

(перевод доклада Рэя Долби на 81 конвенции AES 12-16 ноября в Лос-Анджелесе)

## **ПРОЦЕСС СПЕКТРАЛЬНОЙ ЗАПИСИ**

### **(The Spectral Recording Process).**

Рэй Долби.

Dolby Laboratories Inc., San Francisco and London.

(Корпорация Лабораторий Долби, Сан-Франциско и Лондон.)

Представлен на 81 съезде Общества инженеров-акустиков 12-16 ноября в Лос-Анджелесе, Калифорния.

### **КРАТКОЕ ВВЕДЕНИЕ.**

Описан комплементарный формат кодирования и декодирования звуковой информации, названный спектральной записью - СЗ (Spectral Recording - SR), для использования в профессиональной магнитной записи и похожих применениях. Алгоритм обработки является сильно зависящим от спектральных свойств сигнала; сверх того характеризующийся использованием при кодировании завала высокоуровневых компонентов сигнала в частотной области, обычно перегружающих канал. В результате обработки значительно снижаются шумы и понижаются искажения в канале.

### **0. ВВЕДЕНИЕ.**

В 1980 году, 14 лет спустя после введения шумоподавления А-типа [1], автор начал размышлять над разработкой системы следующего поколения для широкого применения в профессиональной записи и передачи. Первоначально обсуждалась конфигурация, которая могла бы использовать характеристики А-типа как часть новой системы, с переключаемой совместимостью. С другой стороны, при этом нельзя было ни полностью получить преимущества новой технологии, воплощенной в системе С-типа [4], ни быстро объединить некоторые дальнейшие новые идеи. Поэтому частные параметры системы А-типа в качестве отправной точки для новой разработки были отброшены. Однако основные принципы, которые явились действенными с того момента, когда они были впервые введены, были оставлены: использование основного пути сигнала без какой бы то ни было динамической обработки для прохода сигналов с высоким уровнем, связанной с низкоуровневым компрессором боковой ветви для получения динамического действия.

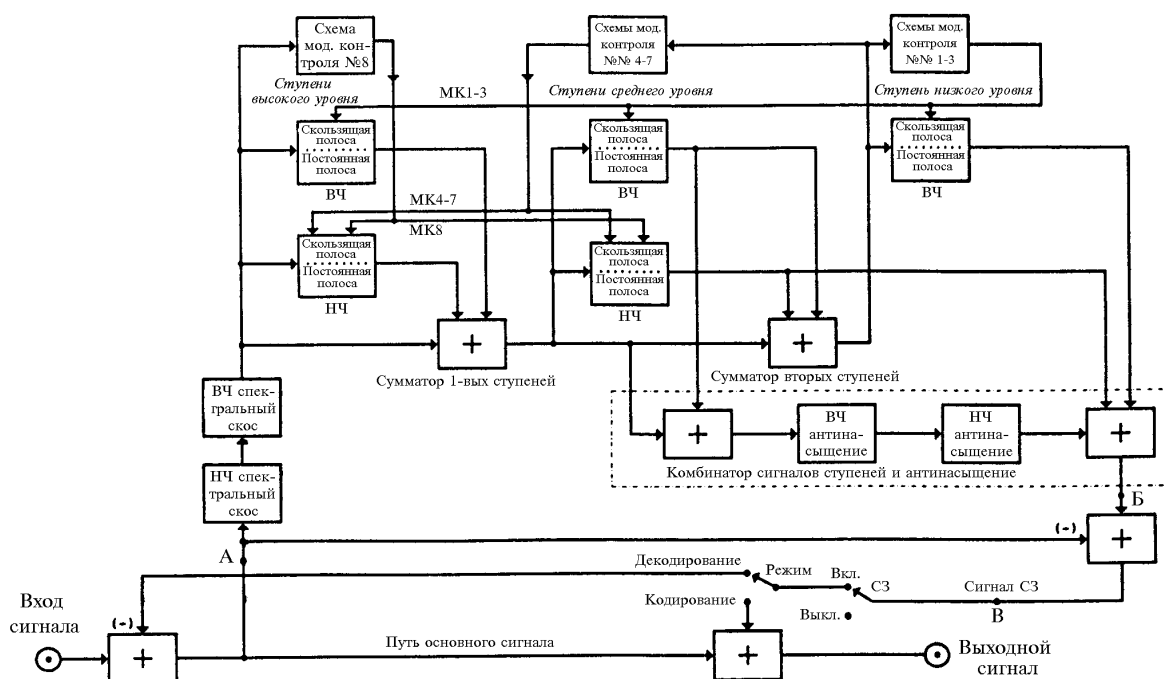
При разработке новой системы точки отсчета были установлены высоко. Новая технология, названная спектральной записью, должна обеспечивать мастер-записи предельно высокого качества, особенно в отношении слышимой чистоты сигнала. Несмотря на это, система должна быть практичной и экономичной в обычных применениях, быть подходящей для легкого и без проблем использования в широком разнообразии профессионального записывающего и передающего окружения. Некоторые новые технологии, которые будут описаны ниже, обеспечивают требуемое качество сигнала и практичность, но приводят к сложности схем. Чтобы победить проблемы сложности и обеспечить экономичное производство новой системы, упор был сделан на улучшение схемной реализации и технологии производства.

## 1. КРАТКИЙ ОЧЕРК.

Целью процесса спектральной записи является изменение различных компонентов входного сигнала таким путем, чтобы использовать несовершенный тракт записи или передачи более рациональным образом. Обычно высокоуровневые компоненты сигнала по обоим концам спектра ослабляются, отчего улучшается согласование с перегрузочной характеристикой, обеспечиваемой средой передачи. В то же время низкоуровневые компоненты сигнала существенно усиливаются сильно селективным к частоте образом. Эти действия обращаются при воспроизведении, восстанавливая оригинальный сигнал. Результатом является существенное сокращение искажений и шума, как при отсутствии, так и в присутствии сигнала.

Процесс имеет некоторое число слоев (этапов) и в действии имеет общие черты с системами шумопонижения А-типа [1], В-типа [2,3], и С-типа [4]. SR-процесс, беря эти разработки, значительно развивает их далее в главном направлении. Рассмотрение основных принципов должно опираться на технические статьи по этим системам, описание С-типа (ссылка №4) применимо в особенности.

Ссылаясь на рис. 1, который позже будет в деталях описан, основной путь сигнала ответственен за отклик для проходящего сильных сигналов. Сигнал в боковой ветви с характеристиками процесса СЗ суммируются с основным сигналом в режиме кодирования и вычитаются в режиме декодирования, отчего в итоге достигнуто комплементарное действие.



**Рис.1.** Основная блок-схема процесса спектральной записи. Диаграмма показывает основные черты процесса: многоступенчатое динамическое колебание действия на высоких и низких частотах, замещение действия, (фиксированные полосы и скользящие полосы), управление модуляцией, высокочастотный и низкочастотный спектральный скос и высокочастотное и низкочастотное антيناesyщение.

Размещение ступеней СЗ сходно с системой С-типа, за тем исключением, что использовано три уровня или ступени переменного действия: высокого уровня, среднего уровня и низкого уровня (HLS-СВУ, MLS-ССУ, LLS-СМУ). Благодаря использованию многоуровневых ступеней появляются разнообразные преимущества, включая точность и воспроизводимость, малые искажения, малые выбросы и объединенное действие с хорошим спектральным разрешением. Ступени высокого и среднего уровня обе используют высокочастотную и низкочастотную схемы, с частотой раздела 800 Герц. Ступень низкого уровня - только высокочастотная, с характеристикой 800 Гц - фильтра верхних частот.

Каждая вышеупомянутая ступень имеет усиление на малом сигнале немногим больше 8 дБ, вследствие чего общий динамический эффект получается около 16 дБ на низких частотах, 24 дБ на высоких частотах. Дальнейшее динамическое действие около 1 дБ происходит выше опорного уровня.

Цепь спектрального скоса имеет то же самое назначение и функционирование, как в системе С-типа, исключая то, что спектральный скос действует на низких частотах так же хорошо. Цепи спектрального скоса делают нечувствительным процесс СЗ к влиянию компонентов сигнала на крайних концах полосы звуковых частот.

Этот эффект является особенно полезным, если записывающая или передающая система имеет ненадежный частотный отклик в этих областях. Также важны схемы ослабления инфразвуковых и ультразвуковых помех всех типов. Действие спектрального скоса компенсируется в декодере, давая в итоге плоскую частотную характеристику. Обоими цепями антинасыщения - высокочастотной и низкочастотной - снабжен основной путь сигнала, снова работающий в действительности тем же способом, как в системе С-типа. Фактически производится объединение эффектов антинасыщения при помощи цепей антинасыщения и цепей спектрального скоса. Этим путем процесс СЗ приобретает существенное увеличение перегрузочной способности на низких и высоких частотах.

## **2. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ.**

### **2.1. Принцип наименьшего действия.**

Философией разработки, использованной в совершенствовании новой системы, является то, что наилучшим действием с сигналом является наименьшее действие. Целью работы кодера является получение постоянного, предсказуемого усиления для всех частотных компонент сигнала, с соответствующим ослаблением в декодере. Если на некоторой частоте или частотах появляются большие компоненты сигнала, то усиления должны быть уменьшены только на этих частотах, в согласии с predetermined законами компрессии для восстановления сигнала во время декодирования. Другими словами, компрессор должен добиваться сохранения всех компонентов с полным уровнем в течение всего времени; когда усиление на некоторой частоте должно быть уменьшено, этот эффект не должен распространяться на низкоуровневые компоненты сигнала на других частотах.

Воспринимаемым на слух эффектом компрессии такого типа является то, что сигнал кажется усиленным и ярче, но без каких бы то ни было заметных эффектов динамической компрессии (ухо обнаруживает изменение динамики в первую очередь по изменению усиления компонента сигнала на одной частоте по отношению к другим частотам, несколько смещенным от нее). Если ухо не может обнаружить динамические эффекты в компрессированном сигнале, то а) невероятно, что эффекты модуляции шума будут заметны в декодированном сигнале, б) невероятно, что эффекты модуляции

сигнала станут заметны в декодированном сигнале, если их вызовут ошибки усиления или частотного отклика в записывающем или передающем канале.

В процессе СЗ использованы два новых метода, которые сильно упрощают схемы, достигая целей построения полностью спектрально-чувствительной системы. В частности, обе схемы - с фиксированной и со скользящей полосой - использованы в уникальной комбинации, называемой замещением действия, которая привлекает лучшие черты схем обоих типов. Следующая технология, называемая модуляционным контролем, сильно улучшает возможность обеих - фиксированной и скользящей полос - сопротивляться любой модуляции сигнальными компонентами без необходимости.

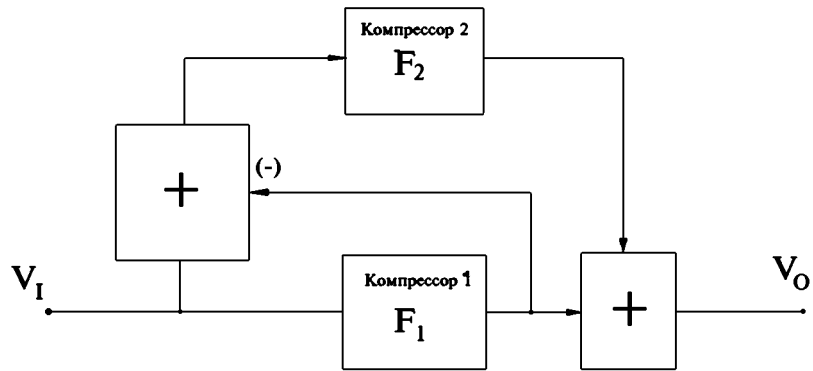
Использование новых методов сократило основной кодер до только двух частотных полос (высокочастотной и низкочастотной), каждая со схемами с фиксированной и со скользящими полосами, (существо этой комбинации представлено как ступень). Когда трехуровневое перераспределение действия взято в расчет, в процессе СЗ используется пять схем с фиксированной полосой и пять - со скользящей полосой.

## **2.2. Замещение действия.**

Новый тип компрессирующего и экспандирующего действия, который сильно откликается на спектральные изменения, может быть получен при помощи суперпозиции или перекрытия отдельных характеристик различных типов схем динамического действия. Одна схема может обеспечить неподвижные характеристики, или определять зонтик, дальнейшие же характеристики являются невидимыми, пока не появятся компоненты сигнала, которые приведут к проявлению и активизации скрытых характеристик.

Для обсуждения положим, что усиление в системе компрессии настроено так, что допороговые сигналы проходят без ослабления. Это значит, что максимально возможным действием является получение некоторого усиления, например, единичного. Как-нибудь получить это усиление в елико возможно большей полосе частот в присутствии высокоуровневых (доминирующих) сигналов, и является задачей системы.

Так, в схеме компрессора с суперпозицией действия, представленной на рис. 2, сигнал поступает в первую схему компрессии. Выход этой схемы представляет законченную часть общего потенциального действия. Незавершенной частью, следовательно, является входной сигнал за вычетом завершенной части; эта разность и поступает во вторую схему компрессии, которая имеет несколько отличающиеся характеристики. Выход второй схемы добавляется к таковому первой, увеличивая ее действие (первой). В крайних условиях, в котором выход первой схемы может быть пренебрежим на части частот, действие второй системы эффективно заменяет для этого первую.



