является широкополосный звуковой сигнал, который модулируется периодическим сигналом не обязательно синусоидальной формы.

Не модулированное звуковое колебание описывается равенством

$$a(t) = A_m \cos(2 \cdot \pi \cdot F \cdot t).$$

При ЧМ мгновенная частота звуковых колебаний  $F(t)$  является функцией модулирующей частоты  $F_{md}$  в соответствии с равенством

$$F(t) = F + dF \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot F_{md} \cdot t), \quad (4.3)$$

где *dF*-девиация частоты (амплитуда частотного отклонения)

В приведенных формулах частота  $F(t)$  есть не что иное, как скорость изменения фазы колебания, поэтому закон изменения фазы звукового колебания является интегральным по отношению к исходной частотной модуляции. На этом основании ЧМ колебание записывается в виде

$$a(t) = A_m \cos[2 \cdot \pi F \cdot t + \frac{dF}{F_{md}} \cdot \sin(2 \cdot \pi F_{md} \cdot t)]. \quad (4.4)$$

В этой формуле

$$I = \frac{dF}{F_{md}},$$

называется *индексом частотной модуляции*.

Таким образом, при ЧМ амплитуда модулирующего сигнала определяет величину девиации частоты, а при ФМ – индекс частотной модуляции. Как девиация, так и индекс частотной модуляции при ЧМ и ФМ не зависят от частоты модулирующего сигнала.

При гармонической ЧМ спектр модулированного колебания состоит из бесконечного числа боковых частот, расположенных попарно симметрично относительно несущей частоты с интервалом равным частоте модуляции. Амплитуда  $n$ -составляющей определяется через функцию Бесселя первого рода  $n$ -порядка -

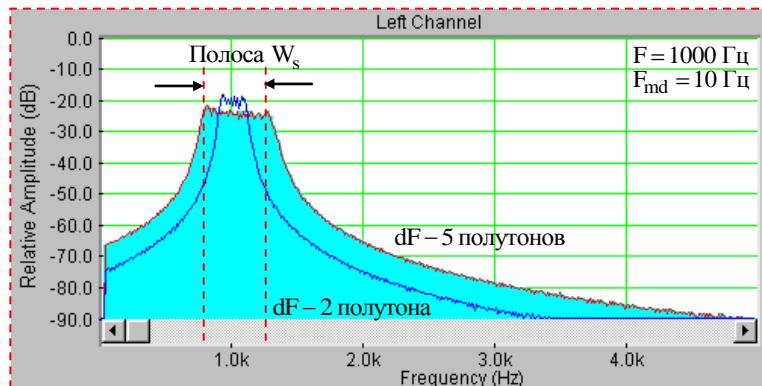


Рис.4.7. Спектры ЧМ колебаний при большом индексе модуляции

$J_n(I) \cdot A_m$ . Аргументом этой функции является индекс частотной модуляции.

Составляющие спектра боковых полос вблизи несущей частоты, определяемые функцией Бесселя, имеют примерно равные амплитуды и определяют полосу частот модулированного колебания. График огибающей этого спектра может иметь вид, приведенный на [рис.4.7](#). Наивысший номер боковой частоты, с амплитудой которой необходимо считаться, примерно равен индексу модуляции, поэтому ширина спектра  $W_s$  близка к удвоенной девиации частоты ([рис.4.7](#).)

$$W_s = 2 \cdot dF. \quad (4.5)$$

При малом индексе модуляции  $W_s = 2 \cdot F_{md}$ , то есть спектр такой же, как при АМ ([рис.4.8](#)). В спектре составляющие нижней боковой полосы могут стать отрицательными, это значит, что происходит отражение спектра от нулевой частоты, и отрицательные

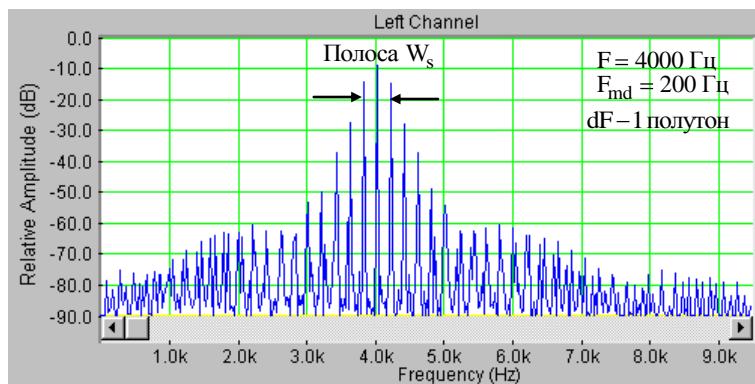


Рис.4.8. Спектр ЧМ колебания при малом индексе модуляции

частоты становятся положительными, со своими амплитудами и фазами, и они могут совпадать по частоте с другими составляющими спектра.

В дискретно-временной области гармоническое ЧМ колебание определяется равенством

$$x(n) = A_m \sin(2 \cdot \pi \cdot F \cdot n + I \sin(2 \cdot \pi \cdot F_{md} \cdot n)). \quad (4.6)$$

В работе [] показано, что ширина полосы спектра прямо пропорциональна индексу частотной модуляции и частоте модуляции

$$W_s = 2(I + 0,24I^{0,27}) \cdot F_{md}. \quad (4.7)$$

Если отношение  $F / F_{md}$  – есть рациональное число спектр ЧМ колебания можно считать гармоническим по отношению к нижней граничной частоте  $F_n$ , если

$$F_n = \frac{F}{N_1} = \frac{F_{md}}{N_2}, \quad (4.8)$$

где  $\frac{N_1}{N_2} = \frac{F}{F_{md}}$ ,  $N_1, N_2$  – несокращаемая пара. Тогда, если  $N_2$  -нечетное число, то в спектре есть четные и нечетные гармоники, если  $N_2$  - четное число, то в спектре будут только четные гармоники частоты  $F_n$ . Все эти свойства ЧМ используются при синтезе звуковых сигналов.

В программном модуле Vibrato (рис.4.9.) на экране дисплея графически рисуется форма одного периода модулирующего колебания. Девиация частоты устанавливается косвенным образом числом полутона, от 0 до 24. Один полутон в музыке равен 1/12 октавы, поэтому девиация частоты основного тона может быть рассчитана по формуле

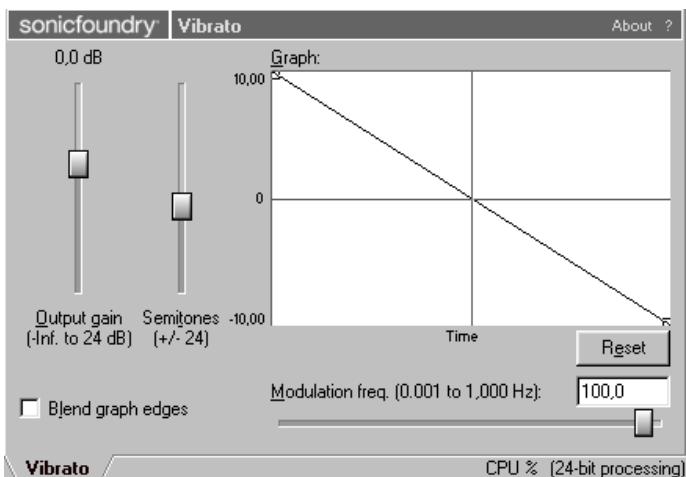


Рис.4.9. Диалоговое окно модуля Vibrato из редактора Sound Forge

$$dF = F(2^{N_{st}/12} - 1),$$

где  $N_{st}$  - девиация, заданная числом полутона. При  $F = 1000$  Гц девиация в 2 полутона равна  $dF = 122,46$  Гц (рис.4.7.), а индекс модуляции при частоте  $F_{md} = 10$  Гц равен  $I = 12,25$ . При девиации, равной 5 полутонам,  $dF = 334,84$  Гц и  $I = 33,48$ . Соответственно в этих случаях ширина полосы пропускания равна 245 и 669 Гц.

При имитации vibrato в качестве несущего колебания можно использовать сигналы

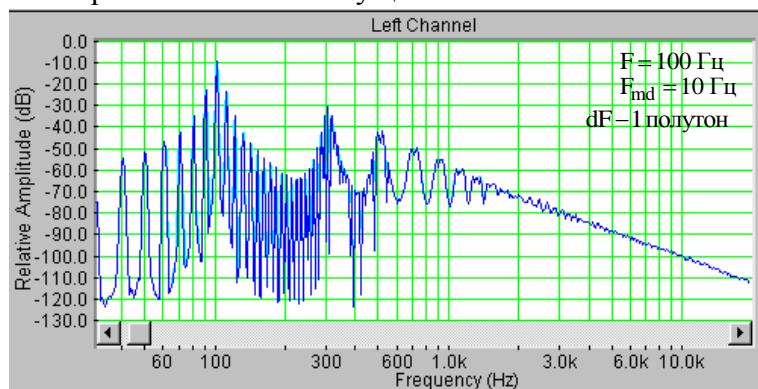


Рис.4.10. Спектр сигнала «вибратор»

треугольной формы, у которых большое число медленно затухающих гармоник. Индекс

частотной модуляции выбирается небольшой, чтобы ЧМ была близка к АМ. В спектре выбрано около каждой гармоники звукового сигнала образуются боковые полосы с частотным интервалом между составляющими 10 Гц (рис.4.10). При  $F = 100$  Гц девиация в 1 полутон равна  $dF = 5,9$  Гц, а индекс модуляции при частоте  $F_{md} = 10$  Гц равен  $I = 0,59$ .

#### 4.3. Звуковые эффекты – «Bay-bay» и «фазер».

Эти звуковые эффекты являются чисто техническими приемами обработки музыкальных сигналов, в результате которой звучание становится необычным. Оба приема осуществляются с использованием модуляции фазы звуковых колебаний с очень низкой частотой. Звуковой эффект «Фазер» в технической литературе часто называют

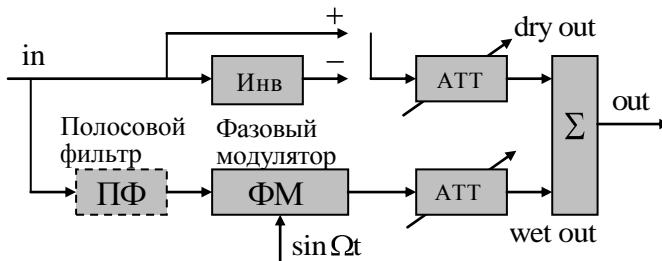


Рис.4.11. Формирование звуковых эффектов «Bay-bay» и «Фазер»

«фазовое vibrato» или просто «вибратор». На слух этот эффект воспринимается как качание частоты, то есть приглушение то одних, то других частот. В случае обработки стерео сигнала частоты могут «переплывать» из одного канала в другой. Звуковой эффект «Bay-bay» описать словами не возможно, его надо услышать.