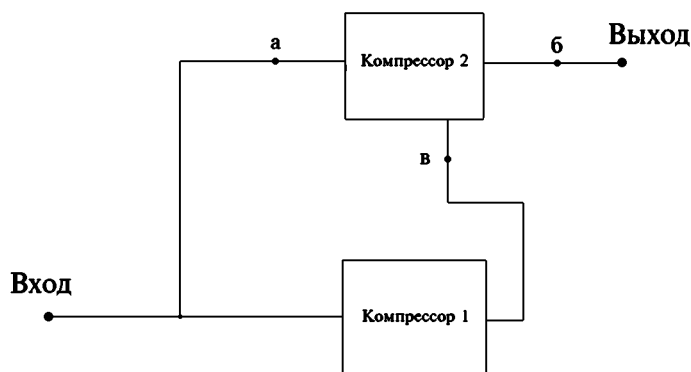
**Рис. 2.** Основная структура компрессора с замещением действия.

Действие компрессора с замещением действия может быть охарактеризовано прямо из вышеприведенного описания. При входном сигнале  $V_i$ , выходном сигнале  $V_o$ , передаточной функции первого компрессора  $F_1$ , передаточной функции второго компрессора  $F_2$ , мы имеем:

$$V_o = V_i [F_1(s) + F_2(s) - F_1(s)F_2(s)]. \quad \{1\}$$

Это уравнение показывает, что итоговой передаточной функцией является сумма отдельных передаточных функций за вычетом их произведения. Другими словами, на протяжении перекрывающегося участка передаточных функций, множитель вычитается из суммы передаточных функций.

Действие описанного выше типа может быть достигнуто с различной топологией схем, одна из них, использованная в представленной реализации системы СЗ показана на рис. 3. В этой системе схемы компрессоров объединены в штабель. Обе схемы имеют запараллеленные входы и выход взят от верхней схемы, которая сконфигурирована как трехполюсник с выводами (а), (б) и (в). Выход первой схемы питает опорный вывод (в) верхней схемы. Может быть показано, что компоненты сигнала на выходном выводе (б) также определяются при помощи уравнения {1}.



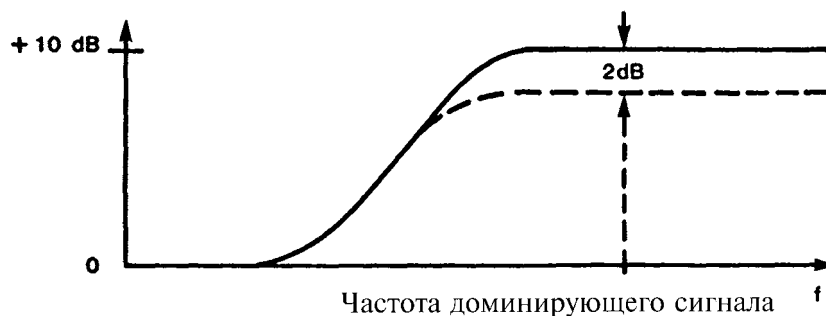
**Рис. 3.** Конфигурация замещения действия, используемая в процессе СЗ.

Полезность технологии суперпозиции может быть оценена при обсуждении рис. 4(а) и 4(б). Преимущества схем компрессии с фиксированной полосой вытекают из того факта, что все частоты сигнала обрабатываются одинаково, в противоположность с действием скользящей полосы, рис. 4(б). Таким образом, появление доминирующей компоненты сигнала вызывает, как это показано, в таком случае, потерю эффекта шумоподавления во всей полосе на 2 дБ, как на показанном примере. Потери не концентрируются в некоторой отдельной области частот, как это бывает в схеме со скользящей полосой, отметим потери 5 дБ, показанные на рис. 4(б). Наибольшее значение этого в том, что если записывающий или передающий канал имеет погрешность усиления и/или частотной характеристики, это не усиливает ошибку на других, не доминирующих частотах сигнала; в схемах со скользящей полосой усиление может быть значительным (эффект модуляции средних частот, обсуждаемый в ссылке 4).

В противоположность этому, преимущества схем компрессии и экспандирования со скользящей полосой проистекают из того факта, что все частоты сигнала обрабатываются неодинаково. В частности, компрессия, экспандирование и шумоподавляющее действие хорошо поддерживается выше частоты доминирующего компонента сигнала для высокочастотной схемы, и ниже частоты доминирующего компонента сигнала для низкочастотной схемы. Такое действие поддерживает эффект, исключая повторение базового один к одному, которого лишены схемы с фиксированной полосой.

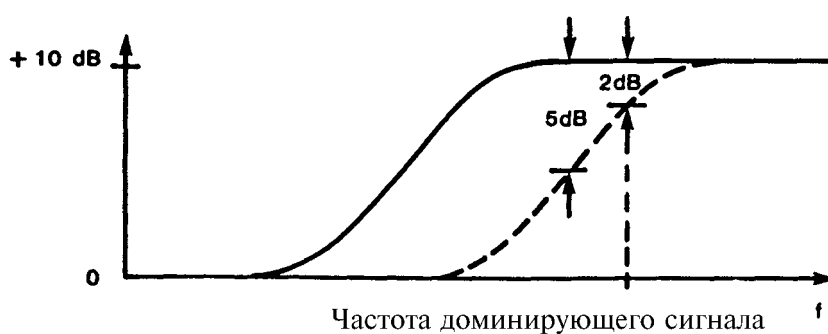
Ясно, что было бы желательным иметь выгоду работы с фиксированной полосой со стороны полосы заграждения от доминирующей компоненты сигнала, и работу со скользящей полосой со стороны полосы пропускания. Технология замещения действия обеспечивает это полезное сочетание. На рисунке 4(в) показан частотный отклик компрессора с замещением действия при тех же условиях, что и на двух предыдущих рисунках. Как видно, для частот до основной компоненты сигнала появляется в основном от фиксированной полосы, и от скользящей полосы выше этой частоты. Обратно, для низкочастотной ступени выход от фиксированной полосы для частот, снижающихся до частоты низкочастотного доминирующего компонента, и от

скользящей полосы ниже этой частоты. Этот объединенный эффект в особенности полезен для уровней в области от схемного порога и до 20 дБ выше.



(a).

*Действие компрессора с постоянной (фиксированной) полосой.*



*(б). Действие компрессора со скользящей полосой.*



*(в). Совместное действие компрессоров обоих типов.*

**Рис. 4.** Основные типы характеристик компрессоров.

В процессе СЗ работа с замещением действия использована в обоих, *высокочастотной* и *низкочастотной* схемах. Таким образом оба динамических действия - с постоянной полосой и со скользящей полосой - применены в каждой из пяти ступеней, всего десять схем компрессора. Пока есть эффективное взаимодействие фиксированной и скользящей полос в каждой отдельной ступени, все ступени работают независимо. В зависимости от уровней и спектральных условий в каждой ступени, используется работа с фиксированной полосой, когда это будет наилучшим исполнением; скользящая полоса замещает фиксированную, когда это выгоднее. Замещение эффективно (и) при изменении частоты над частотным базисом (в спектре).

Гладкость, несмотря на частотное разделение между ступенями, номинально на частоте 800 Гц, (которая) является следствием эффективного использования однополосных полосно-определяющих фильтров, в значительной области перекрывающихся между высокочастотной и низкочастотной ступенями; высокочастотная ступень простирает свои эффекты вниз до примерно 200 Гц, низкочастотная ступень распространяет свои действия до примерно 3 кГц. Это перекрытие, вместе с использованием замещения действия, содействует получению очень хорошего эффекта спектрального слежения при любых частотных и уровневых условиях. Практическим значением этого является отличный эффект подавления шума, получаемый в присутствии сигнала, и то, что система имеет замечательную устойчивость к погрешностям усиления и частотной характеристики в сигнальном тракте.

Следующий аспект замещения действия связан с переходными характеристиками восстановления системы. Схема компрессора с фиксированной полосой имеет время восстановления, которое существенно не зависит от частоты, и меньшее в полосе пропускания. Схема со скользящей полосой имеет быстрое время восстановления для недоминирующих сигналов на пропускающем конце спектра и медленное время восстановления для недоминирующих сигналов на заграждающем конце спектра. Выбор интегратора времен восстановления поэтому является по содержанию компромиссным между положением со временем восстановления и установлением стабильного состояния и получаемыми модуляционными искажениями. Компромисс становится намного легче при использовании технологии замещения действия. В частности, фиксированные полосы обеспечивают определенное и быстрое время восстановления для всей системы, так что скользящая полоса может использовать более долгие временные константы, чем были бы иначе желательными. Оба следствия этого - в низких модуляционных искажениях и быстром времени восстановления.

Таким образом, технология замещения действия предоставляет достоинства схем с фиксированной и скользящей полосой с избеганием их недостатков. Другими словами, это значительно улучшенное приближение к идеалу наименьшего действия; в области уровней несколько выше порога схемы, сигнал более огорожен близлежащими полностью усиленными положениями в режиме кодирования, с, следовательно, улучшением эффекта подавления шума в режиме декодирования. Для сигналов с большими уровнями использована технология модуляционного контроля, описанная ниже.

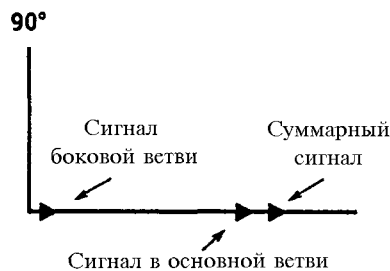
### **2.3. Контроль модуляции.**

В системах А-типа, В-типа и С-типа сигналы в боковой ветви являются сильно ограниченными при условиях большого сигнала. Эта высокая степень ограничения, начинающаяся с низкоуровневого порога, ответственна за низкие искажения, малые выбросы и малые модуляционные искажения, которыми характеризуются эти системы.

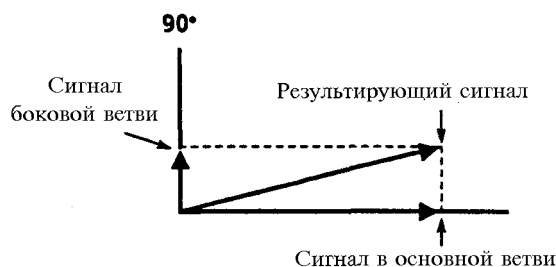
Строгое исследование показало, что не является необходимым применять такой низкий порог и такую сильную характеристику ограничения при некоторых сигнальных условиях. В частности, всегда, когда сигналы в боковой ветви выходят из синфазного отношения сравнительно с сигналом основного пути, тогда порог может быть поднят. Кроме того, после соответствующей степени ограничения, которая имеется на данной частоте (в порядке создания желаемого итогового закона компрессии), тогда нет необходимости продолжать ограничение, когда уровень сигнала нарастает дальше. Скорее, уровню сигнала боковой ветви можно позволить нарастать как функции дальнейшего увеличения уровня сигнала, с тем, чтобы стабилизировать как некоторую значимую долю от уровня сигнала главной ветви.



В фиксированно - полосовых частях процесса спектральной записи вышеописанное соглашение в результате обычно выполняется в проходной (синфазной) области частот. Однако в области заграждения схемы модуляционного контроля приводят к увеличению порога ограничения и степень ограничения будет уменьшена. Возможность такого действия может быть оценена при помощи обсуждения фазовых диаграмм в двух случаях, показанных на рис. 5(а) и 5(б). В случае полосы пропускания (синфазном) сигнал боковой ветви и сигнал основного пути непосредственно складываются; поэтому относительно низкий порог должен поддерживаться для всех частот в полосе пропускания (рис. 5(а)). В то же время в полосе заграждения эффективный амплитудный вклад сигнала боковой ветви может быть минимальным из-за разности фаз между ним и сигналом основной ветви; поэтому можно существенно увеличить порог и уменьшить силу ограничения до некоего желаемого ослабления, которое было достигнуто на данной частоте (рис. 5 (б)). Результатом является то, что большие сигналы в полосе заграждения не приводят к модуляции сигнала в полосе пропускания и, следовательно, созданию ухудшения эффекта подавления шума, получаемого во время декодирования.