Функциональная схема процессора звуковых эффектов на основе фазовой модуляции приведена на рис.4.11.. В этой схеме на вход подается звуковой сигнал и далее он разделяется на два канала. В каждом из них можно регулировать уровень в широких пределах (ATT), а в блоке «инв» сигнал можно инвертировать ( $\pm$ ). В зависимости от знака инверсии формируются звуковые эффекты «фазер» или «бай-бай». Канал, в котором производится фазовая модуляция (ФМ), называется в плагинах wet out, канал, в которой сигнал не обрабатывается, называется dry out. При фазовой модуляции этот канал является опорным.

Фазовая модуляция на слух не воспринимается, чтобы она была слышна, необходимо преобразовать ее в амплитудную модуляцию (АМ). В приведенной схеме это выполняется путем суммирования фазомодулированного сигнала с опорным сигналом. Регулируя уровни сигналов в каналах можно менять глубину этой модуляции. Характер звучания АМ сигнала определяется формой его огибающей.

Принцип создания рассматриваемых звуковых эффектов основан на фазовой модуляции синусоидального звукового колебания. Алгоритм их формирования записывается в виде

$$U(t)_{out} = A \cos wt \pm B \cos(wt + \theta \cos \Omega t), \quad (4.9)$$

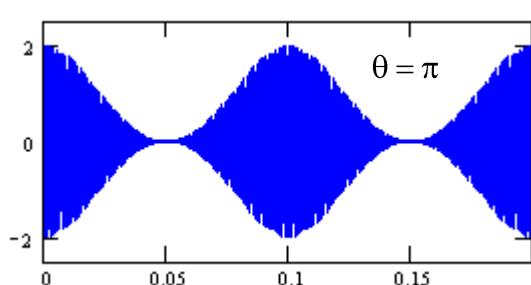


Рис.4.12 Выходной сигнала процессора

где  $A$  – амплитуда сигнала в канале dry out,  $B$  – амплитуда сигнала в канале wet out,  $w$  – угловая частота звукового сигнала (несущая),  $\Omega$  – угловая частота модулирующего колебания,  $\theta$  – амплитуда изменения фазы, амплитуды сигналов в каналах устанавливаются регуляторами ATT.

Глубина АМ выходного сигнала процессора прежде всего определяется амплитудой изменения фазы. При  $A=B$  пока  $\theta < \pi$  она монотонно растет, и выходной сигнал имеет типичную форму АМ колебаний. При  $\theta = \pi$  глубина АМ достигает 1 и выходной сигнал приобретает форму биений (рис.4.12).

Подчеркнем, что необычность звучания, связанная с фазовой модуляцией, определяется именно формой огибающей звукового сигнала процессора, а не его спектром. Характерное звучание возникает при амплитудной перемодуляции, когда

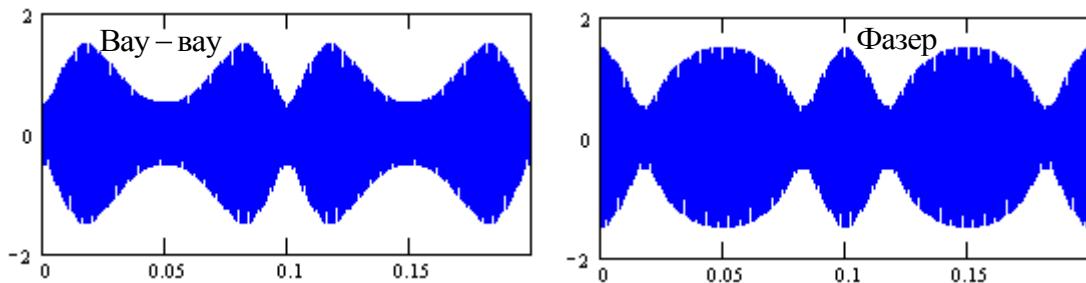


Рис.4.13. Графики огибающей выходного сигнала фазового процессора

фазовая модуляция максимальна и амплитуда фазы  $\theta$  приближается к  $2\pi$ .

Эффект «Bay-bay» возникает при суммировании сигналов двух каналов. Эффект «Фазер» происходит, когда в опорном канале сигнал инвертируется, то есть производится операция вычитания по формуле (4.9). На рис.4.13. приведены расчетные сигналограммы

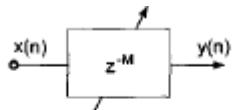


Рис.4.14. Имитатор выбрано

этих двух эффектов при  $B=0.5A$  (на 6 дБ ниже уровня сигнала  $A$ ). В первом случае в огибающей звукового сигнала чередуются плавные и резкие спады огибающей, а во втором- чередуются плавные и резкие подъемы огибающей.

Фазовая модуляция в цифровой форме проще реализуется с использованием линий задержки переменной длины  $\Delta T(t)$  (рис.4.14.), которая меняется в заданных пределах по синусоидальному закону. Осуществляется это с использованием частотной модуляции. В такой линии фазовый сдвиг задержанного сигнала линейно связан с его частотой и определяется равенством

$$\phi(f, t) = \frac{\Delta T(t)}{T} \cdot 2\pi = \Delta T(t) \cdot f \cdot 2\pi . \quad (4.10)$$

Фазовая модуляция является именно фазовой, пока амплитуда изменения фазы не

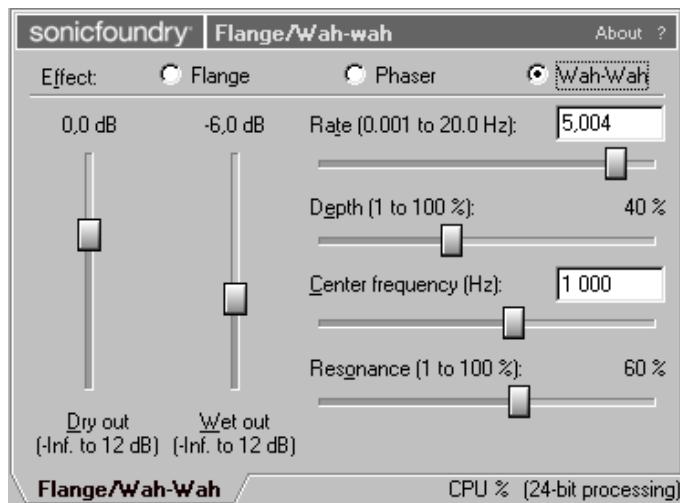


Рис.4.15. Диалоговое окно плагина Flange/Wah-wah редактора Sound Forge

превышает периода колебания. В широкополосном звуковом сигнале одна и та же

задержка приводит к различной глубине фазовой модуляции разных составляющих спектра, и амплитудное значение фазы уменьшается от верхних к нижним частотам в 1000 раз. Поэтому в реальных устройствах такая модуляция осуществляется в относительно узком диапазоне частот. Для этого в схеме на [рис.4.11](#). перед фазовым модулятором устанавливается полосовой фильтр с регулируемой добротностью и возможностью перестройки по частоте.

В программном модуле ([рис.4.15](#)) при формировании только звуковых эффектов Wah-wah и Phaser включается резонансный фильтр с возможностью перестройки центральной частоты от 100 до 5000 Гц. Регулятор Rate задает частоту модуляции, регулятором Depth устанавливается амплитуда фазы в процентах относительно периода несущей частоты (частота фильтра). При цифровой реализации фазовой модуляции в таком частотном диапазоне максимальное время задержки должно меняться от 0,2 мс на высшей частоте до 10 мс - на низшей частоте.

На [рис.4.16](#). приведены выходные сигналы фазового процессора программного модуля из редактора Sound Forge при установочных параметрах: Rate – 5 Hz, Depth –40%, Frequency –1000 Hz, Resonance-60%, несущая синусоидальной формы с частотой 1000 Гц.



Рис.4.16. Огибающие сигналов двух звуковых эффектов

Как видно, они по форме точно такие же, как расчетные графики на [рис.4.13](#) . На [рис.4.17](#). иллюстрируется спектр выходного сигнала процессора, в случае, когда звуковой сигнал широкополосный, а фильтр модуля настроен на частоту 1000 Гц. Как видно из графика спектра, фазовой модуляции подвергается только одна составляющая спектра,

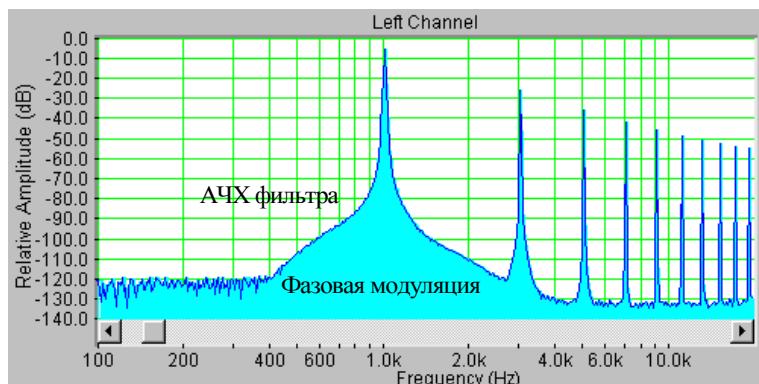


Рис.4.17. Спектр звукового сигнала с эффектом Wah-wah

равная 1000 Гц. Это следует из того, что только в этом диапазоне происходит расширение спектра. АЧХ спектра сигнала со звуковым эффектом Wah-wah такая же, как у пикового полосового фильтра программного модуля.