*а) В полосе пропускания требуются низкий порог ограничения и характеристика сильного ограничения.*



*б) В полосе заграждения вследствие фазового сдвига в сигнале боковой ветви становится пренебрежимым его влияние на общую амплитуду сигнала, поэтому могут быть использованы высокий порог и слабое ограничение.*

**Рис. 5.** Фазовые диаграммы компрессора с двумя путями сигнала.

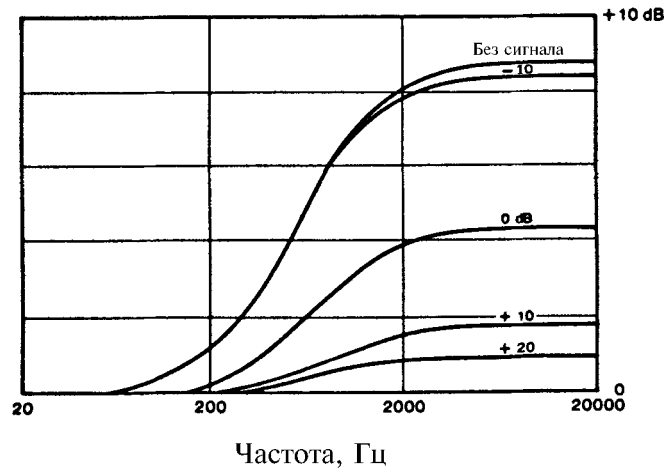
Похожие рассуждения применяются в схемах СЗ со скользящей полосой. В качестве введения, схемы со скользящей полосой в В-типе и С-типе - это перестраиваемый фильтр после постоянного фильтра, которые оказались эффективной и воспроизводимой системой. Для частот вне полосы пропускания чистый двухполюсный фильтр привел бы

в итоге к амплитудному вычитанию из сигнала главной ветви, потому что создал большие фазовые углы. Поэтому, тип фильтра, который был применен, является только квази-двухполосным (однополосный постоянный фильтр плюс характеристика с переменной полкой). Тот же тип построения использован в процессе спектральной записи, с одно-октавной разностью (в направлении полосы заграждения) между частотой среза перестраиваемого фильтра (при спокойных условиях) и частотой отсечки фиксированного фильтра. Выше порога на некоторой частоте перестраиваемый фильтр сдвигает частоту среза, создавая итоговый (основная ветвь плюс сигнал боковой ветви) закон компрессии. Когда входной уровень нарастает, и однажды достигнуто общее усиление около единицы - между тем как частота отсечки перестраиваемого фильтра примерно на две - три октавы выше частоты доминирующего сигнала - нет резона дальше сдвигать перестраиваемый фильтр. В этой точке система модуляционного контроля противодействует дальнейшему скольжению фильтра; как со схемами с фиксированной полосой, это построение предотвращает ненужную модуляцию сигнала.

Вышеописанные эффекты в обоих - фиксированной и скользящей полосах - созданы при помощи схем, названных схемами модуляционного контроля. Надлежащим образом отфильтрованные или частотно - взвешенные сигналы из основного сигнального пути выпрямлены, в некоторых случаях сглажены, и тянут в обратную сторону (в оригинале - “кормят в оппозицию”) управляющие сигналы, генерируемые схемами управления разных ступеней. В итоге, при относительно больших уровнях сигнала (начиная примерно с 20 дБ выше порога примененной схемы компрессора), появляется тенденция к созданию баланса или равновесия между сигналами схем управления компрессором и сигналами модуляционного контроля. При этих условиях существенно уменьшается сокращение усиления или скольжение перестраиваемых фильтров как функция увеличения уровней входных сигналов.

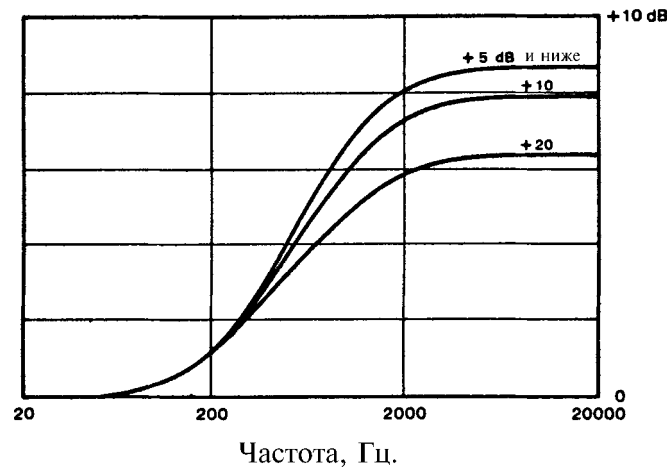
Рисунки 6(а) и 6(б) иллюстрируют действие модуляционного контроля с высокочастотной схемой компрессора с фиксированной полосой. Схема имеет усиление малых уровней около 8 дБ и 800 Гц - характеристику фильтра высоких частот. Рисунок 6(а) показывает отклик схемы в отсутствии модуляционного контроля. В идеале не должно быть уменьшения отклика от 100 Гц сигнала, поскольку в конечном формировании “оболочки”, такой, чтобы 100 Гц сигнал усиливался ничтожно. Тем не менее с обычной схемой компрессора, как здесь показано, когда увеличивается уровень 100 Гц сигнала при уменьшении подъема слабых сигналов во всей полосе частот. Излишнее ослабление имеет два эффекта: (а) существенные потери шумоподавляющего действия во время экспандирования, и (б) когда амплитуда 100 Гц сигнала изменяется, это может модулировать низкоуровневые компоненты сигнала на верхних частотах, приводя к возможности некорректного восстановления сигнала при помощи экспандера, если канал записи имеет неправильный частотный отклик в окрестности 100 Гц.

Рисунок 6(б) показывает работу той же самой схемы с модуляционным контролем. Большое уменьшение ослабления встречается, когда 100 Гц сигнал изменяется в том же диапазоне уровней, как и в рис. 6(а). Таким образом получена значительная устойчивость к сильным сигналам в полосе заграждения, эффект уменьшается, как частота доминирующего сигнала приближается к области частот пропускающей схемы.



(a)

Кривые пробного тона с 100 Гц сигналом при обозначенных уровнях - без модуляционного контроля.

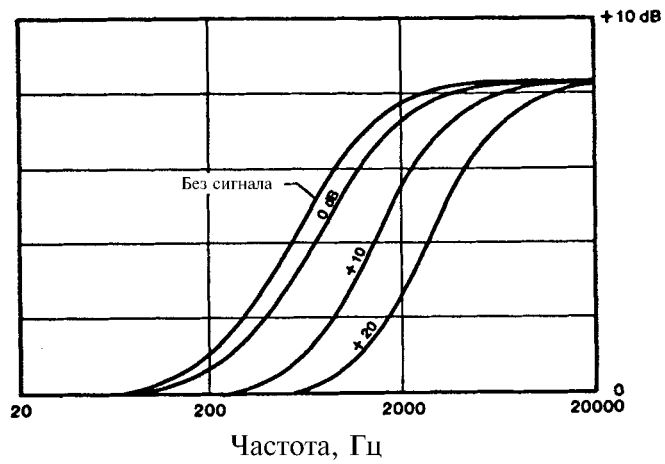


(б) То

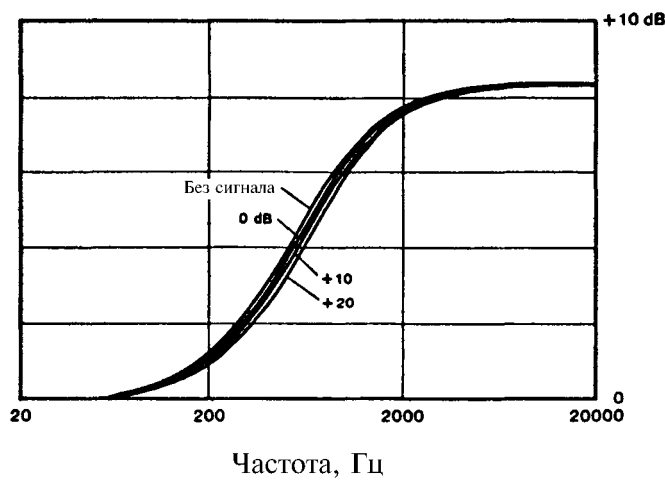
же, что в (a), с модуляционным контролем.

**Рис. 6.** Эффект действия модуляционного контроля в схеме компрессора с фиксированной полосой.

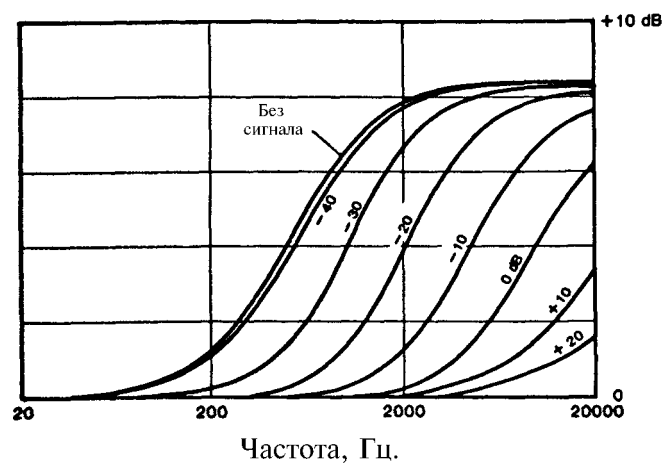
Обратимся к рис. 7(а), показывающем работу схемы со скользящей полосой при сравнимых условиях. Как и в схеме с фиксированной полосой, идеальным было бы отсутствие сдвига (в частотной характеристике) в ответ на сильный 100 Гц сигнал. Тем не менее, когда уровень 100 Гц сигнала увеличивается, полоса скользит вверх. Как и в схеме с фиксированной полосой, излишний сдвиг приводит к потере шумоподавляющего действия и модуляции сигналов с большими частотами, когда скользящая полоса изменяется под управлением 100 Гц сигнала.



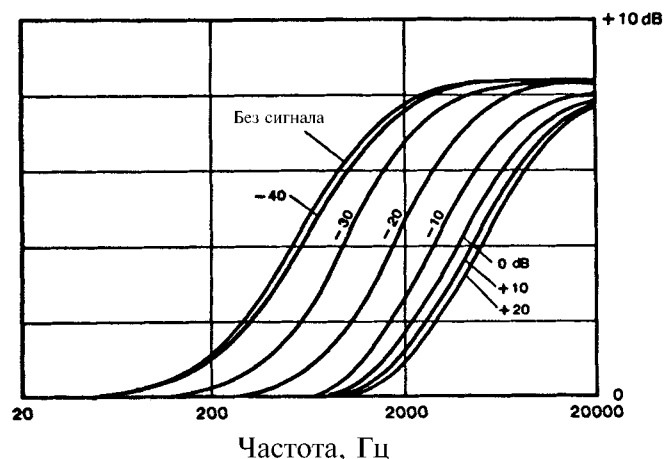
а) Кривые пробного тона со 100 Гц сигналом при подписанных уровнях - без модуляционного контроля.



б) То же, что и на 7(а), с модуляционным контролем.



в) Кривые пробного тона с 800 Гц сигналом при подписанных уровнях - без модуляционного контроля.



г) То же, что и на 7(в), с модуляционным контролем.

**Рис. 7.** Действие модуляционного контроля в схеме со скользящей полосой.

Рис. 7(б) показывает работу той же самой схемы с модуляционным контролем. Сдвиги представляются минимальными, когда 100 Гц сигнал изменяется в том же самом диапазоне уровней, как в рис. 7(а). Таким образом компрессор со скользящей полосой тоже сделан существенно устойчивее к сильным сигналам вне полосы пропускания.

Действие модуляционного контроля проиллюстрировано далее при помощи рис 7(в) и 7(г), за исключением того, что частота доминирующего сигнала заменена на 800 Гц, частоту внутри полосы пропускания схемы. В идеале требуется сдвиг только такой, чтобы не усиливать 800 Гц сигнал выше 0 дБ опорного уровня. То есть на характеристиках рис. 7(в), без модуляционного контроля, сдвиг, вызываемый 800 Гц сигналом при уровнях выше -10 дБ, является чрезмерным. Рисунок 7(г) показывает характеристики схемы с модуляционным контролем: сдвиг при уровнях 0 дБ и выше сильно уменьшен. Эффект прогрессивно уменьшается для малых уровней сигнала, но в некоторой степени заметен при уровне -10 дБ.

Использование технологии модуляционного контроля также дает преимущества при переходных условиях, оба они от их использования в схемах установившегося состояния, а также потому, что ни используются в схемах подавления выбросов. Модуляционный контроль в основном предотвращает любое дальнейшее ослабление в фиксированной полосе или сдвиг перестраиваемого фильтра, чем это требуется в ответ на данную ситуацию с сигналом. В итоге, а) уменьшена модуляция сигнала, б) процесс СЗ оказался очень устойчив к канальным погрешностям, в) уменьшена последующая модуляция шума во время декодирования и г) быстрое восстановление в условиях переходных сигналов. Электронной реализацией в обоих – схемах установившегося состояния и схемах управления переходными процессами – является то, что интегрирующие конденсаторы предупреждаются от заряда до напряжений больших, чем обычно желательно в отсутствие модуляционного контроля; с меньших напряжений полного заряда восстановление становится быстрее.

Модуляционный контроль кодирования в процессе СЗ приводит к действию, которое замечательно свободно от достойных внимания эффектов модуляции, связанной с сигналом. Работая совместно с замещением действия, модуляционный контроль

способствует достижению цели наименьшего действия, поставляя сильно умышленный, стабильный на слух кодированный сигнал.

#### **2.4 Подавление выбросов.**

Побочным эффектом схемы модуляционного контроля является то, что при высоких уровнях сигнала амплитуды сигналов от отдельных ступеней относительно высоки в сравнении с ситуацией в системах А-, В- и С-типа. Вследствие этого нет возможности применить простые подавляющие выбросы диоды, как в этих предыдущих системах. Была использована более гибкая, но по необходимости более сложная схема, которая действует непосредственно на управляющие сигналы.

В сравнении с системами А-, В- и С-типа, процесс СЗ характеризуется порогами подавления выбросов, которые существенно выше, чем пороги установившегося состояния; это приводит к малым модуляционным искажениям. Пороги подавления выбросов установлены на 10 дБ выше относительно порогов установившегося состояния. Чистым результатом этого является то, что для большинства музыкальных сигналов подаватели выбросов работают редко; компрессоры управляются хорошо сглаженными сигналами. Когда подаватели работают, эффект управляется так, что модуляционные искажения являются минимальными.

При крайних переходных условиях, например, от ситуации подпорогового сигнала, порог подавления выброса установлен в свою наименьшую точку. Эффекты подавления выбросов тогда постепенно изменяются как функция увеличения уровня импульса.

При относительно спокойном состоянии, однако тем не менее изменяющихся сигнальных условиях, эффекты подавления выбросов постепенно свободно изменяются, как функция увеличения сигнальных уровней; эти действия в дальнейшем обеспечивают малые общие модуляционные искажения системы. Свободно изменяющийся эффект получен при помощи увеличения порогов подавления выбросов; пороги управляются при помощи самих сигналов или производными от сигналов модуляционного контроля, используемых для управления характеристиками установившегося состояния, отчего достигнуто слежение между переходным и установившимся поведением. Такая организация приводит к обоюдно хорошему управлению выбросами и низким модуляционным искажениям.

Использованы первичные и вторичные схемы подавления выбросов, последние действуют как отступающие назад или долго останавливающиеся (“мягкие”) подаватели. В высокочастотных схемах вторичные подаватели выбросов улучшают работу точно внутри полосы заграждения, то есть в области от 400 Гц до 800 Гц. В низкочастотных схемах эти дополнительные подаватели улучшают работу при крайне сложных сигнальных условиях (к примеру, высокоуровневые низко- и среднечастотные изменяющиеся сигналы в комбинации с высокоуровневыми высокочастотными сигналами). В низкочастотных схемах использован дальнейший подаватель выбросов (LF O/S – НЧ П.В.) для очень низкочастотных сигналов; это очень благородная, медленно действующая схема, которая уменьшает низкочастотные переходные искажения.

## **2.5. Многоуровневый формат ступенчатого действия.**

Рассмотренные выше принципы объединены в каждой ступени многоуровневого ступенчато действующего кодера и декодера. Смотрите ссылку [4] для детального рассмотрения ступенчато действующих схем. Используются пороги приблизительно -30 дБ, -48 дБ и -62 дБ ниже опорного уровня (20 дБ ниже <СЗ> пикового уровня сигнала). В формате последовательно соединенных ступенчатого действия, которое является объединением действия отдельных ступеней; передаточные функции отдельных ступеней перемножаются, отчего децибелные характеристики суммируются. Этим путем может быть получено большое общее динамическое действие с очень низкими модуляционными искажениями, малыми выбросами и хорошей производственной повторяемостью. Важным дополнительным результатом является увеличение результирующей крутизны частотной избирательности схемы, ещё более препятствующее эффектам модуляции сигнала и шума.

## **2.6. Спектральный скос.**

Цепи спектрального скоса, использованные в процессе СЗ, вмещают в себя обе высокочастотные и низкочастотные секции, с разумностью их и способом работы, как рассмотрено в ссылке [4]. Спектральные распределения сигналов, обработанных кодером, изменены или скошены, источник внутри полосы пропускания, так что действие кодера, или компрессора, существенно менее восприимчиво к погрешностям сигналов за частотами крутых спадов цепей спектрального скоса. Высокочастотная цепь является фильтром низких частот с характеристикой затухания, сходной с 12 кГц двухполосным фильтром Баттерворта, но с ограничением затухания около 35 дБ (т. е. с плато). Низкочастотная цепь является 40 Гц фильтром верхних частот, соединенный последовательно с высокочастотной цепью, тоже с двухполосной Баттерворт-подобной характеристикой, но с затуханием, ограниченным примерно 25 дБ. Эти полки не интерферируют затуханием внутри звуковой полосы, но обеспечивают фазовые характеристики, которые существенны в режиме декодирования.

## **2.7. Антинасыщение.**

Основной принцип антинасыщения был описан в [4]. Короче, при помещении цепи фиксированного ослабления, обычно “полки” (shelf) в основном пути двухканального компрессора, можно создать очень эффективную характеристику антинасыщения на краях звуковой полосы без какого-либо неподобающего неприятного эффекта при шумоподавляющем действии, приобретаемом при декодировании. В процессе СЗ цепи высоких и низких частот работают выше примерно 5 кГц и ниже примерно 100 Гц, соответственно. В дополнение, цепи спектрального скоса имеют второстепенный, но очень полезный эффект антинасыщения, особенно на очень низких и очень высоких частотах.

### **3. БЛОК – СХЕМЫ.**

#### **3.1. Основная блок–схема.**

Как упоминалось ранее, рис. 1 показывает основное строение процессора СЗ. Поскольку целая система включает кодер и комплементарный ему декодер, схема, как нарисовано, показывает переключаемую конфигурацию, которая обычно более полезна в одиночку. Главный сигнальный путь передает высокоуровневые компоненты сигнала. Выход схем боковой ветви, добавляемый в режиме кодирования и вычитаемый в режиме декодирования, обозначен сигналом СЗ, точка В. Схемы ступеней, также как цепи спектрального скоса, и схема антинасыщения выше, управляются из точки А. Смотрите ссылку [1] для математического объяснения такого устройства.

Второй основной путь, который не включает никакого антинасыщения, использован как основа боковой ветви, которая суммирует выходы ступени высокого уровня и ступени среднего уровня сумматором первой ступени и сумматором второй ступени соответственно. Ступень низкого уровня и схемы модуляционного контроля 1 – 7 управляются непосредственно с выхода сумматора второй ступени. Схема модуляционного контроля 8 управляется от выхода цепи спектрального скоса, как будет рассмотрено. Эффекты антинасыщения созданы в выделенном пунктиром блоке, названном “Комбинатор сигнала ступеней и антинасыщение”. Показанное устройство обеспечивает эффект высокочастотного ослабления сигнала второго основного пути, который включает выход ступеней высокого уровня и сигнал высокочастотной ступени среднего уровня. Это ослабление действует не только в отношении установившегося состояния этих сигналов, но также при всех переходных эффектах. Выход ступени низкого уровня суммируется непосредственно. Для низкочастотного антинасыщения ослабление низких частот действует во втором основном пути сигнала, включающем выходы ступеней высокого уровня. Низкочастотный сигнал среднего уровня суммируется непосредственно. В [4] установлены математические основы этих систем.

С окончательно объединенными в последнем сумматоре сигналами, кодированный сигнал СЗ приходит в точку Б. Кодированный сигнал можно считать совмещающим в себе немодифицированный компонент со входа плюс сигнал СЗ, который вносит все характеристики спектральной записи. Таким образом, компонент СЗ может быть получен при вычитании немодифицированного входного сигнала из точки А из выхода кодера СЗ в точке Б. Так получается сигнал СЗ в точке В, который может быть взят и переключен тем же путем, что в системе А–типа. Это упрощает практическое использование системы.

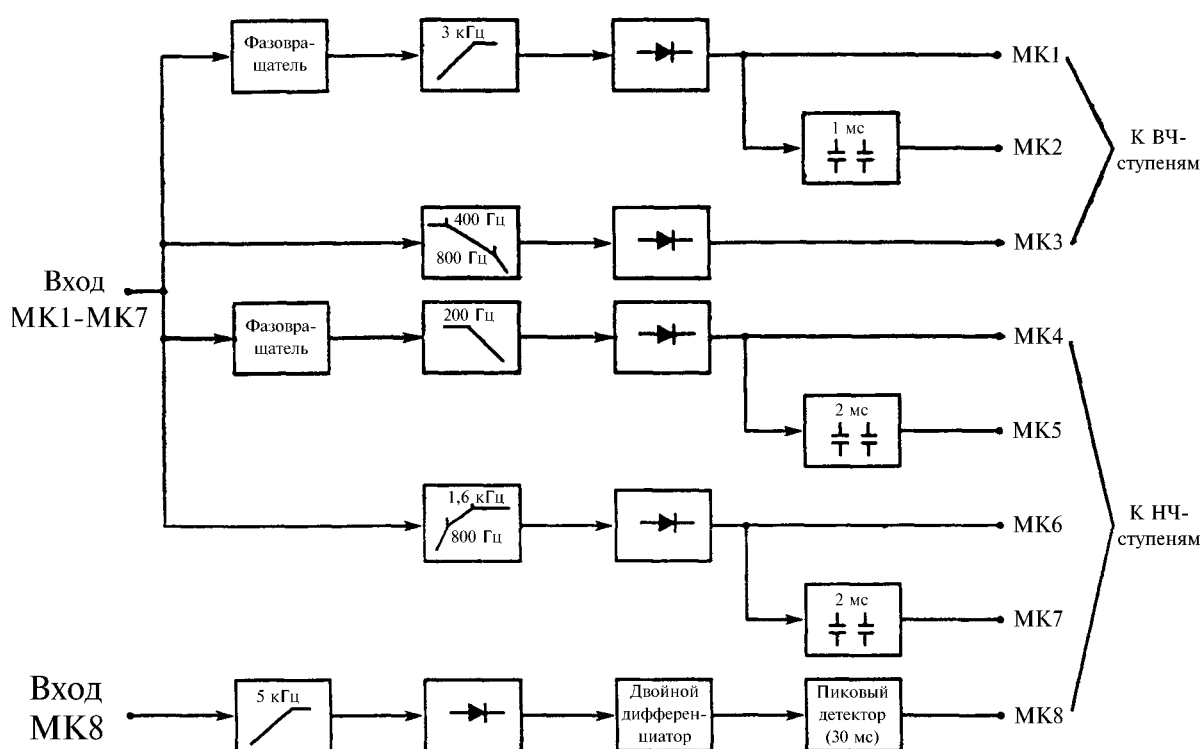
#### **3.2. Схемы модуляционного контроля.**

Рисунок 1 показывает, как присоединены входы различных схем модуляционного контроля и как распределены результирующие сигналы. Сигналы модуляционного контроля МК 1 – МК7 являются производными от выхода сумматора второй ступени. В этом случае сигналы модуляционного контроля начинают иметь существенное влияние



при относительно низких уровнях, таких как -30 дБ (по причине вклада ступеней высокого и среднего уровня); также улучшаются фазовые соотношения между сигналами модуляционного контроля и сигналами в схемах управления каждой ступени. В генерации МК8, который используется для запрещения подавления выбросов в низкочастотной ступени в условиях изменяющегося высокочастотного сигнала, влияние СВУ и ССУ нежелательно. Поэтому МК8 получается из первой точки питания ступеней, точно после цепей спектрального скоса.

Рисунок 1 также показывает схему распределения сигналов модуляционного контроля. МК1 – МК3 использованы для высокочастотных ступеней, МК5 – МК8 использованы для низкочастотных ступеней.



**Рис. 8.**

*Основная раскладка схем модуляционного контроля. Эти схемы уменьшают модуляции усилений и частотных характеристик, используемых в системе, в особенности при уровнях сигнала существенно выше порогов компрессоров.*

На рисунке 8 показаны основы построения схем модуляционного контроля. МК1 управляет высокочастотными схемами со скользящей полосой. Сигнал от точки съема проходит через 3 кГц однополюсный фильтр верхних частот, двухполупериодно выпрямляется (все выпрямители в системе являются двухполупериодными), и действует против управляющих сигналов, образованных в высокочастотных ступенях. Все пропускающая фазосдвигающая цепь использована для оптимизации фазы сигнала МК относительно управляющего сигнала ступени на низких частотах; это уменьшает пульсации управляющего сигнала. МК1 также сглажен при помощи двухступенчатого 1

мс интегратора и используется, как МК2, противодействуя работе схеме подавления выбросов высокочастотной скользящей полосы; вследствие этого пороги подавления выбросов отслеживают пороги установившегося состояния. МК2 должен быть сглажен, потому что фазовые соотношения МК1 и сигналов в ступенях меняются (по причине действия скользящей полосы) внутри звуковой полосы, являясь функцией частоты и уровня.

МК3 управляет высокочастотными схемами с фиксированной полосой. Сигнал из точки съема взвешен при помощи каскадированных 400 Гц и 800 Гц однополюсных фильтров нижних частот, выпрямлен и подан в противодействие обоим схемам управления – установившимся состоянием и переходным процессом – высокочастотных схем с фиксированной полосой. Нет нужды получать сглаженный сигнал МК для подавителей выбросов высокочастотных ступеней с фиксированной полосой, потому что существуют постоянные фазовые соотношения между сигналами ступени и управляющими сигналами во всей звуковой полосе.