#### 4.4. Звуковой эффект «фленджер»

Этот эффект является чисто техническим приемом изменения музыкального звука. Он реализуется на основе использования временной задержки. Для создания эффекта «фленджер» звуковой сигнал суммируется с его копиями, задержанными на время 5...15 мс. Время задержки должно существенно превышать период звукового сигнала, поэтому

этот эффект применяется на частотах выше 200...600 Гц. Копии звукового сигнала могут быть частотно- или фазо-модулированными, что делает время задержки, изменяющимся во времени. В результате получается плавающий звук с биениями частот. Этот эффект может восприниматься как размазывание звука, характерное для хорового пения. При определенном соотношении задержек, частоты и глубины модуляции возможно получение эффекта, напоминающего восприятие гудка проезжающего мимо слушателя паровоза. Это и есть физическое проявление эффекта Доплера, связанного с изменением высоты звучания движущегося объекта. Звуковой эффект «фленджер» применяется для обработки любого музыкального инструмента или голоса.

Создание эффекта «фленджер» основано на использовании переменной линии задержки. В такой линии время задержки состоит из двух составляющих – постоянной  $T_{dl}$  и переменной  $\Delta T(t)$ , которая меняется по синусоидальному закону. Схема на [рис.4.18](#) поясняет принцип формирования звукового эффекта. В этой схеме на вход подается

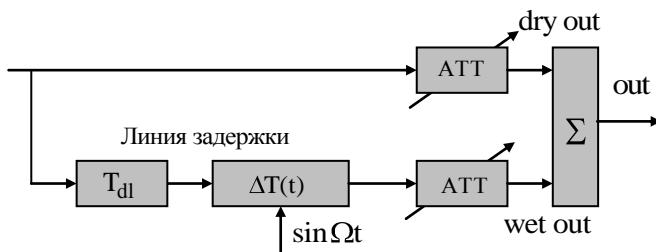


Рис.4.18. Формирование звукового эффекта «фленджер»

звуковой сигнал и далее он разделяется на два канала. В каждом из них можно регулировать уровень с помощью аттенюаторов (ATT). Канал, в котором производится задержка сигнала, в плагинах он имеет название wet out. Канал, в котором сигнал проходит без изменений, - является опорным, в плагинах он называется dry out.

Переменная задержка создает фазовую модуляцию сигнала относительно опорного канала. На слух она не воспринимается, поэтому ее преобразуют в АМ путем суммирования сигналов двух каналов. Если уровни сигналов в каналах равны, то глубина АМ может достигать 100%, ее регулируют путем изменения уровней в одном или другом каналах. Характер звука формируемого эффекта определяется формой огибающей выходного сигнала сумматора.

Алгоритм создания звукового эффекта «фленджер» на основе переменной линии задержки может быть представлен в виде

$$U(t)_{out} = A \cos wt + B \cos(w(t + T_{dl} + \Delta T \cos \Omega t)), \quad (4.11)$$

где  $A$  – амплитуда сигнала в канале dry out,  $B$  – амплитуда сигнала в канале wet out,  $w = 2 \cdot \pi \cdot F$  – угловая частота звукового сигнала (несущая),  $\Omega = 2 \cdot \pi \cdot F_{md}$  – угловая частота модулирующего колебания. Переменное время задержки вызывает фазовую модуляцию звукового сигнала, определяемую равенством

$$\theta(t) = w \cdot \Delta T \cdot \cos(\Omega \cdot t). \quad (4.12)$$

Как видно, она прямо пропорциональна частоте и времени задержки.

В качестве иллюстрации, на [рис.4.19](#) приведена расчетная сигналограмма формируемого по формуле (4.11) звукового сигнала ( $F = 1000$  Гц,  $F_{md} = 1$  Гц,  $B = 0,5A$ ,  $\Delta T_{max} = 2$  мс). В этом сигнале частота повторения широких импульсов вдвое больше частоты модуляции, число узких импульсов увеличивается линейно с ростом амплитудного значения фазы колебаний. По их числу можно судить о глубине фазовой

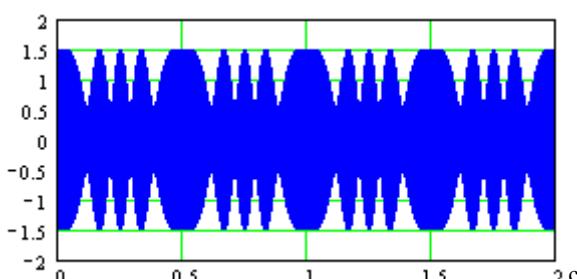


Рис.4.19. Эффект «фленджер» (расчетный)

$\Delta T_{max} = 2$  мс). В этом сигнале частота повторения широких импульсов вдвое больше частоты модуляции, число узких импульсов увеличивается линейно с ростом амплитудного значения фазы колебаний. По их числу можно судить о глубине фазовой

модуляции, так как каждый импульс возникает, когда фаза очередной раз превышает значение  $\pi$ .

Для цифровой реализации звукового эффекта «фленджер» используются много разрядные, с множеством отводов линии *переменной задержки* (рис.4.20) На этих отводах формируются задержанные, затухающие копии звукового сигнала. Периодические колебания времени задержки создаются с очень низкой частотой от 0,1 до 1 Гц. В отличие от эффекта «фазер» эффект «фленджер» рассчитан на применение с широкополосными звуковыми сигналами, поэтому глубина фазовой модуляции должна быть небольшой, чтобы не возникала перемодуляция. Это обеспечивается тем, что переменная часть линии задержки выбирается достаточно малой, обычно  $\Delta T_{\max} = 0...3$  мс и  $T_{dl} = 5...15$  мс.

С каждого отвода цифровой линии задержки снимается фазомодулированное звуковое колебание с задержкой-  $DL_1...DL_5$ , которые через регуляторы уровня ATT подаются на сумматор. На этот сумматор подается и входной сигнал, являющийся

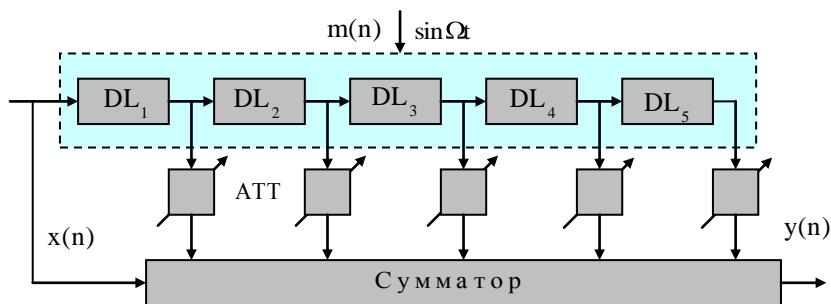


Рис.4.20. Функциональная схема формирования эффекта «фленджер» опорным в отношении фазы колебаний на выходах линии задержки.

Передаточные функции по каждому выходу линии задержки в дискретно временной области имеют вид

$$y(n) = gx(n - m(n)) = gx(n - (M + E(n) \cdot \sin \Omega \cdot n \cdot T)), \quad (4.13)$$

где  $n$  – номер выборки,  $T$ -период тактовой частоты линии задержки,  $M$  – целая часть времени задержки (определенная числом периодов  $T$ ),  $E(n)$  – дробная часть времени задержки,  $\Omega$  - угловая частота фазовой модуляции,  $g$  – относительная амплитуда сигнала. Электрический модуль, который имитирует задержку, называется гребенчатый фильтр.

У каждой фирмы-изготовителя собственный алгоритм эффекта «фленджер», который не патентуется и является коммерческим секретом. Поэтому трудно догадаться, чем отличаются плагины разных фирм. Это можно сделать только экспериментально, проведя некоторые тестовые испытания. Рассмотрим это на примере плагина «фленджер» фирмы Sound Forge. В этом программном модуле (рис.4.15.) при формировании звукового эффекта резонансный фильтр выключается. Регулятор Rate задает частоту модуляции, регулятором Depth устанавливается  $\Delta T_{\max}$  в процентах относительно времени задержки, которое априори пользователю неизвестно, его надо еще определить. Также неизвестны число копий звукового сигнала и скорость их затухания. Однако, экспериментально они определяются легко. Для этого эффект «фленджер» создается с использованием в качестве несущего колебания сигнал П-импульсной формы с частотой повторения 10000 Гц при минимально возможной глубине фазовой модуляции 1%.

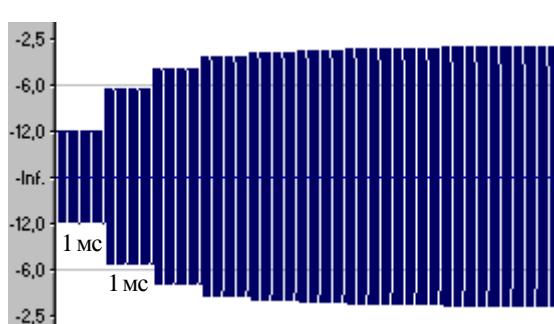


Рис.4.21. Копии звукового сигнала

На рис.4.21. приведен только начальный участок сигналограммы с этим эффектом. И него следует, что данный программный модуль создает 8 последовательных копий звукового сигнала с одинаковой задержкой 1 мс, с уменьшающейся скоростью затухания. Это значит, что в алгоритме работы используется линия задержки с 8 выходами и длительность задержки  $T_{dl}$  - около 8...9 мс. На рис.4.22. приведена сигналограмма выходного сигнала программного модуля, как видно, она ничем не отличается от расчетной (рис.4.19). Следовательно, в данном плагине использован алгоритм, описываемый равенством (4.13 ).

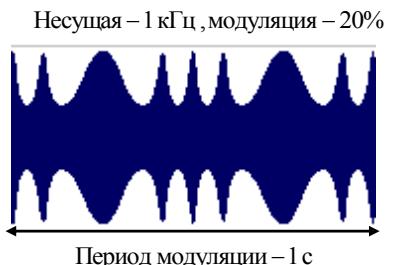


Рис.4.22. Эффект «фленджер»

#### 4.5. Звуковой эффект «хорус»

*Хорус* -это музыкальный эффект одновременного звучания слегка отличающихся по частоте нескольких звуков. Основой этого эффекта является звучание двух звуков в унисон. Такое звучание возникает, когда оба звука попадают в одну критическую полосу слуха и частотный интервал между ними меньше 0,1 ширины критической полосы.

Хорус проявляется как эффект исполнения одного и того же звука или всей партии не одним-единственным инструментом или певцом, а несколькими. Хоровое пение или одновременное звучание нескольких музыкальных инструментов украшает и оживляет музыкальное произведение. С одной стороны, голоса певцов и звуки инструментов при исполнении одинаковой ноты должны звучать одинаково, и к этому стремятся и музыканты, и дирижер. Но из-за индивидуальных различий источников звук все равно получается разным. В пространстве, тракте звукоусиления и в слуховом аппарате человека эти слегка неодинаковые колебания взаимодействуют, образуют биения. Спектр звука обогащается и, самое главное, звук течет, переливается.

В основе сочного и живого звучания двенадцатиструнной гитары, аккордеона, баяна, гармони лежит унисон. В аккордеоне, например, звук каждой ноты генерируется узлом, содержащим два источника колебаний (язычка), специально настроенных в разлив — с небольшой (в единицы герц) разницей в частотах. В двенадцатиструнной гитаре звук извлекается одновременно из пары струн. Разница в частотах образуется и естественным путем из-за невозможности идеально одинаково настроить струны инструмента.

В цифровых электромузыкальных инструментах частоты генераторов могут быть абсолютно равны. В таком звучании отсутствует жизнь, потому что оно слишком правильное. Для оживления электронного звучания и для создания впечатления игры нескольких инструментов и используют *искусственный хорус*.

Существует множество разновидностей алгоритмов хоруса. Но все они имеют общие черты: исходный сигнал разделяется на два или несколько каналов; в каждом из каналов спектр сигнала сдвигают по частоте на доли герца; сигналы, полученные таким способом, складывают. Увеличение числа голосов и инструментов достигается путем создания в каналах последовательности задержанных копий входного сигнала, медленно затухающих, которые подвергаются слабой частотной модуляции с частотой от 0.1 до 5 Гц

В итоге получается сигнал, в котором звуковые волны как бы “плывут” с разными скоростями. Сигналы складываются изредка то в фазе с образованием максимума огибающей звуковых колебаний, то в противофазе с образованием минимума огибающей.

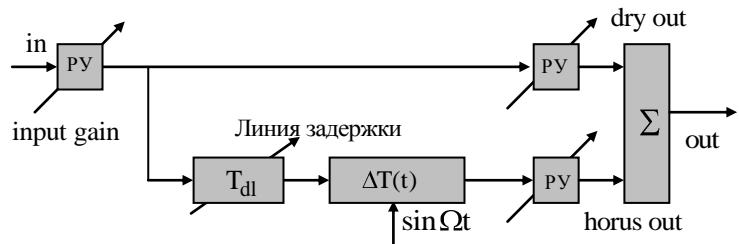


Рис.4.23. Схема формирования звукового эффекта «хорус»

У такого сигнала спектр непрерывно изменяется, причем период полного цикла этого изменения столь велик, что повторяемость спектральных свойств сигнала не ощущается.

Создание эффекта «хорус» основано на использовании переменной линии задержки, в которой, в отличие от эффекта «фленджер», может плавно меняться постоянная составляющая времени задержки  $T_{dl}$ . Схема на [рис.4.23.](#) поясняет принцип формирования звукового эффекта. В этой схеме на вход подается звуковой сигнал и далее он разделяется на два канала. В каждом из них можно регулировать уровень с помощью регулятора уровня (РУ). Предусмотрена отдельная регулировка уровня входного сигнала. Канал, в котором производится задержка сигнала называется *hours out*. Канал, в котором сигнал проходит без изменений называется *dry out*.

В той схеме постоянная составляющая времени задержки может меняться по желанию пользователя в достаточно широких пределах. Переменная составляющая времени задержки меняется с очень низкой частотой. По одним алгоритмам модуляция производится синусоидальным сигналом, по другим – для модуляции используется низкочастотный белый шум.

Переменная задержка создает фазовую модуляцию сигнала относительно опорного канала. На слух она не воспринимается, поэтому ее преобразуют в АМ путем суммирования сигналов двух каналов. Если уровни сигналов в каналах равны, то глубина АМ может достигать 100%, глубину модуляции выходного сигнала сумматора регулируют путем изменения уровней в одном или другом каналах. Характер звука формируемого эффекта определяется формой огибающей выходного сигнала сумматора.

Алгоритм создания звукового эффекта «хорус» на основе переменной линии задержки примерно такой же, как у эффекта «фленджер»

$$U(t)_{out} = A \cos wt + B \cos(w(t + T_{dl}(var) + \Delta T \cos \Omega t)), \quad (4.14)$$

где  $A$  – амплитуда сигнала в канале  $dry\ out$ ,  $B$  – амплитуда сигнала в канале  $wet\ out$ ,  $w = 2 \cdot \pi \cdot F$  угловая частота звукового сигнала (несущая),  $\Omega = 2 \cdot \pi \cdot F_{md}$  – угловая частота модулирующего колебания. Переменное время задержки вызывает фазовую модуляцию звукового сигнала, определяемую равенством

$$\theta(t) = w \cdot \Delta T \cdot \cos(\Omega \cdot t). \quad (4.15)$$

Как видно, она прямо пропорциональна частоте и времени задержки.

Для цифровой реализации звукового эффекта «хорус» используются много разрядные линии задержки с обратной связью и множеством отводов, в которых можно менять как

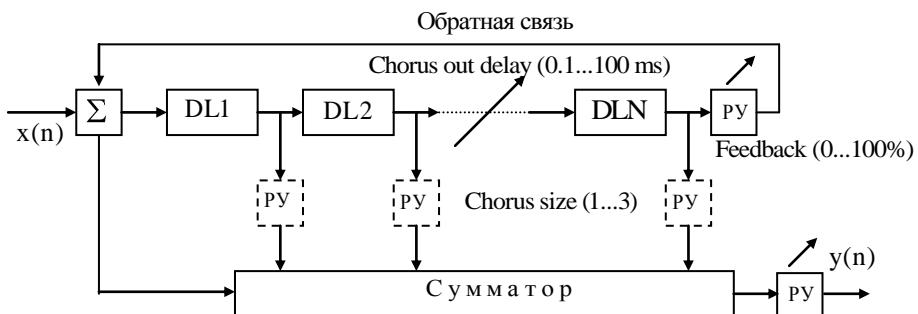


Рис.4.24. Функциональная схема линии задержки с изменяемой длиной

величину обратной связи, так и число отводов (рис.4.24). Копии звукового сигнала (повторы) могут формироваться как с помощью отводов линии с разной величиной времени задержки, так и применением обратной связи. Задержка с повторами создает эффект не одновременного звучания музыкальных инструментов, а модуляция – эффект по разному настроенных инструментов

Эффект «хорус» рассчитан на применение с широкополосными звуковыми сигналами, поэтому глубина фазовой модуляции должна быть небольшой, чтобы не возникала перемодуляция. Это обеспечивается тем, что переменная часть линии задержки выбирается достаточно малой, обычно  $\Delta T_{\max} = 0 \dots 30$  мс и  $T_{dl} = 1 \dots 30$  мс.

У каждой фирмы-изготовителя собственный алгоритм эффекта «хорус», который не патентуется и является коммерческим секретом. Поэтому трудно догадаться, чем отличаются плагины разных фирм. Это можно сделать только экспериментально, проведя некоторые тестовые испытания. Рассмотрим это на примере плагина «хорус» фирмы Sound Forge.

В этом программном модуле (рис.4.25.) число отводов линии, определяющих число звуковых повторов, задается движком Chorus size от 1 до 3. Если повторы формируются с помощью обратной связи, то интервал их повторения задается регулятором времени задержки Chorus out delay, а их уровень движком – Feedback . Регулятор Rate задает частоту модуляции, он же может определять верхнюю границу белого шума. Регулятором Modulation Depth устанавливается  $\Delta T_{\max}$  в процентах относительно времени задержки. Глубина амплитудной модуляции выходного сигнала плагина

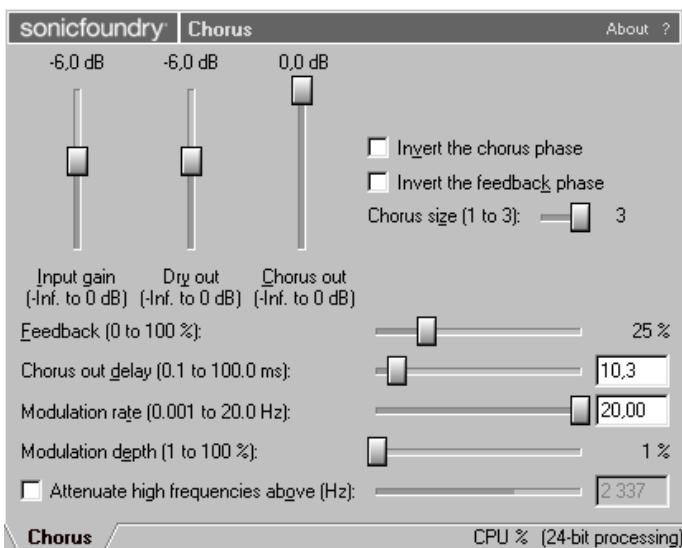


Рис.4.25. Диалоговое окно Chorus редактора Sound Forge

определяется отношением уровней Input gain и Dry out. Она равна 100%, когда эти уровни равны и линейно уменьшается с понижением уровня Dry out.

Временной сдвиг между исходным звуковым сигналом и «хором», что самым существенным образом влияет на результат. Когда временная задержка находится в пределах 20-50 миллисекунд, получается именно хорус, при более коротких задержках выходит уже что-то весьма напоминающее флэнджер. И наоборот, при более длинных задержках получается обычный дилэй с удвоением мощности звука.

Самая мягкая обработка происходит при частоте модуляции менее 1 герца. Но когда частота опускается ниже 0,3 герца, ее действие становится уже практически незаметным.