МК4 управляет схемами низкочастотных ступеней со скользящей полосой. Сигнал из точки съема проходит через однополюсный фильтр низких частот, выпрямлен и подан в оппозиции сигналам управления скользящими полосами, генерируемым в ступенях. Фазовые соотношения сигнала модуляционного контроля оптимизированы при помощи использования всепропускающего фазосдвигателя, как с МК1; низкочастотные пульсации управляющего сигнала вследствие этого уменьшены. МК4, сглаженный при помощи двухступенчатого 2 мс интегратора образует МК5; этот сигнал использован для управления подавителями выбросов низкочастотной скользящей полосы.

МК6 управляет низкочастотными схемами с фиксированной полосой. Сигнал с точки съема взвешен при помощи каскадированных 800 Гц и 1,6 кГц однополюсных фильтров верхних частот, выпрямлен и использован для противодействия сигналам управления установившимся состоянием фиксированной полосы. МК6 также сглажен в двухступенчатом 2 мс интеграторе, образуя МК7, который использован для управления подавителями выбросов низкочастотных фиксированных полос. Это сглаживание необходимо в низкочастотных ступенях с фиксированной полосой потому, что в отличие от ситуации в высокочастотных ступенях с фиксированной полосой, здесь нет фиксированного фазового соотношения между сигналами ступеней сигналами подавлением выбросов. МК7 также дополнительно использован в управлении подавителями выбросов скользящей полосы.

МК8 использован для управления схемами подавления выбросов низкочастотных схем как с фиксированной, так и со скользящей полосой. МК8 компенсирует тот факт, что при генерации первичных сигналов низкочастотного подавления выбросов не использовано частотное взвешивание. Высокочастотные переходные компоненты сигнала детектируются и используются для противодействия работе низкочастотных схем первичного подавления выбросов. Сигнал из точки взятия МК8 проходит через 5 кГц фильтр верхних частот, выпрямляется, дважды дифференцируется с постоянными времени 15 мкс и детектируется пиковым детектором с постоянной времени спада около 30 мс. Результирующий ВЧ-переходный сигнал модуляционного контроля МК8 использован в противовес действию низкочастотного подавления выбросов.

### 3.3. Высокочастотная ступень.

Рисунок 9 показывает управление как установившимся состоянием, так и переходными процессами в высокочастотных ступенях. Схема показывает только основные определяющие параметры элементы, практические схемы, конечно, содержат другие детали, такие как буферирование, усиление и ослабление. Высокоуровневая, среднеуровневая и низкоуровневая ступени имеют те же самые блок-схемы и схемотехнику. Основными отличиями является то, что усиления схем по переменному и постоянному току увеличены для ступеней среднего и низкого уровня.

Опираясь на блок-схему, каждая ступень содержит в себе секцию с фиксированной полосой снизу и секцию со скользящей полосой сверху, каждая со своими управляющими схемами. Схемы с фиксированной и скользящей полосами питаются в параллель и выходной сигнал взят от схемы со скользящей полосой. Перестраиваемый фильтр со скользящей полосой оперт на выход фиксированной полосы; то есть, выход фиксированной полосы непосредственно питает нижний конец переменного сопротивления  $RV_s$  скользящей полосы. Это соединение имеет следствием работу с замещением действия, как рассмотрено ранее. При любой данной частоте итоговый выход может быть больше, чем, или некоторой комбинацией из вкладов фиксированной и скользящей полос. Если сигнальная ситуация такова, в которой выход фиксированной полосы пренебрежимо мал, то превалирует скользящая полоса. Наоборот, если мал или нет вклада скользящей полосы, выход от фиксированной полосы может тем не менее пройти на выход через  $RV_s$ . Этим путем действие одной схемы увеличивает действие другой, и, как потребуется, может заместить таковое другой.

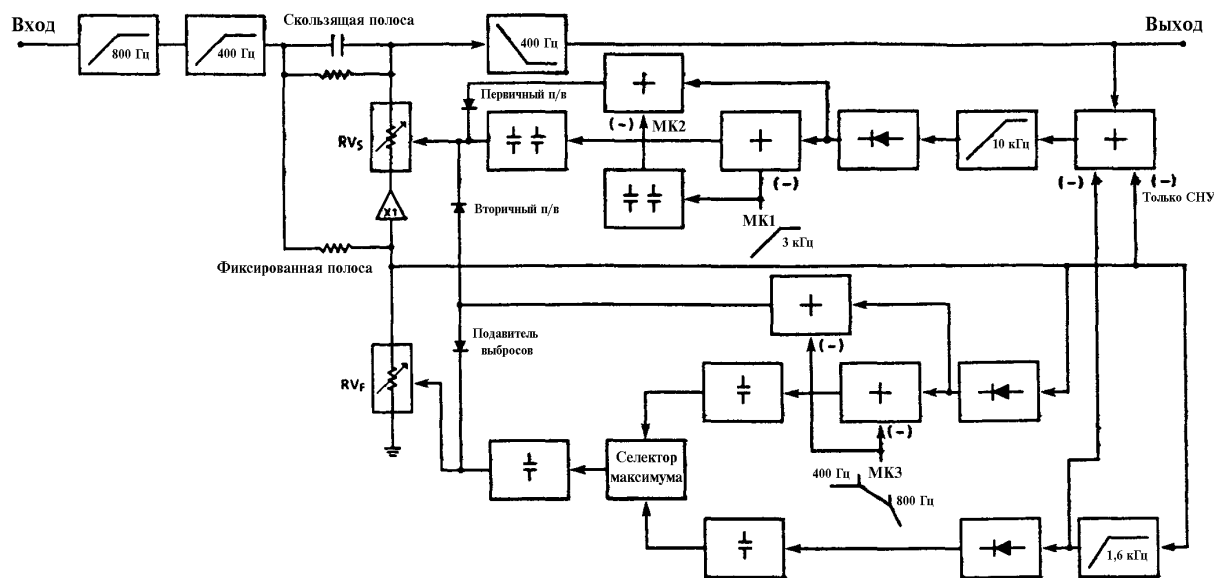


Рис. 9. Блок-схема высокочастотной ступени.

Приходящий сигнал проходит через 800 Гц однополюсный определяющий полосу фильтр. За ним следует 400 Гц однополюсный фильтр, который уменьшает уровни низкочастотных сигналов, питающих обе схемы с фиксированной и скользящей полосой; это уменьшает искажения формы и переходные искажения сложного сигнала при высоких уровнях сигнала. Фильтр также образует часть взвешивающей цепи управляющего сигнала фиксированной полосы. Выходной сигнал взят с каскада со скользящей полосой и пропущен через 400 Гц цепь, имеющую характеристику, зеркальную 400 Гц фильтру верхних частот на входе. Поэтому результирующая неизменная (ниже порога) частотная характеристика схемы такая же, как 800 Гц однополюсного фильтра верхних частот. Низкочастотные ступени имеют комплементарные характеристики однополюсного 800 Гц фильтра нижних частот, конечный результат которых в оптимальной комбинации сигналов от высокочастотных и низкочастотных ступеней.

Выход фиксированной полосы с RVf (то есть схемы переменного усиления) питает две схемы управления, схему главного управляющего сигнала (верхнюю) и полосно-пропускающую схему управления (внизу). В главной схеме управления сигнал выпрямлен и противопоставлен при помощи сигнала модуляционного контроля МКЗ. Полученный сигнал постоянного тока сглажен при помощи интегрирующей схемы с постоянной времени 15 мс (итоговая характеристика сигнала управления установившимся состоянием в этой и всех других ступенях является средним значением). Управляющий сигнал поступает на один вход схемы выбора максимума, которая пропускает на свой выход больший из двух сигналов, приложенных ко входам.

Выход фиксированной полосы также питает полосно-пропускающую схему управления, которая состоит из 1,6 кГц однополосного фильтра верхних частот, выпрямителя и сглаживающей схемы (15 мс). Полосно-пропускающий управляющий сигнал приложен к другому входу схемы выбора максимума. Выход схемы селектора максимума далее сглажен при постоянной времени 160 мс и использован для управления переменным сопротивлением фиксированной полосы RVf или другим изменяющим усиление средством.

Двойная организация схемы управления, описанная выше, использована для получения оптимального исполнения как при ситуации простого сигнала (одном доминирующем сигнале), так и при сложном сигнале (более чем один доминирующий сигнал). Сигнал модуляционного контроля МКЗ оптимизирован в частотном взвешивании и подходит для простых сигнальных условий, в которых действие модуляционного контроля является очень полезным. При сложных сигнальных условиях, однако, сигнал модуляционного контроля становится больше, и последующее действие модуляционного контроля является тогда большим, чем необходимо; то есть, управляющий сигнал постоянного тока от основной схемы управления, является меньшим, чем требуется. При этих условиях сигнал управления от полосно-пропускающей схемы включается (phased in via) через схему выбора максимума, управляя в результате действием схемы компрессора с фиксированной полосой.

Выход фиксированной полосы проходит через буфер с единичным усилением, обеспечивая опору для фильтра со скользящей полосой; это единственный выход сигнала схемы компрессора с фиксированной полосой.

Управляющий сигнал скользящей полосы производится от выхода ступени. Сигнал проходит через однополосную пропускающую верхнюю взвешивающую цепь (около 10 кГц, отличающуюся для каждой ступени) и выпрямляется. Выпрямленный сигнал противопоставлен сигналу модуляционного контроля МК1; так как МК1 тоже имеет характеристику однополосного фильтра верхних частот, отношение между выпрямленным сигналом управления и МК1 показывает ослабление сигнала (это отношение создает эффект ограничения действия скользящей полосы). Результат сперва сглажен при постоянной времени около 5 мс (разной для каждой ступени), и окончательно при помощи постоянной времени 80 мс. Сглаженный управляющий сигнал использован для управления перестраиваемым сопротивлением скользящей полосы RVs. Единственная схема управления достаточна в схеме со скользящей полосой, потому что 10 кГц высокочастотное взвешивание управления стремится зачесть действие сложных сигналов на развиваемое напряжение модуляционного контроля МК1.

При низких уровнях в характеристике управления скользящей полосой сделано изменение. Сигналы от схемы с фиксированной полосой объединяются в противофазе с выходным сигналом скользящей полосы (смотри объединительную схему справа на рис. 9). Эффект этого направлен на имитацию получения напряжения, управляющего скользящей полосой, из напряжения, прошедшего только перестраиваемый фильтр со скользящей полосой (то есть из напряжения на RVs). Это стремится повысить порог скользящей полосы на высоких частотах, который уменьшает ненужное скольжение полосы. (Цепь 10 кГц взвешивания управления устанавливает точное значение управляющего сигнала для перестраиваемого фильтра при средних и высоких уровнях, но создает нежелательный побочный эффект понижения порога на высоких частотах. Дифференциальный метод получения управляющего сигнала противодействует этому эффекту понижения порога).

Организация подавления выбросов также показана на рис. 9. В высокочастотных схемах основной чертой является то, что несглаженные выпрямленные сигналы от выпрямителей схем управления противопоставлены соответствующим сигналам модуляционного контроля и поданы через диоды на оконечные интегрирующие цепи. Низкочастотные устройства следуют тому же образу, с некоторыми изменениями.

Судя по схеме, в высокочастотной схеме с фиксированной полосой сигнал подавления выбросов получен от выпрямителя основной схемы управления. Как с сигналом управления установившимся состоянием, выпрямленный сигнал противопоставлен МКЗ, так что порог подавления выбросов соответствует условиям в режиме установившегося состояния. Полученный сигнал подавления выбросов связан при помощи диода с оконечной интегрирующей схемой.

В схеме со скользящей полосой использованы два сигнала подавления выбросов, первичный и вторичный. Сигнал первичного подавления выбросов получен от выпрямителя схемы управления и противопоставлен МК2, сглаженной версии МК1 (МК1 управляет характеристиками установившегося состояния). Сглаживание необходимо потому, что в отличие от ситуации в схеме с фиксированной полосой, нет постоянного и предпочтительного фазового соотношения между сигналом в схеме управления и МК1 (по причине скользящей полосы); сглаживание позволяет благонадежно “отстирать со щелоком” получающееся действие.

Вторичный подавитель выбросов дополняет действие первичного подавителя выбросов при некоторых условиях. Первичный сигнал подавления выбросов получается от того же выпрямителя, использованного в схеме управления установившимся состоянием, с последствием не только экономии, но и благоприятного фазового соотношения между импульсом подавления выброса и управляемым сигналом; это приводит к малым переходным искажениям. Однако частотное взвешивание схемы управления, отвечающее этой ситуации также приводит к уменьшению амплитуды управляющего сигнала с уменьшением частоты. Смещение по постоянному току, использованное в схеме подавления выбросов, создает требуемый порог подавления; когда амплитуда сигнала в схеме подавителя выбросов уменьшается, смещение приводит к падению напорч эффекта подавления выбросов быстрее, чем амплитуды сигнала. Для частот ниже примерно 400 Гц эффект подавления выбросов соответственно сокращается по причине затухания и фазового сдвига во входном фильтре ступени (смотри рис. 5).

Между тем в области от 400 до 800 Гц подавление выбросов слегка недостаточно; это может быть компенсировано, или подправлено, очень просто при помощи подачи с малым весом сигнала подавления выбросов от схемы с фиксированной полосой в схему со скользящей полосой. Этот дополнительный сигнал вторичным сигналом подавления выбросов.