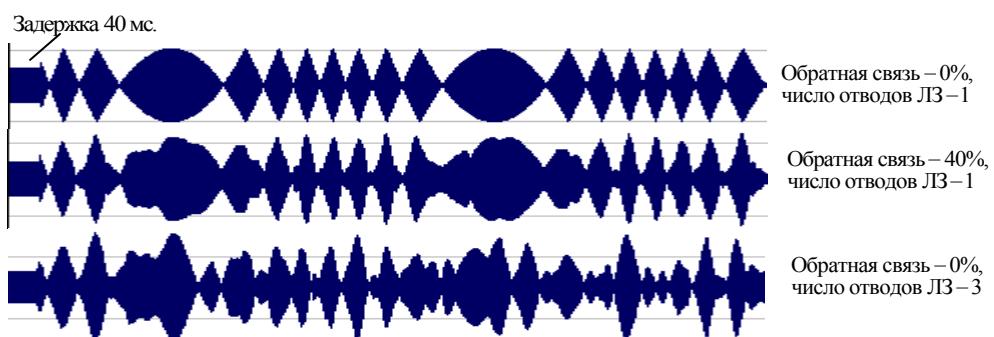


Рис.4.26. Эффект хорус

Едва заметным может стать хорус и при слишком малой глубине модуляции. Тогда, как при слишком большой, будет казаться, что «хоровые» инструменты сильно расстроены. При большой глубине модуляции получится выбраторо. При малом времени задержки -

флэнджер. Для иллюстрации эффекта хорус на [рис.4.26](#), приведены сигналограммы этого эффекта при разной величине обратной связи и с разным числом отводов линии задержки (ЛЗ). Как видно по форме огибающей сигналов, при отключенной обратной связи и отсутствии отводов в ЛЗ эффект хорус вырождается в эффект фленджер. Введение обратной связи рандомизирует огибающую сигнала, и в тем больше, чем сильнее обратная связь. Увеличение числа отводов ЛЗ приводит к аналогичному эффекту, но более сильно выраженному. Звук остается музыкальным, и в нем исчезает периодичность.

Настройки Invert the chorus phase и Invert the feedback phase инвертируют (переворачивают относительно горизонтальной оси) сигнал хоруса или обратной связи. Иногда приходится помечать эти строки, чтобы избежать фазовых искажений, при которых два одинаковых сигнала в противофазе гасят друг друга. А иногда, наоборот, используют фазовые искажения как спецэффект. Самая нижняя настройка в этом диалоговом окне - квадратик Attenuate high frequencies above и движок рядом с ним. Это фильтр, позволяющий исключить из обработки звуки, частота которых выше заданной.

#### 4.6. Звуковой эффект «эхо»

*Естественное эхо* – это эффект периодического повторения звуков с плавным их затуханием, которое наблюдается после прекращения звука. Особенно ярко оно проявляется, когда звук короткий. Эхо возникает в тоннелях, на стадионах, в горных

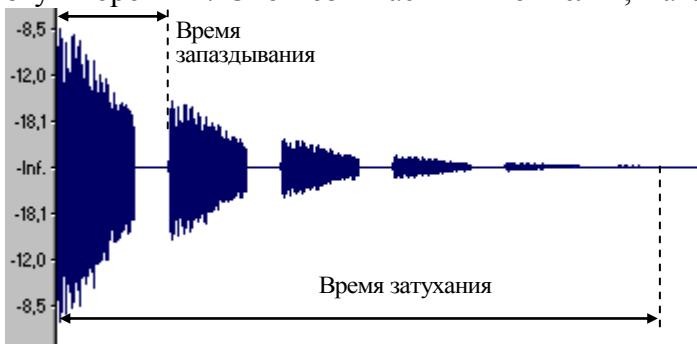


Рис.4.27. Эффект «эхо»

ущельях пещерах и других местах из-за отражения звуковых волн от любых препятствий, мешающих их распространению, но только в случае *запаздывания отражений на время больше 50 мс*. Это время равно постоянной времени слуха человека. Пока запаздывания отраженных сигналов меньше этого времени все они воспринимаются как единый звук, эхо не возникает.

Если скорость затухания отраженных звуков велика, то возникает однократное эхо, если же она мала, то возникает многократное эхо ([рис.4.27](#)). Эффекты цифровой задержки

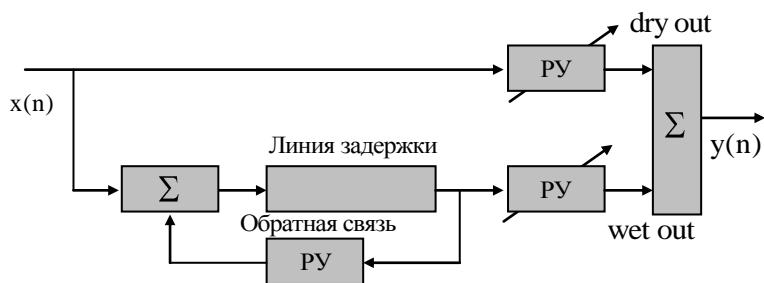


Рис.4.28. Схема формирования звукового эффекта «эхо»

относятся к числу эффектов, которые входят в "джентльменский набор" любого гитариста, поскольку они могут создавать множество различных типов эхо и подходят практически ко всем музыкальным стилям.

Схема на [рис. 4.28](#). поясняет принцип формирования звукового эффекта. В этой схеме на вход подается звуковой сигнал и далее он разделяется на два канала. В каждом

из них можно регулировать уровень с помощью регулятора уровня (РУ). Канал, в котором производится задержка сигнала, имеет странное название *wet out*, канал, в которой сигнал проходит без изменений в плагинах называется *dry out*. В данной схеме сумматор передает на выход как прямой сигнал, так и запаздывающий.

В этой схеме для создания однократного эхо обратная связь выключается, и запаздывающий сигнал возникает через время задержки, определяемое цифровой линий задержки. Обратная связь создает бесконечное число повторов звука, следующих с интервалом, равным времени задержки. Регулятор в цепи обратной связи определяет время затухания этих повторов. Если, например, коэффициент передачи РУ равен минус 6 дБ, то каждый следующий повтор звука будет на 6 дБ ниже предыдущего, и 10-й повтор будет иметь уровень минус 60 дБ. Такой искусственный сигнал на слух воспринимается как многократное эхо.

Эффект «эха» формируется при времени задержки от 150 мс до 1 с или больше, хотя чаще всего применяют значения из диапазона 300...600 мс. Число повторов должно быть достаточно велико, поэтому время затухания может быть до 5...10 с. Эффект «эх» может быть как монофоническими, так и стереофоническими. В последнем случае на каждом канале нужно устанавливать собственное значение времени задержки, что дает еще один метод получения интересных ритмических эффектов.

Одним из вариантов эффекта эхо является широко известный в музыке эффект «слепбек» (slapback). Он создается при времени задержки 100...132 мс. Этот эффект создает впечатление, что звук отражается от расположенной по близости поверхности. Это классическая разновидность эффекта задержки времен раннего рок-н-ролла и рокабилли.

## 4.7. Звуковой эффект – реверберация

### 4.7.1. Реверберация – физика явления

*Естественная реверберация* – это эффект плавно затухающего *последзвучания*, которое наблюдается после того, как звук резко прервался. Такой эффект возникает из-за отражения звуковых волн от любых препятствий, мешающих их распространению. Наиболее сильно реверберация проявляется в закрытых помещениях. Она возникает также в тоннелях, на стадионах, в горных ущельях пещерах и других местах. В результате слушатель воспринимает как прямой звук, так и звуки однократно или многократно отраженные. Если же источник продолжает излучать звуковые колебания, то звуковая картина в помещении представляет собой *совокупность прямого звука и многократных затухающих отражений*. *Естественная реверберация* в концертном зале делает музыку живой, яркой, придает звучанию объемный характер, усиливает эффект локализации источников звука в пространстве.

В закрытом помещении слушатель воспринимает как прямой, так отраженные звуки. На [рис.4.29](#). показано какой путь проходят звуки с одним, двумя и тремя отражениями от стен. Они разделяются на ранние и поздние в зависимости от времени их задержки.

Временная структура реверберационного процесса в виде отклика помещения на импульсное звуковое воздействие приведена на [рис.4.30](#). В начальной стадии она дискретна, со временем интервал между отражениями быстро уменьшается и стремится к нулю, а все отражения сливаются в непрерывный звук.

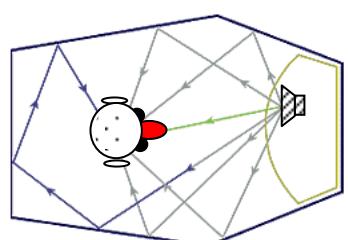


Рис.4.29. Отражения звуков

*Ранние (первичные) отражения* – претерпевает одно отражение от стен, пола или потолка. При этом звуковая волна не только отражается, но и теряет часть своей энергии из-за поглощения звука покрытиями отражающих поверхностей. Поэтому интенсивность ранних отражений естественно меньше интенсивности прямого сигнала. Временные интервалы между ранними отражениями определяются разностью длин путей, по которым они доходят до слушателя. Пока эти интервалы меньше 100 мс, это время хранения звукового образа в памяти человека, отраженные звуки воспринимаются как единое целое. К ранним отражениям относятся и вторичные отражения, для которых интервал между временем их прихода к слушателю и прямым звуком не превышает 100 миллисекунд.

*Вторичные и последующие (поздние) отражения* — это звуковые волны, которые доходят до слушателя после двух и более отражений с задержкой по времени свыше 100

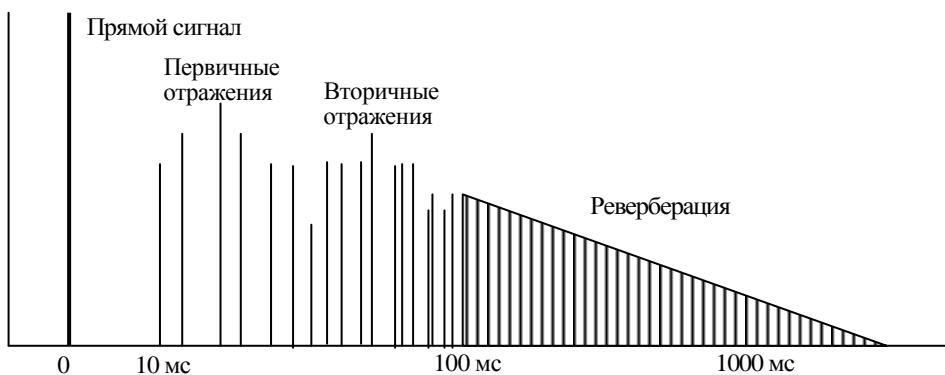


Рис.4.30. Реверберация

мс. Звуки с небольшим числом повторных отражений воспринимаются на слух как эхо. С увеличением числа многократных отражений их интенсивность и временной интервал между ними уменьшаются, отражения перестают восприниматься как отдельные звуки, они сливаются в один сплошной постепенно затухающий звук. В результате реверберации *изменяется акустический частотный спектр звука*. Высокие частоты ослабляются быстрее, чем низкие, вот почему тембр отраженного звука мягче и более заглушен по сравнению с исходным звуком. Величина затухания высоких частот зависит от расстояния, преодолеваемого звуковой волной, и свойств материала отражающих поверхностей. Этот сплошной звук с экспоненциальной уменьшающейся интенсивностью и есть собственно реверберация. Часто его называют реверберационный хвост.

Чем больше число отражений и меньше временные интервалы между ними, тем выше плотность (диффузность) звуков в этом хвосте. Именно *диффузность звука* создает ощущение объема помещения. Для ее увеличения необходимо, чтобы в создании реверберации принимало участие как можно большее число отражений сигналов от отражающих поверхностей. Поэтому в хороших залах вы не встретите простых плоских стен - для улучшения диффузности получаемого звукового поля их всегда делают изломанными, чтобы как можно больше увеличить число отражений.

Прямой сигнал несет информацию только о расположении источника звука справа или слева от слушателя. Какой-либо иной пространственной информации в нем не содержится. Ранние отражения несут в себе информацию о месте расположения исполнителя и о размерах помещения. Именно данные отражения вносят наибольший вклад в пространственное ощущение акустики зала. Завершающий участок реверберационного процесса определяет так называемую "гулкость" звучания, свойственную пустому помещению.

Звук реверберации в аудитории затухает со временем из-за потери энергии от поглощающего материала элементов отражения комнаты. Чем больше коэффициент отражения комнаты, тем дальше происходит затухание, и о комнате говорят «живая».

При большем поглощении комнаты звук затухает быстро, и комната характеризуется как «мертвая».

Время затухания зависит и от громкости тестового звука. Это связано с тем, что затухающее колебание может оказаться ниже уровня шума помещения. Поэтому *стандартное время реверберации* определяется как интервал времени, в течение которого уровень звука уменьшается на 60 дБ относительно исходного значения. За исходное значение принято звуковое давление 100 дБ SPL, а уровень прекращения реверберации – 40 дБ SPL, что соответствует уровню шума в хороших концертных залах. Время реверберации может быть рассчитано по формуле

$$T_{60} = 163 \cdot \frac{V}{\alpha \cdot S}, \quad (4.16)$$

где  $V$  – объем комнаты ( $\text{м}^3$ ),  $\alpha$  - коэффициент поглощения поверхностей,  $S$  – общая площадь поверхностей ( $\text{м}^2$ ).

Для концертных залов время реверберации должно быть в пределах от 1,5 до 2,5 с. Время реверберации лучших концертных залов мира:

**Vienna, Musikvereinsaal** : 2.05 seconds ,

**Boston, Symphony Hall**: 1.8 seconds ,

**New York, Carnegie Hall**: 1.7 seconds.

Возникновение реверберации связано с тем, что при излучении звука в замкнутом помещении в нем возникают стоячие волны в любом из направлений в декартовой системе координат, когда вдоль этого направления в комнате укладывается целое число полуволн излучаемого звука. Собственная резонансная частота прямоугольной комнаты, связана с этими частотами равенством

$$f_c = \frac{c}{2} \cdot \sqrt{\left[ \frac{n_z}{l_x} \right]^2 + \left[ \frac{n_y}{l_y} \right]^2 + \left[ \frac{n_z}{l_z} \right]^2}, \quad (4.17)$$

где  $c$  – скорость звука,  $l_x, l_y, l_z$  – размеры комнаты,  $n_x, n_y, n_z$  – любые целые числа от нуля и выше. Например, если все размеры комнаты равны 10 м, то нижняя резонансная частота равна 17 Гц ( $n_x = 1, n_y = 0, n_z = 0$ ). Чем больше размеры комнаты, тем с более низких

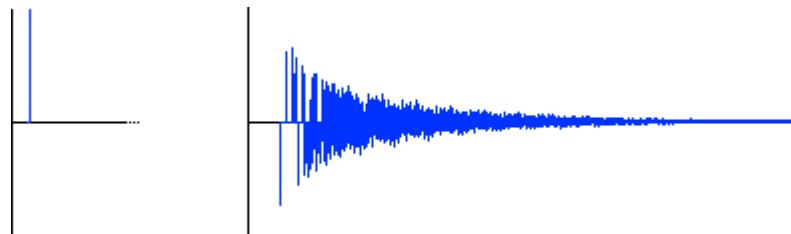


Рис.4.31. Импульсное воздействие и отклик

частот возникают стоячие волны. На высоких частотах плотность стоячих волн становится настолько большой, что они перекрывают друг друга.

Наиболее полной характеристикой акустических свойств помещения является импульсный (реверберационный) отклик на единичное импульсное воздействие (рис.4.31). Технически процедура получения импульсного отклика отработана для любых помещений. Она очень важна тем, что позволяет с помощью операции свертки импульсного отклика помещения и звукового сигнала создать искусственно реверберацию такую же, как в любом концертном зале. Такая возможность широко используется в цифровых ревербераторах.

#### **4.7.2.Искусственная реверберация**

Устройства, имитирующие естественную реверберацию, называются **ревербераторами**. Эффект искусственной реверберации заключается в придании звучанию объемности, характерной для большого зала, где каждый звук порождает соответствующий, медленно угасающий отзвук. Звуки музыкальных инструментов становятся сочными, объемными с богатым тембровым составом. Голоса певцов приобретают напевность, недостатки, присущие им становятся малозаметными. Реверберация широко применяется в случаях, когда необходимо "украсить", обогатить звучание сольного инструмента или голоса, а также струнной, духовой групп или других голосов оркестра за исключением только ритм-секции.

Реверберацию используют для улучшения и подчеркивания художественной выразительности речи, пения, звучания отдельных музыкальных инструментов. Эффект искусственной реверберации расширяет диапазон громкости звука ударных инструментов, что более приятно для восприятия, чем обычный скучный звук. Искусственная реверберация может создаваться с помощью целого ряда технических средств.

Считается, что для красиво звучащей реверберации первые ранние отражения должны приходить через 15...20 мс после прямого звука, а суммарная мощность ранних отражений (в диапазоне 15...50 мс) должна составлять примерно -6 дБ от мощности прямого сигнала. На восприятие реверберации наиболее сильно влияет затухание реверберации от максимального значения до уровня -15 дБ.

**Реверберационная камера.** Это помещение с хорошо отражающими звук препятствиями объемом от 120 до 300 м<sup>3</sup>. Массивные стены пол и потолок камеры имеют разные углы наклона. С помощью такой камеры формируется реверберация наиболее близкая к естественной. Громкоговоритель и микрофон устанавливаются так, чтобы между ними было максимальное расстояние, и на микрофон попадали в основном многократные отражения. Сигнал с микрофона смешивается с исходным сигналом, подаваемым на громкоговоритель. Недостаток реверберационной камеры – громоздкость и высокая стоимость. Такая камера существует только в кремлевском дворце съездов. Наибольшее время реверберации достигает 5...7 с.

**Листовой ревербератор.** В таком ревербераторе используются металлический лист размером 1x2 м, подвешиваемый на пружинах, выполняющих роль демпферов. К листу перпендикулярно его плоскости жестко крепится подвижная катушка электромеханического преобразователя похожего по конструкции на громкоговоритель. Для съема вибраций листа используется механо-электрические датчик любого типа (пьезоэлектрический или резистивный), сигнал с которого подается на усилитель. Эффект реверберации возникает благодаря отражению изгибных колебаний от границ металлического листа. Путем изменения натяжения пружин устанавливается характер реверберации.

**Пружинный ревербератор.** Этот ревербератор подобен листовому, только в нем вместо металлических листов используется длинная стальная проволока, свитая в спираль. На ее одном конце крепится электро-механический преобразователь, создающий крутильные колебания. На другом конце – механо-электрический датчик, чувствительный к крутильным колебаниям. В отличие от листового ревербератора процесс носит одномерный характер и реверберация очень далека от натуральной. Такие ревербераторы часто интегрируются в усилитель и до сих пор используются в гитарных процессорах.

Несмотря на несовершенство, пружинные и листовые ревербераторы оставили свой след в звукозаписи, сформировали определенную эстетику звучания, и до сих пор их звук имитируется почти всеми цифровыми ревербераторами

*Аналоговый электронный ревербератор.* Это аналоговая линия задержки на основе магнитофона со сквозным каналом и несколькими головками воспроизведения. Число головок может быть от 2 до 24, оно определяет число отражений, а расстояние между головками – временной интервал между ними. Сигнал с выходов всех головок воспроизведения через сумматор подается на вход усилителя записи. Фактически это многоотводная линия задержки, формирующая ряд затухающих повторов. Регулируя уровень каждого повтора и скорость движения ленты, можно было менять характер реверберации.

*Цифровой ревербератор.* Это цифровая линия задержки с обратной связью и с отводами, которые имитирует затухающие отражения звука с установленной временной задержкой. Для их формирования выходной сигнал линии через сумматор снова подается на вход с затуханием меньше единицы и суммируется с входным сигналом. Поэтому каждое следующее повторение сигнала имеет большее затухание, чем предыдущее. От величины этого затухания зависит число повторений сигнала с заданной задержкой.

Несмотря на то, что в паспортах на устройства указаны сотни видов реверберации, число основных типов алгоритмов в каждом приборе невелико, не более 5...10. А вот количество вариантов звучания, т.е. пользовательских фабричных присетов – многие сотни.

К *основным алгоритмам* цифровых ревербераторов относятся:

**Hall** – имитируется акустика концертного зала. Глубокая реверберация с громадным временем замирания, субъективно она отделяет источник звука от слушателя;

**Room** - реверберация небольшой комнаты. Она подходит для акустических инструментов в .камерной атмосфере;

**Live** – имитируется живая атмосфера, считается, что она больше подходит для солирующих инструментов;

**Plate** – имитируется реверберация плоской металлической пластины. Это используется для вокала и ударных инструментов;

**Spring** – имитируется пружинный ревербератор;

**Chamber** – имитируется реверберационная камера;

**Gate** – имитируется реверберация со срезом финальной фазы демпфирования. Это придает динамический характер звуку и используется с ударными инструментами, особенно с барабанами.

**Reverse** – имитируется художественная реверберация с инверсной огибающей, т.е. сначала она постепенно увеличивается и затем резко обрывается. Такой эффект может быть получен инвертированием звука редактором, при использовании обычной реверберации и инверсной версии. В этом случае реверберация начинается до исходного звука. Этот особый эффект иногда используют для вокала.