Рассматривая время восстановления, использование замещения действия и модуляционного контроля одновременно вносит вклад в быстрое действие, как уже упоминалось. Тем не менее использованы обратносмещенные ускоряющие восстановление диоды в очень мягком включении (последовательные резисторы), обеспечивающие дальнейшее увеличение в скорости.

#### **3.4. Низкочастотная ступень: аспекты установившегося состояния.**

Рисунок 10 показывает только часть низкочастотной ступени с установившимся состоянием. Как с высокочастотными ступенями, показаны только элементы, определяющие основные параметры. Низкочастотные ступени высокого и среднего уровня имеют те же самые блок-схемы и схемотехнику, но усиления по постоянному и переменному току для ступени среднего уровня увеличены; есть также некоторые другие мелкие отличия.

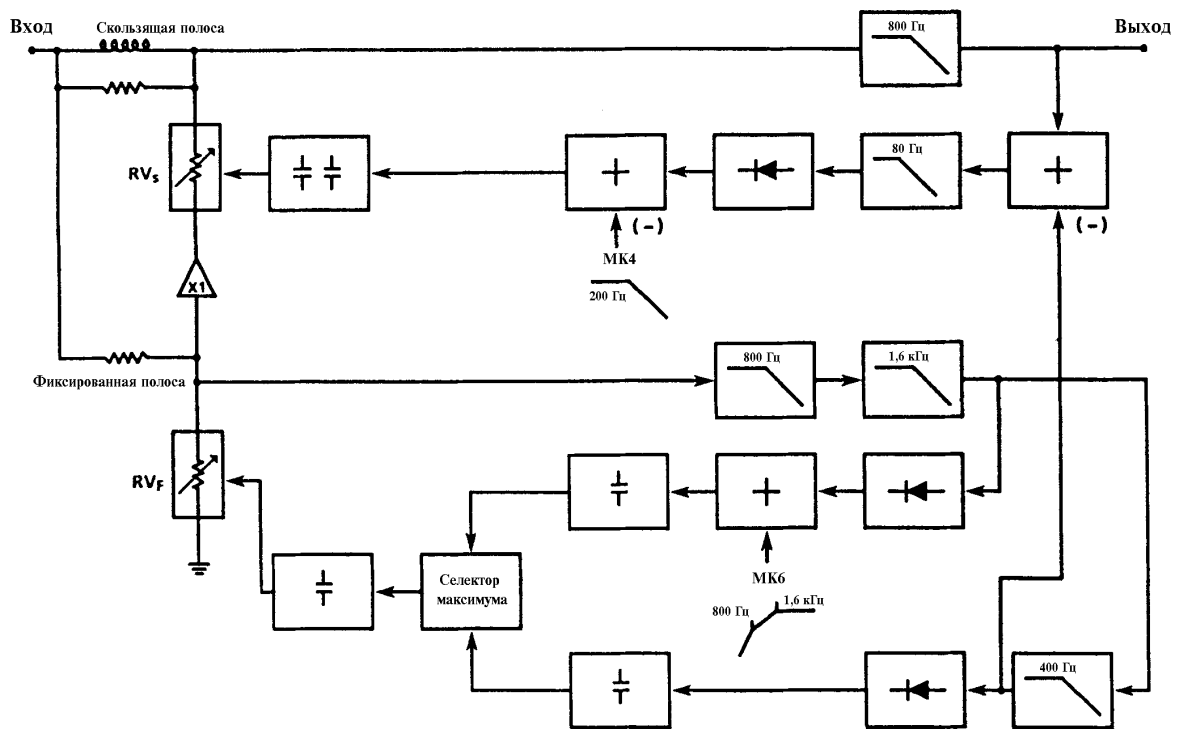


Рис. 10. Блок-схема низкочастотной ступени - аспекты установившегося состояния.

Обращаясь к блок-схеме, можно заметить некоторые сходства и различия в сравнении с высокочастотными схемами. Двухслойная организация фиксированной полосы снизу и скользящей полосы сверху является сходной. Однако скользящие полосы работают вниз, используя имитированную индуктивность (схему гиратора). Как в высокочастотных ступенях, схемы с фиксированной и скользящей полосами питаются в параллель, и выходной сигнал взят от схемы со скользящей полосой. Выход фиксированной полосы связан с низом скользящей полосы, обеспечивая работу с замещением действия, описанную ранее.

Заметным отличием от высокочастотной схемы является то, что фиксированный 800 Гц определяющий полосу фильтр следует, скорее чем предваряет, перестраиваемый фильтр. Это построение имеет несколько преимуществ: а) сигналы подавления выбросов могут быть сгенерированы без задержки, возникающей в фильтре низких частот, в результате – меньшие переходные искажения, б) любые переходные искажения, созданные схемой, ослабляются при помощи 800 Гц фильтра низких частот, и в) шум, создаваемый схемой гиратора, ослаблен при помощи фильтра. Ценой, которая должна быть уплачена за эти преимущества, являются получающиеся высокие уровни сигналов, которые должны выдерживать на высоких частотах перестраиваемые сопротивления  $RV_f$  и  $RV_s$  (активного ослабления при очень высоких частотах совсем нет, потому что достаточное пассивное ослабление и фазовый сдвиг получен при помощи 800 Гц фильтра низких частот). Специальное построение управления, названное высоким режимом, включающее комплементарную следящую связь и увеличенное усиление схемы управления, позволяет сигнальным схемам с фиксированной и скользящей полосами выдерживать требуемые уровни с малыми искажениями и малыми шумами.

Обращаясь к секции с фиксированной полосой, приходящий сигнал приложен непосредственно к схеме переменного усиления. Частотное взвешивание схемы управления получено при помощи каскадированных однополюсных 800 Гц и 1,6 кГц фильтров низких частот (соответствующими фильтрами в высокочастотных ступенях являются 800 Гц и 400 Гц фильтры на входах схем). Основная схема управления выпрямляет фильтрованный сигнал; результирующий сигнал постоянного тока “отстиран” (bucked) при помощи сигнала модуляционного контроля МК6, сглажен при помощи 15 мс интегратора, и кормит один вход схемы выбора максимума. Схема выбора максимума имеет то же самое назначение и режим работы, как в высокочастотных схемах. Частотно-взвешенный с частотами 800 Гц и

1,6 кГц выход схемы с фиксированной полосой также поступает на полосно-пропускающую схему управления. Здесь управляющий сигнал взвешивается при помощи 400 Гц однополюсного фильтра нижних частот, выпрямляется, сглаживается при помощи 15 мс интегратора и подается на другой вход селектора максимума. Большой из двух сигналов проходя окончательный интегратор (300 мс), становится сигналом управления фиксированной полосой, приложенным к  $RV_f$ ; этим путем согласовываются простые и сложные сигналы, как в высокочастотных ступенях.

Как в высокочастотных схемах, сигнал управления скользящей полосы получен от выхода ступени – то есть из точки, следующей за фиксированным 800 Гц определяющим полосу фильтром и перестраиваемым фильтром. Сигнал взвешивается по частоте при помощи 80 Гц однополюсного фильтра нижних частот, выпрямляется и противопоставляется (bucked by) сигналу модуляционного контроля МК4 (который тоже имеет однополюсную характеристику фильтра низких частот, с эффектом ограничения скольжения полосы того же самого типа, что и в высокочастотных схемах). Результат, сглаженный при помощи 7,5 мс интегратора и окончательно сглаженный при помощи 150 мс интегратора, становится сигналом управления, приложенным к  $RV_f$ . Как в высокочастотных ступенях, одинарная схема управления достаточна для скользящей полосы.

В низкочастотных схемах сделано изменение характеристик управления низкими уровнями такого же типа, как в высокочастотных схемах. А именно, сигнал от фиксированной полосы объединен в противофазе с выходным сигналом скользящей полосы (смотри объединяющую схему справа рис. 10). Это дифференциальное изменение управления повышает порог скользящей полосы на низких частотах.

### 3.5. Низкочастотная ступень: аспекты управления переходными процессами.

Положения управления переходными процессами (включая установившееся состояние) низкочастотных ступеней показаны на рис. 11. Манерой в общем, похожей на ту, что в высокочастотных схемах, несглаженные выпрямленные сигналы с выходов перестраиваемых элементов противопоставлены соответствующим сигналам модуляционного контроля и поданы через диоды на окончательные интегрирующие цепи.

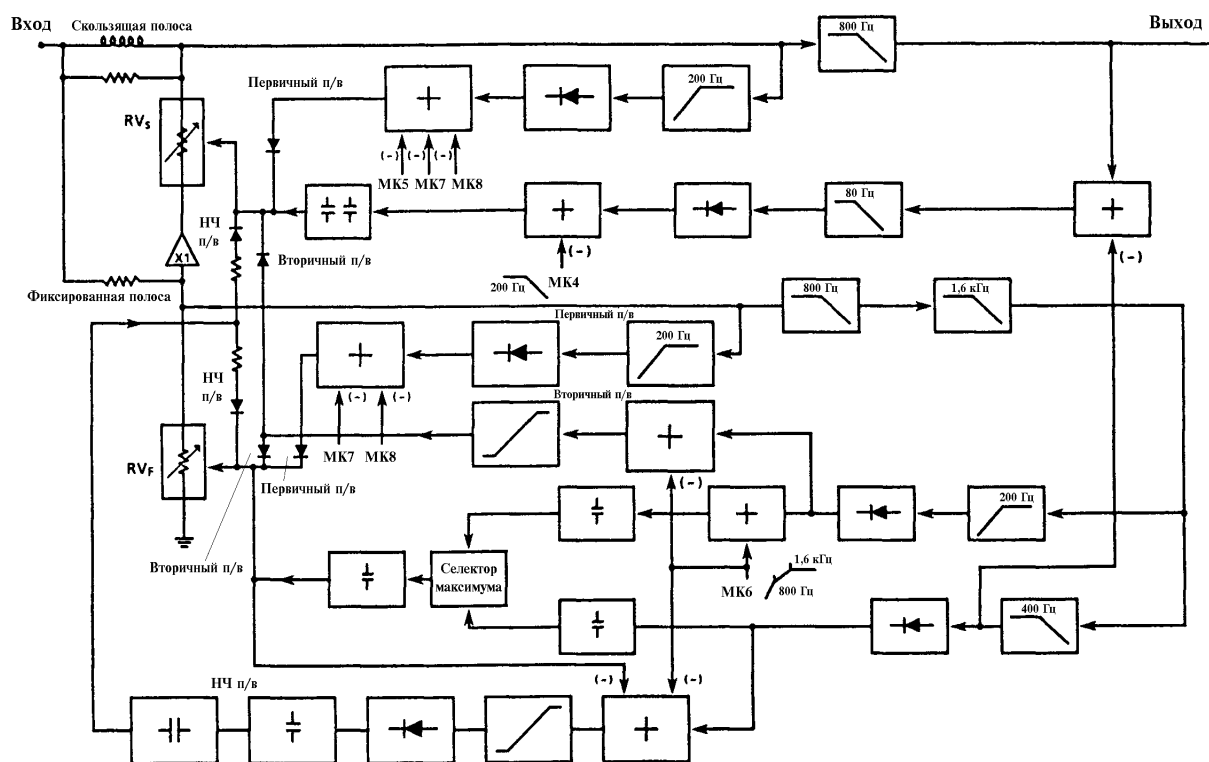


Рис. 11. Полная блок-схема низкочастотной ступени.

Обе – и фиксированная, и скользящая полосы каждая имеют первичные и вторичные подавители выбросов, которые работают на частотах выше примерно 100 Гц. Дополнительно, каждая имеет

деликатный и медленно действующий подавитель выбросов, работающий на частотах ниже примерно 200 Гц; существует эффект пересечения между двумя типами подавителей выбросов в области 100 – 200 Гц. Первичные подавители выбросов обеспечивают скорейший и сильнееший эффект подавления в простых переходных ситуациях. С более сложными сигналами пороги первичного подавления выбросов нарастают и действительно берут управление вторичные схемы подавления выбросов.

В противоположность с высокочастотной ситуацией, общей низкочастотной стратегией является образование первичных сигналов подавления выбросов от сигнальных точек, которые не включают управляющего схемой частотного взвешивания. Поскольку требующиеся в схемах управления низкочастотными ступенями взвешивающие цепи по характеру являются пропускающими низкие частоты, <они> приводят к задержкам (цепи, пропускающие высокие частоты, использованные для взвешивания сигнала управления в высокочастотных ступенях, не вносят задержек). Однако из-за недостачи взвешивающего множителя в первичных сигналах подавления выбросов, нет присущего слежения между установившимся состоянием и порогами схем подавления выбросов, завязки, особенно в полосе заграждения. Потому далее были использованы технологии модуляционного контроля, чтобы получить требуемое слежение; вторичные сигналы подавления выбросов получены из точек в схеме с фиксированной полосой, которые обеспечивают адекватное слежение и в фиксированной, и в скользящей полосах.

Обращаясь к рис. 11, первичный сигнал подавления выбросов в фиксированной полосе сгенерирован при помощи пропускания выхода регулируемого аттенюатора через 200 Гц однополюсный фильтр верхних частот. Этот фильтр уменьшает влияние первичного подавителя выбросов на низких частотах, позволяя более мягкому низкочастотному подавителю выбросов перехватить управление переходной функцией. Сигнал выпрямляется и тогда противопоставляется при помощи сигнала модуляционного контроля МК7, 2 мс сглаженной версией МК6 (сигнала модуляционного контроля установившегося состояния фиксированной полосы); действуя в направлении улучшения слежения порога подавления выбросов и установившегося состояния, основываясь на установившемся состоянии. Однако пороги должны также отслеживаться на переходной основе. Это делает высокочастотный переходный сигнал модуляционного контроля МК8, который является высокочастотно-взвешенным, пик-детектированным сигналом, который противодействует первичному сигналу подавления выбросов во временном интервале перед тем, как МК7 становится эффективным. После этого сигнал подавления выброса связан диодом с оконечной интегрирующей схемой схемы с фиксированной полосой.

Для генерации первичного сигнала подавления выбросов скользящей полосы выходной сигнал перестраиваемого фильтра проходит через 200 Гц однополюсный фильтр в порядке уменьшения эффекта схемы на низких частотах (как в схеме с фиксированной полосой). Сигнал выпрямляется и противопоставляется при помощи сигналов модуляционного контроля МК5 и МК7, обеспечивая адекватное окончание слежения между порогом установившегося состояния и порогом подавления выбросов, на основе установившегося состояния. Как в схеме с фиксированной полосой, МК8 обеспечивает требуемое окончание слежения на переходной основе. Результирующий сигнал подавления выбросов связан диодом с оконечной интегрирующей схемой скользящей полосы.

В схемах как с фиксированной, так и со скользящей полосами, действие первичных схем подавления выбросов максимизировано для наиболее важной ситуации переходного сигнала – то есть, одиночного импульса тональной посылки, начинающиеся с подпорогового уровня сигнала. Побочный эффект использования сглажены сигналов МК7 и МК5 является то, что уровни подавления выбросов для низкочастотных и среднечастотных переходных сигналов поднимаются для некоторых сложных сигнальных условий, особенно те, в которых присутствуют относительно стабильные высокочастотные сигналы с большими уровнями. Для компенсации этого эффекта вторичные сигналы подавления выбросов получают из сигналов подавления выбросов в фиксированной полосе и связаны диодами с оконечными звеньями интегрирующих схем фиксированной и скользящей полос; вторичные подавители выбросов имеют большие пороги, чем первичные подавители и работают только изредка, ради необычных обстоятельств, для которых они были разработаны.

Вторичные сигналы подавления выбросов сгенерированы из частотно взвешенной точки (800 Гц и 1,6 кГц фильтры низких частот) в схеме управления установившимся состоянием фиксированной полосы. Для предотвращения взаимовлияния с низкочастотной схемой подавления выбросов на низких частотах, сигнал далее фильтрован при помощи 200 Гц однополюсной цепи, пропускающей высокие частоты, как в схемах первичного подавления выбросов; фильтрованный сигнал далее выпрямляется. (Заметим, что на рис. 10 этот фильтр для ясности не показан. Основная полосно-пропускающая схема управления



установившимся состоянием управляет схемой при очень низких частотах, через схему выбора максимума; такое устройство позволяет выпрямителю главной схемы управления обслуживать две функции.) Сигнал постоянного тока противопоставлен при помощи МК6 в порядке выключения вторичного эффекта подавления выбросов на высоких частотах; оптимальное фазовое соотношение получено между выпрямленным сигналом и МК6 отдельно от эффекта 200 Гц фильтра (которое ничтожно). Получен идеальный следящий эффект между установившимся состоянием и вторичными порогами подавления выбросов.

Действие 800 Гц и 1,6 кГц частотно-взвешивающих цепей вносит временную задержку во вторичный сигнал подавления выбросов. Эффективная задержка существенно сокращена при помощи увеличения усиления, использованного в схеме вторичного подавителя выброса и применения ограничения. Результирующий сигнал подавления выброса в натуре больше, чем импульс приблизительно постоянной амплитуды, используемый изредка в обстоятельствах, когда необходимо, чем пропорциональный отклик. Сигнал связан через диод с оконечной схемой интегратора фиксированной полосы, а также, надлежаще смещенный, использован для вторичного подавления выбросов в схеме со скользящей полосой, тоже связанный через диод.

Низкочастотный сигнал подавления выбросов выстроен при помощи отведения выпрямленного, но несглаженного выхода полосно-пропускающей схемы управления схемой с фиксированной полосой. Сигнал противопоставлен при помощи МК6, чтобы обезчувствитель схему от высокоуровневых, высокочастотных компонентов. Сигнал далее противопоставлен при помощи результирующего сглаженного сигнала управления фиксированной полосой, в манере отрицательной обратной связи (когда сигнал управления фиксированной полосой нарастает до существенного уровня, нет дальнейшей надобности для какого-либо действия низкочастотного подавителя выбросов). Сигнал далее сильно усиливается и ограничивается, выпрямляются пики и сглаживается при помощи интегратора с постоянной времени спада около 20 мс. Полученные импульсы большой амплитуды проходят через дифференцирующую цепь, с постоянной времени того же порядка, что постоянная времени интеграции, порождая импульсы подавления низкочастотных выбросов определенной силы для распределения на оконечные интеграторы фиксированной и скользящей полос через резисторы с высоким сопротивлением и последовательными диодами. В итоге спадающий “постоянный ток” заряжает конденсаторы оконечных интегрирующих схем. Это контрастирует с большими пиковыми токами и соответственно, более резкими изменениями управляющего напряжения, создаваемыми при помощи относительно низкоимпедансными первичными и вторичными подавителями выбросов. Использование метода низкочастотного подавления выброса приводит к меньшим искажениям формы относительно медленно изменяющихся низкочастотных сигнальных импульсов, приложенных к системе.

Характеристики восстановления управляющего сигнала похожи на таковые высокочастотных схем, несмотря на наличие примерно половинного быстродействия, поскольку использованы более “долгие” (longer) постоянные времени. Как в высокочастотных схемах, время восстановления благоприятно тронут при помощи использования замещения действия и модуляционного контроля, однако является далее увеличенным <augmented?> при помощи использования ускоряющих диодов.

#### **4. РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ.**

Предметом процесса СЗ является обеспечение очень чисто и точно звучащей копии входного сигнала. Этот результат получен при помощи надлежащего действия как кодирующей, так и декодирующей сторон процесса. При помощи технологии антинасыщения входящий сигнал сперва кодируется таким образом, чтобы уменьшить гармонические и интермодуляционные искажения, создаваемые в канале записи или передачи. Тогда декодирующий процесс уменьшает любой шум и/или искажения, внесенные каналом.

##### **4.1. Динамическое (компрессирующее) действие для установившихся доминирующих сигналов.**

Рассматривая кривые компрессии одиночного тона на рис. 12, могут быть отмечены некоторые черты.

###### **4.1.1. Низкие частоты.**

Динамическое действие наблюдается в диапазоне от примерно -48 дБ до -5 дБ (относительно опорного уровня). То есть, нет действия (но полное усиление) в нижних 35 – 40 дБ динамического

диапазона. Аналогично нет действия в верхних 25 дБ динамического диапазона. В этих двух областях преобладают линейные динамические характеристики (билинейная характеристика).

#### 4.1.2. Высокие частоты.

Динамическое действие наблюдается в диапазоне от примерно -62 дБ до -5 дБ. То есть, нет действия в нижних 20 – 25 дБ (но полное усиление), или верхних 25 дБ динамического диапазона (линейная динамическая характеристика в этих областях).

В областях промежуточных уровней динамического действия эффекты многоуровневых ступеней объединяясь вместе создают коэффициент компрессии примерно 2:1.

Рассматривая высокоуровневые низко- и высокочастотные части кривых, можно видеть эффективное антинасыщение системы с объединением эффектов спектрального схода и цепей антинасыщения, ступенями СЗ и примерно 1 дБ широкополосной компенсации уровня, встроенной в коэффициенты объединителя сигналов ступеней (рис 1). Итоговым результатом является эффект антинасыщения около 2 дБ при 5 кГц, 6 дБ при 10 кГц и 10 дБ при 25 Гц и 15 кГц. На высоких частотах эти величины антинасыщения существенно уменьшают искажения, уменьшают эффекты компрессии сигнала, и, при записи на ленту, улучшают долговременную стабильность записи. Высокочастотные улучшения особенно существенны с 35 мкс ССIR записями. Эффект антинасыщения на низких частотах полезен предотвращением перегрузки ленты, особенно с 3180 мкс NAB записями.

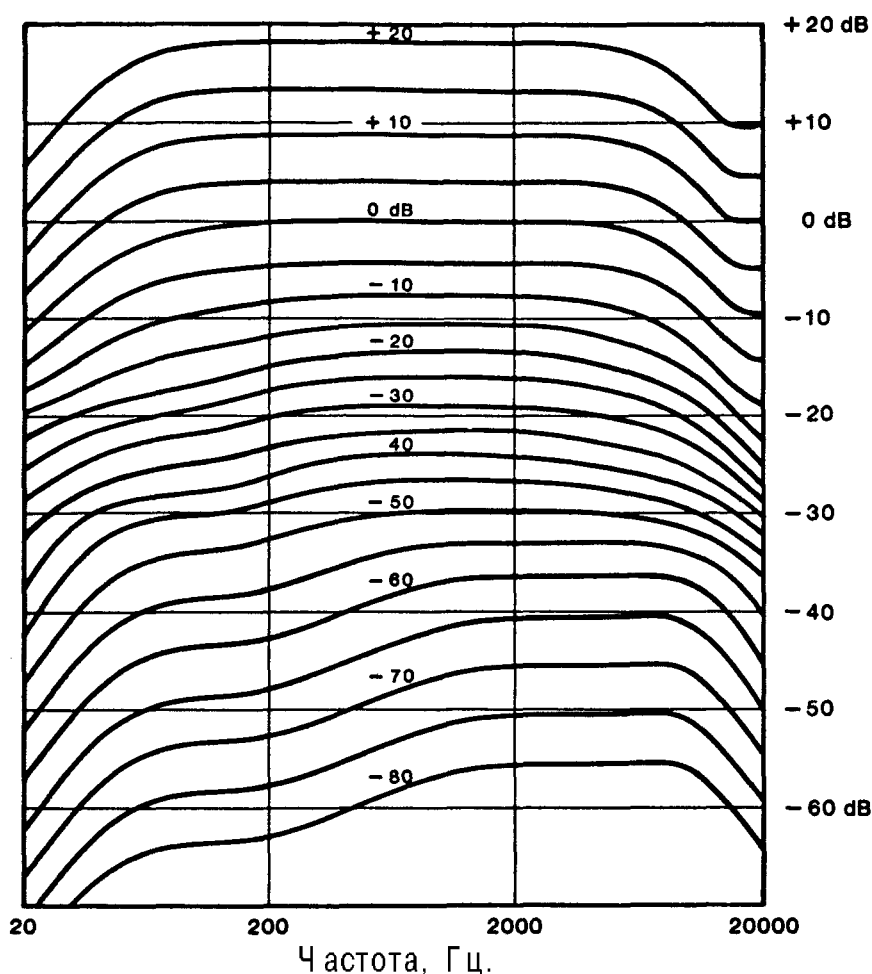


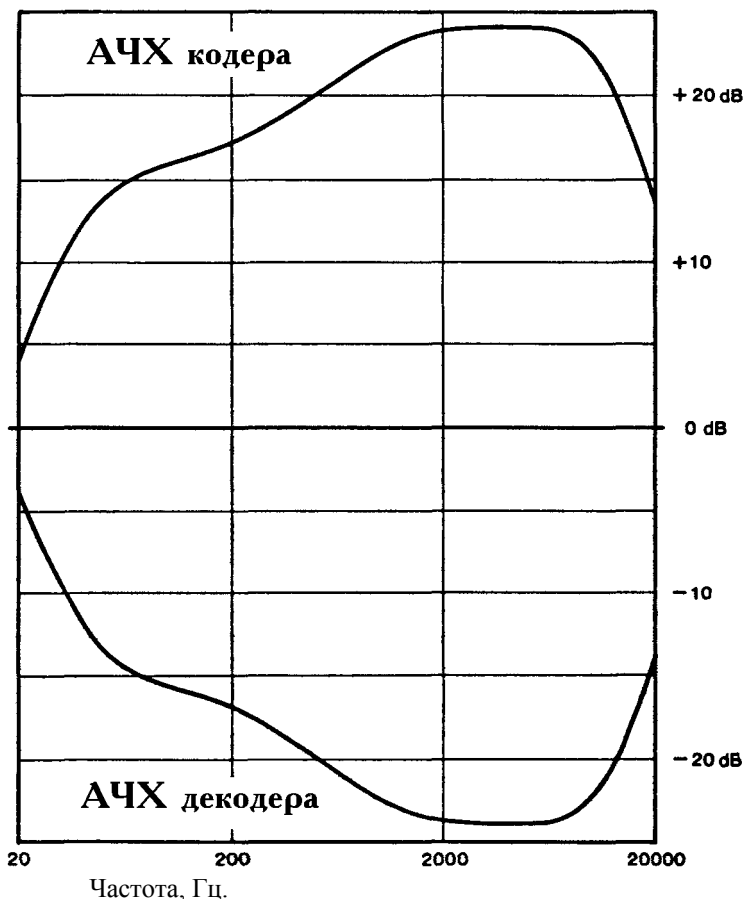
Рисунок 12.