К наиболее *важным параметрам* современных цифровых ревербераторов относятся следующие:

*Reverb Time (Decay time)* – время реверберации. Это время затухания звука примерно на 60 дБ. Звук реверберации в аудитории затухает со временем из-за потери энергии от поглощающего материала элементов отражения комнаты. Чем больше коэффициент отражения комнаты, тем дольше происходит затухание, и о комнате говорят «живая». При большем поглощении комнаты звук затухает быстро, и комната характеризуется как «мертвая».

*Reverb Delay* – задержка реверберации. Это интервал между ранними отражениями и реверберационным хвостом.

*Pre Delay* - первоначальное время задержки. Это интервал между прямым звуком и первым ранним отражением, его величина может быть от 0 до 100 мс. Этот параметр связан с имитацией виртуальных размеров комнаты, в которой находится слушатель. Чем меньше его значение, тем более маленькие размеры комнаты.

*Density of early (primary) reflections*- плотность ранних отражений. Этот параметр характеризует геометрию имитируемой комнаты. Чем меньше интервалы между отражениями, тем более маленькие размеры комнаты.

*Early Reflection Level* – уровень ранних отражений. Этот параметр связан со свойствами отражающего материала покрытий комнаты.

*Balance (Dry/Wet)*- баланс (прямой звук/звук с реверберацией). Этот параметр определяет отношение прямого звука и звука с реверберацией.

*Diffusion of reverberation* – диффузность реверберации. Когда этот параметр низкий, эффект реверберации становится дискретным и звук воспринимается как эхо.

#### 4.7.3.Алгоритмы реверберации

Главным назначением ревербераторов является имитация объемного звучания путем моделирования акустических условий распространения звука в различных условиях- концертный зал, жилая комната, заглушенная камера, лес или чистое поле. Идеи построения алгоритмов реверберации можно просто описать только применительно к

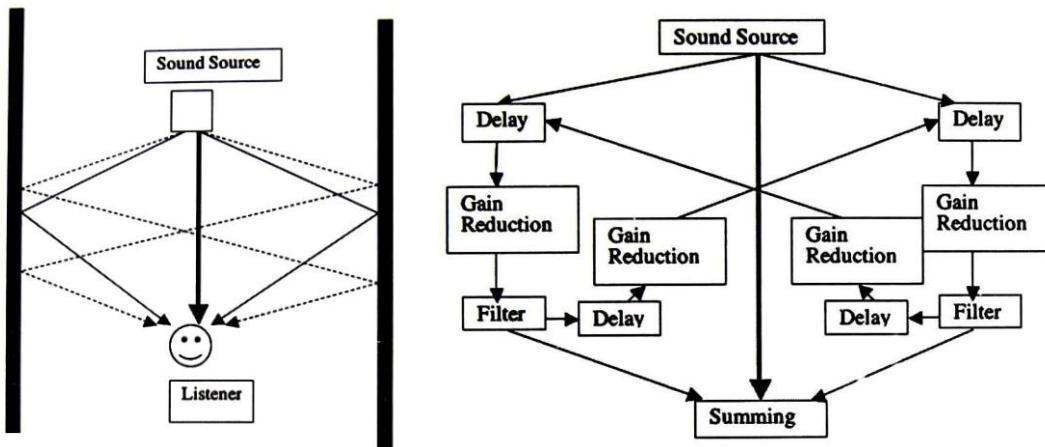


Рис.4.32. Алгоритм имитации отражений от двух стен

распространению звука в обычной комнате, в которой всего 6 отражающих поверхностей. В этих алгоритмах учитываются коэффициенты отражения поверхностей, ранние и поздние отражения.

На [рис.4.32](#). показаны первичные и вторичные отражения звука только от двух стен. На этом же рисунке приведен алгоритм реверберации, соответствующий этим условиям.

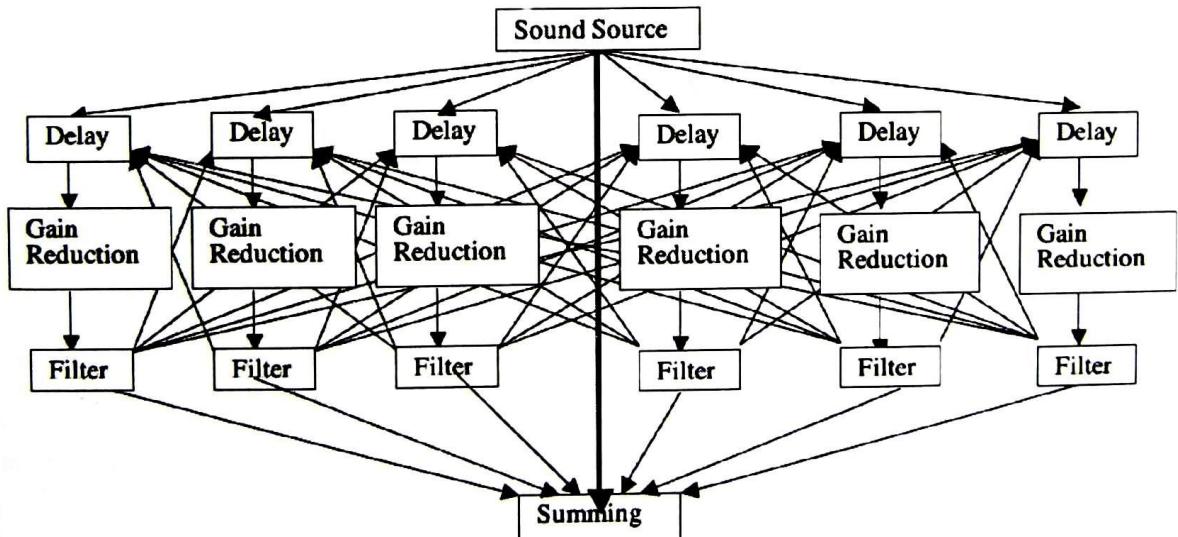
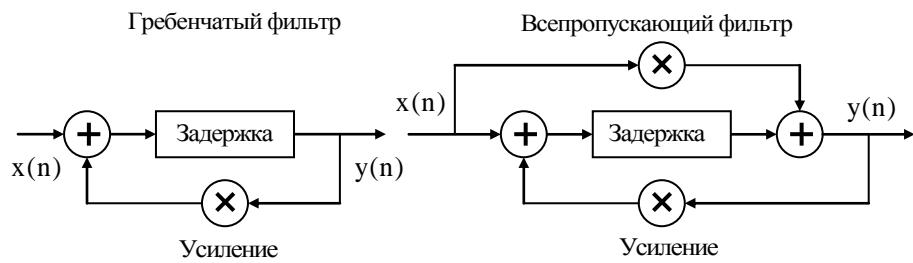


Рис.4.33. Алгоритм имитации отражений от 4 стен, потолка и пола

В этом алгоритме реверберация моделируется линий задержки (delay line), которая зависит от размеров комнаты, коэффициентом отражения стен (gain reduction) и фильтром низких частот (filter), который учитывает зависимость коэффициента поглощения покрытия стен от частоты. Вторичные отражения учитываются путем введения линий обратной связи. При учете первичных и вторичных отражений от всех 6 поверхностей комнаты алгоритм реверберации неимоверно усложняется ([рис.4.33.](#)). На самом деле все еще сложнее, и надо учитывать, что расстояние от стены до стены зависит от угла падения звуковой волны. Эти алгоритмы не учитывают, что звук, распространяющийся в зале, отражается не только от стен, но также и от кресел, пола и прочих поверхностей, которые порождают потоки дополнительных звуковых волн. Кроме того, каждая поверхность обладает свойством поглощения, в результате чего отраженный от этой поверхности сигнал может иметь несколько отличный от пришедшего сигнала спектр. По этой причине, для создания реалистичной реверберации пользуются значительно более сложными алгоритмами.

Базовой основой имитации поздних отражений в цифровых ревербераторах являются гребенчатый и все пропускающий фильтры. В первом используется только обратная связь, а втором - прямая и обратная связи. Их функциональные схемы приведены на [рис.4.34](#). Передаточная функция гребенчатого фильтра



[Рис.4.34.](#) Базовые элементы цифровых ревербераторов

$$H(z) = \frac{z^{-M}}{1 - g \cdot z^{-M}}, \quad (4.18)$$

передаточная функция все пропускающего фильтра

$$H(z) = \frac{z^{-M} - g}{1 - g \cdot z^{-M}}, \quad (4.19)$$

где  $M$  - длина линии задержки,  $g$  - коэффициент усиления. Импульсный и частотный отклик этих фильтров представлены на [рис.4.35.](#)

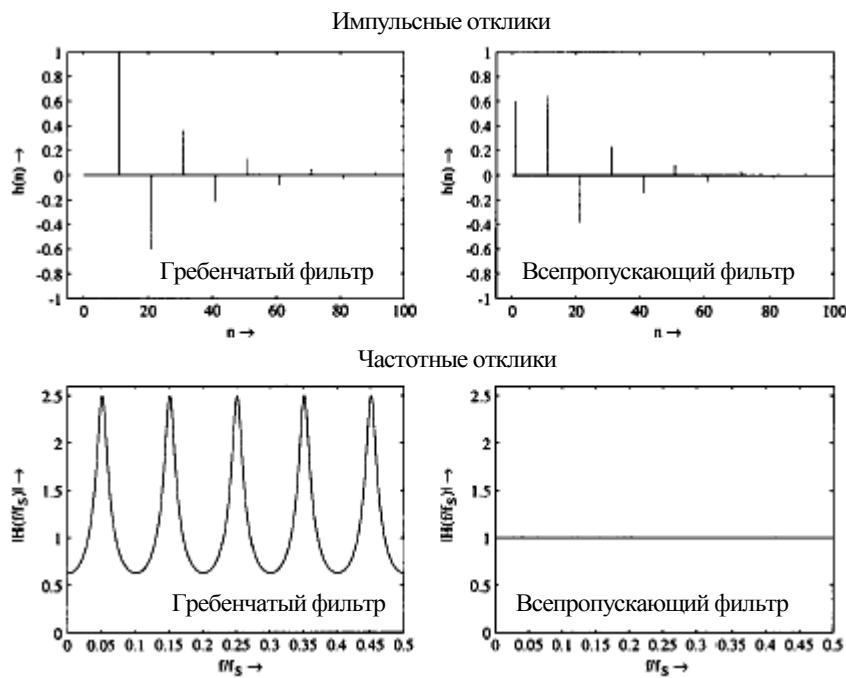


Рис.4.35. Импульсные и частотные отклики гребенчатого фильтра и все пропускающий фильтра

Ранние отражения имеют решающее значение для ощущения восприятия пространства, в частности, эффекта объема комнаты. Наиболее часто для их имитации используется алгоритм Герзона, приведенный на [рис.4.36](#). В этой схеме звуковой сигнал умножается на коэффициент взвешивания и подается на блок, имитирующий ранние отражения, далее они суммируются со звуковым сигналом. В качестве имитатора отражений обычно используется рекурсивный фильтр с задержкой  $M$  выборок ([рис.4.36](#)). Сигналы на отводах взвешиваются со своими коэффициентами затухания  $g_i$ .

Алгоритмы поздней реверберации были предложены Шродером и Моорем на основе

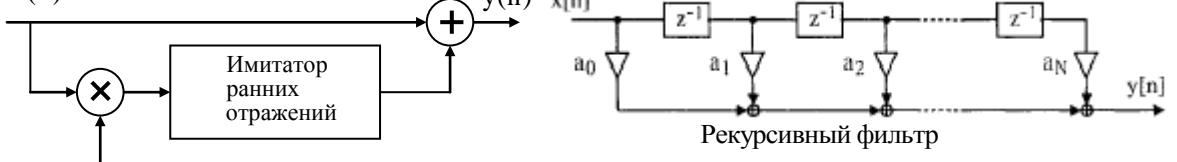


Рис.4.36. Имитация ранних отражений

применения линий задержек с обратной связью, у которых импульсный отклик имеет экспоненциальный закон затухания. На [рис.4.37](#) приведена схема формирования реверберации Моора. В этой схеме ранние отражения имитируются с помощью многоотводной линии задержки на основе КИХ-фильтра. Все выходные сигналы взвешиваются в соответствии с коэффициентами затухания  $g_i$  и суммируются. Значения этих коэффициентов рассчитываются по формуле

$$g_i = 10^{-3} \cdot \frac{m_i}{T_d \cdot f_s},$$

где  $m_i$  – время задержки, задаваемой числом выборок,  $f_s$  – частота дискретизации,  $T_d$  – время реверберации.

Для имитации поздних отражений используются 6 параллельно соединенных гребечатых фильтров с обратной связью, выходы которых суммируются. В цепи обратной связи каждого из них включен ФНЧ 1 порядка, который имитирует эффект затухания интенсивности отражений на высоких частотах. Суммарный сигнал с этих фильтров подается на выход через временную задержку на основе все пропускающего фильтра. Эта задержка имитирует запаздывание поздних отражений по отношению к ранним отражениям на 6 мс. Коэффициент  $A_1 = 0,7$  создает необходимый уровень поздних искажений.

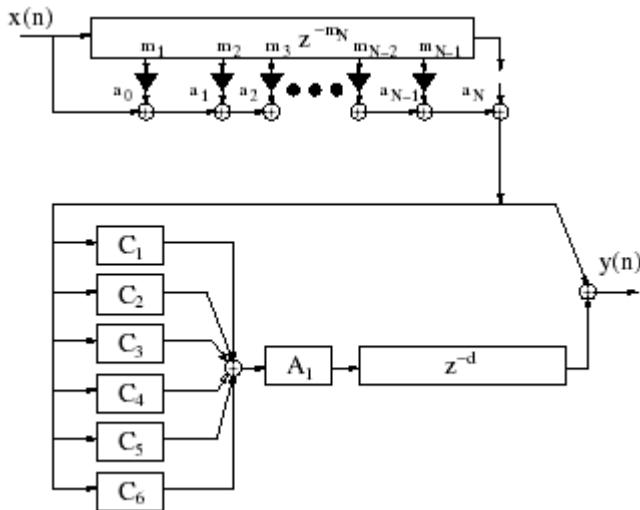


Рис.4.37. Схема цифрового ревербератора Моора

При имитации виртуальной комнаты моделируются ее акустические характеристики. Большой частью такая имитация производится в режиме пост-обработки. В математическом плане такая обработка соответствует свертке звукового сигнала  $x(t)$  с импульсным откликом комнаты  $h(t)$ . Импульсный отклик между двумя точками в комнате приведен на [рис.4.31](#). Он состоит из прямого сигнала, ранних отражений (от стен) и поздней реверберации. Ранние отражения постепенно уменьшаются со временем и переходят в случайный сигнал с экспоненциальным затуханием, называемом реверберация.

Такой способ создания искусственной реверберации называется [конволюционная реверберация](#). Импульсный отклик  $h(t)$  цифровой линейной системы показывает реакцию системы на простейший входной сигнал - единичный импульс. Зная этот отклик, можно вычислить отклик  $y(n)$  в цифровой форме на произвольный входной сигнал  $x(n)$  с помощью операции свертки,

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N+M-2} x(n-k) \cdot h(k), \quad (4.20)$$

где  $M$  и  $N$  - число отсчетов перемножаемых функций. Другими словами, зная реверберационный отклик комнаты на щелчок единичного импульса, можно вычислить реверберацию для любого сложного сигнала.

Реализация такой вычислительной процедуры сталкивается с двумя проблемами. При частоте дискретизации 44100 Гц для выполнения операции свертки по имитации ранних отражений, запаздывающих на время до 100 мс, требуется 4410 элементный фильтр. Для имитации поздних отражений, длительность которых достигает 2 с, требуется 88200 элементный фильтр на каждый звуковой канал. Технически это не реализуемо.

Длина импульсных откликов помещений зависит от их времени реверберации. На восприятие реверберации наиболее сильно влияет затухание реверберации от максимального значения до уровня -15 дБ. Можно считать, что затухание ниже уровня -60

дБ практически не влияет на восприятие. Длина импульсов отклика помещений до их затухания до уровня -60 дБ может исчисляться несколькими секундами, т.е. длина импульсного отклика  $M$  может составлять десятки и даже сотни тысяч цифровых отсчетов.

Если длительность звукового сигнала составляет  $N$  выборок, а длина импульса отклика -  $M$  выборок, то необходимо за этой время произвести  $M+N$  операций умножения и сложения. При длительности музыкального отрывка 1 мин и длительности импульсного отклика 3 секунды - требуется за это время выполнить около 350 триллионов операций сложения и умножения. Поэтому прямое вычисление свертки в реальном времени по вышеприведенной формуле невозможно на современных персональных компьютерах в силу слишком высокой вычислительной сложности. Однако вычислять свертку можно с помощью быстрого преобразования Фурье, которое уменьшает число умножений на отсчет.

## Список литературы

1. **Watkinson J.R.** The Art of Digital Audio. 2<sup>nd</sup> Ed.. Boston, MA: Focal Press,1994.
2. **Ken C. Pohlman.** Principles of Digital Audio, 5rd Ed. McGraw-Hill, 2005.-860 pp
3. **Udo Zolzer.** Digital Audio Signal Processing. John Wiley and Sons, Inc., Chichester, England, 1997, -259 pp.
4. **Udo Zolzer.** DAFX – Digital Audio Effects. . John Wiley and Sons, Ltd., Chichester Sussex, UK, 2002, -525 pp.
5. **Nika Aldrich.** Digital Audio Explained. Second edition. Sweetwater., 2004, . –373 pp.
6. **Davide Rocchesso.** Introduction to Sound Processing, - 248 pp. Web site:  
<http://scienze.univr.it/~rocchess>.
7. **Julian Dunn.** Measurement Techniques for Digital Audio.2004, -194 pp. Web site:  
<http://www.audioprecision.com/>.
8. Francis Rumsey, John Watkinson. Interface Handbook. Elsevier, 2004.
9. Ray Rayburn. Digital Audio Interfacing and Networking.
10. **Julius O. Smith.** Introduction to Digital Filters with Audio Applications. Center for Computer Research in Music and Acoustic (CCRMA), Department of Music, Stanford University, California 94305 USA. Web site:  
<http://ccrma.stanford.edu/~jos/lndsc.html2/24/2006>
11. **Mark Kahr, Karlheinz Brandenburg.** Application of Digital Signal Processing to Audio and Acoustic. Kluver Academic Publishers, New York, Boston, London, Moscow. 2002,- pp.538.
12. **Julian Dunn.** High Dynamic Range Audio Applications for Digital Signal Processing. Presented at AES 93rd Convention, October 1992.
13. **Цифровая звукозапись.** Под редакцией Дж. Мааса и М. Веркамена. Пер. с англ.- М.: Мир, 2004.-352 с., (Мультимедиа для профи).
14. **Рыжков В.А.** и др. Внешние запоминающие устройства на магнитном носителе.- М.: Энергия. 1978.-224 с.
15. **Справочник.** Цифровая обработка сигналов. Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшин, М.Н.Поляк. М. Радио и связь, 1985.
16. **Юрий Петелин.** Уроки музыки на компьютере. Динамическая обработка аудио сигналов на ПК. Web site: <http://www.petelin.ru/>
17. **Александр Радзишевский.** Основы аналогового и цифрового звука. Из-во дом «Вильямс», М, СПб, Киев, 2006, -281.
18. **Справочник.** Звуковое вещание. Под ред. Ю.А.Ковалгина. М. Радио и связь. 1993,- 463.
19. **Watkinson J.R.** The MPEG Handbook (MPEG1, MPEG2, MPEG4) pp.224

20. **Wannamaker R.A.** The Theory of Dithered Quantization. Dissertation. Waterloo, Ontario, Canada, 2003,- 152.
21. **Сэломон Д.** Мир программирования. Цифровая обработка сигналов. Сжатие данных изображения и звука. Техносфера. М. 2004,-365.
22. Михаил Гук. Энциклопедия. Аппаратные средства IBM PC. СПб, 2002, -922.
23. Andreas Spanias,Ted Painter,Venkatraman Atti . AUDIO SIGNAL PROCESSING AND CODING, WILEY-INTERSCIENCEA, John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2007-486 pp.
24. Dai Tracy Yang, Chris Kyriakakis, and C.-C. Jay Kuo.High-Fidelity Multichannel Audio Coding.© 2006 Hindawi Publishing Corporation, 225 стр.  
<http://www.hindawi.com/spc.1.html>  
<http://www.amazon.com/dp/9775945240>
25. Ковалгин Ю.А., Вологдин Э..И. Цифровое кодирование звуковых сигналов.- СПб.: КОРОНА –принт. 2004.-240 стр.