Одночастотные характеристики выходного сигнала кодера СЗ.

#### 4.2. Неподвижная (подпороговая) сигнальная характеристика.

Очень низкоуровневые, или подпороговые характеристики процесса СЗ показаны на рис. 13. Общая форма этих характеристик задана таким образом, что дает хорошее превышение возможностей слухового восприятия человека. Во-первых, проблем с генерацией и восприятием шума в середине низких частот (напр. 200 Гц) меньше, чем на середине высоких частот (напр. 3 кГц); поэтому применены две низкочастотные ступени, но высокочастотных ступеней применено три.

Во-вторых, при очень низких и очень высоких частотах требуется даже меньшее подавление шума (ниже 50 Гц и выше 10 кГц). Поэтому в этих областях могут быть использованы сильно действующие спектральные скосы, дающие аккуратное декодирование, даже когда среда записи имеет нерегулярности отклика (частотной характеристики). Дополнительно, цепи спектрального скоса обеспечивают хорошую устойчивость к интерференции с высокой и низкой частотой (надтональные звуковые составляющие, подмагничивание магнитофона; инфразвуковые компоненты шума, возникающие от ветра, уличного движения, или других источников гула).



**Рисунок 13.** Частота, Гц.  
*Низкоуровневые (подпороговые) частотные характеристики кодера СЗ.*

Отметим, что в итоге низкоуровневая характеристика декодирования СЗ напоминает низкоуровневые кривые Флетчера – Мэнсона и Робинсона – Дадсона; потом, характеристика кодирования по прохождению напоминает кривую взвешивания шума CCIR.

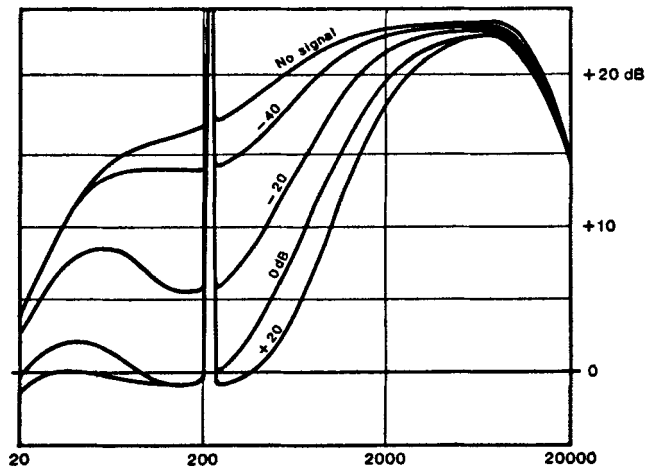
Таким образом, система СЗ разработана для снижения только тех шумов, которые могут быть услышаны. Предотвращение действия в областях неслышимого сигнала покровительствует точности в слышимой области.

#### 4.3. Обработка недоминирующих компонентов сигнала.

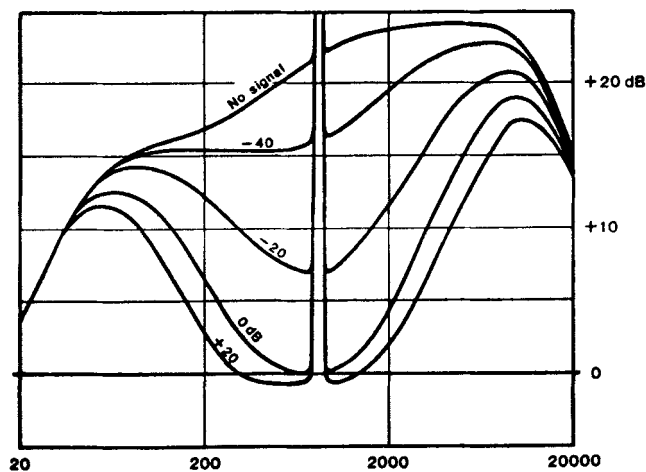
Поведение системы с низкоуровневыми недоминирующими компонентами сигнала в присутствии доминирующих сигналов большего уровня может быть имитировано при помощи использования пробных тонов. Это представляется важным, потому что это индикатор эффекта подавления шума, получаемого в присутствии сигнала. Рассмотрим кривые, показанные на рис. 14 – 16, которые были получены путем добавления скользящего по частоте пробного тона с уровнями между -60 дБ и -80 дБ во входной сигнал кодера и обнаружением тона на выходе следящим анализатором (спектра).

Недоминирующие сигналы усилены полностью и больше, чем доминирующий сигнал, по направлению к обоим концам спектра при помощи действия высокочастотной и низкочастотной полос. Если существуют два доминирующих сигнала, превалирует эффект компрессии с фиксированной полосой для недоминирующих компонентов сигнала между частотами доминирующих компонентов сигнала.

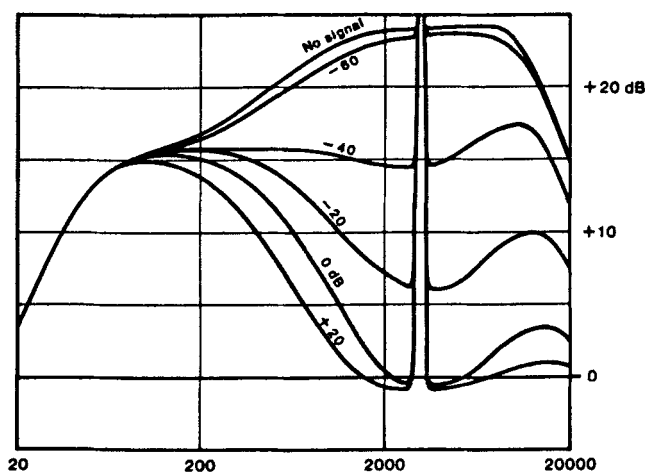
Таким образом, недоминирующие компоненты сигнала усиливаются на величину, по меньшей мере, равную усилению доминирующих сигналов. Усиление недоминирующих сигналов на концах спектра поддерживается относительно высоким, несмотря на сравнительно большой уровень доминирующего сигнала (например, в диапазоне от -30 дБ до 0 дБ). Это усиливающее действие спектрально отслеживает доминирующую частоту или частоты сигнала.



**Рисунок 14.** Частота, Гц.  
*Характеристики кодирования для низких уровней в присутствии 200 Гц сигнала с указанными уровнями.*



**Рисунок 15.** Частота, Гц.  
*Характеристики кодирования для низких уровней в присутствии 800 Гц сигнала с указанными уровнями.*



**Рисунок 16.** Характеристики кодирования для низких уровней в присутствии 3 кГц сигнала с указанными уровнями.

Эффект крутого нарастания усиления при удалении от частоты доминирующего сигнала является достоинством. В этой связи схема СЗ извлекает выгоду из крутости нарастающего эффекта в каскадированных ступенях. Низкие частоты имеют две степени крутизны компрессирования; использование трех ступеней на высоких частотах еще более улучшает эффект. Эти эффекты в особенности очевидны на кривых пробного тона в области высоких уровней (доминирующего сигнала).

Кривые показывают, что схема компрессора стремится к сохранению всех низкоуровневых компонентов сигнала все время усиленными. Только компоненты выше порога подвержены уменьшению усиления. По отношению ко всей системе преимуществами характеристик этого типа являются:

- а) Мощный эффект подавления шума в присутствии сигналов;
- б) Относительная нечувствительность к погрешностям уровня или частотного отклика в канале между кодером и декодером.

Слышимым эффектом кодирования системы является создание плотного, ярко звучащего сигнала, но с небольшим или неочевидным динамическим действием. Гармоники, обертона и звуковые составляющие малого уровня, включая шумы – все подчеркнуты. Характеристики антинасыщения стремятся компенсировать эту яркость при очень высоких уровнях сигнала.

Эффектом декодирования системы является создание очень чисто звучащего сигнала; декодер значительно уменьшает шум паузы ленты и модуляционный шум. Слышимое уменьшение интермодуляционных искажений получено благодаря способностям процесса подавлять низкочастотные шумы.

Декодер может также уменьшить слышимые и измеряемые гармонические искажения, производимые носителем записи. Искажения по третьей гармонике в установившемся состоянии обычно уменьшаются до меньше, чем половины; искажения по пятой гармонике уменьшаются до меньше чем одной четверти. Гармоники высших порядков ослабляются еще больше. Таким образом, особенно если носитель имеет характеристику жесткого ограничения, субъективная чистота сигнала при высоких уровнях записи существенно улучшается.

## 5. КАЛИБРОВКА.

Процедуры калибровки спектральной записи концептуально похожи на таковые для систем А-типа, В-типа и С-типа. То есть, уровни сигнала в схеме декодера должны идеально гармонизировать таковым в схеме кодера, даже невзирая на то, что процесс СЗ был разработан более устойчивым к погрешностям усиления и частотного отклика, чем эти предыдущие системы. Для стандартизации обмена лентами это также является предпочтительным если, по меньшей мере, внутри данной организации, опорные уровни кодера и декодера связаны с известным и постоянным уровнем потока. Какой из двух или нестандартный поток используется для этого, согласование декодера с кодером совершается при помощи сигнала

калибровки, сгенерированного в кодере и записанном на ленту; это позволяет корректно установить усиление воспроизведения ленты, используя измеритель в декодирующем устройстве.

Наибольшие проблемы в студийном использовании шумоподавления, и вообще в самой аналоговой записи, могут быть связаны с некорректными установками уровня и/или погрешностями частотного отклика в устройстве записи. Это может быть следствием того, что проверка этих факторов является занимающим время и нудным процессом. Какой-нибудь более скорый и интересный метод выполнения этих проверок, вероятно, приводил бы к получению надежных и твердых результатов. По этим соображениям, практические воплощения процесса СЗ включает генератор розового шума, которые используются для калибровки как уровня, так и частотной характеристики, взамен одночастотных генераторов синусоидальной волны. Для идентификации, розовый шум прерывается с 20 мс “просечками” каждые 2 секунды. Во время записи этот сигнал поступает на ленту с уровнем 15 дБ ниже опорного уровня, достаточно малый уровень не приводит к проблемам насыщения <при> записи с низкой скоростью ленты или высокой частотной коррекции каналов передачи.

Во время воспроизведения сигнал ленты автоматически чередуется с внутренне генерируемым опорным розовым шумом (непрерывным) в 4-х секундных сегментах (общее время цикла 8 секунд) и проходит на мониторный выход. Таким образом может быть сделано слуховое сравнение между опорным розовым шумом и калибровочным шумом, приходящим с ленты. Любые расхождения в уровне и/или спектральном балансе немедленно становятся заметны и могут быть скорректированы или по меньшей мере отмечены. Если хочется, сигнал может также быть подан на анализатор спектра.

В использовании нового метода калибровки важна возможность засечь, когда проходят на монитор 4-х секундные фрагменты ленты, и когда слышен сигнал от опорного генератора розового шума. Отличение сегментов ленты от опорных сегментов осуществимо двумя путями. Во-первых, опорные сегменты представляют собой 4 секунды непрерывного розового шума, а сегменты ленты начинаются с просечки, имеют просечку посередине, и кончаются с просечкой; эта временная последовательность с небольшой практикой легко идентифицируется. Во-вторых, цветные огоньки идентифицируют два различных сигнала.

Новое удобство калибровки дает записывающему и производственному персоналу полезный контроль процесса записи. В любое время можно сделать проверку устройства записи; результат может быть немедленно услышан и заключено касательно одинаковости или же могущих быть нужными регулировок.

При смене лент или сигналов можно быстро сказать, есть ли какая-либо погрешность или недоразумение относительно уровней, коррекции, азимута и тому подобного. Если оригинальная запись калибровочного шума остается с лентой, качество окончательного воспроизведения, даже после копирования, может быть восстановлено. Таким образом, функция сравнения обеспечивает уверенность, что устройство записи и процесс спектральной записи обеспечивают на общих основаниях качество сигнала и надежность, на которые они способны.

## **6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ.**

Был описан новый формат профессиональной записи, названный спектральной записью. Назначением процесса кодирования и декодирования является запись и воспроизведение звуковых сигналов с высокой степенью слышимой чистоты сигнала.

Система использует двухканальное многоуровневое ступенчато действующую организацию, двух низкочастотных ступеней компрессора и трех высокочастотных ступеней компрессора, каждая с фиксированной полосой и со скользящей полосой. Выходы полос объединяются уникальным образом, названном замещением действия, результаты которого в необычно отзывчивой обработке в отношении как частоты, так и уровня; технология относящаяся к управлению модуляцией, увеличивает возможности спектрального слежения системы. Спектральные скосы содействуют устойчивости к погрешностям канала, а использование технологии антисыщения как на высоких, так и на низких частотах, выражается в значительном улучшении перегрузочных характеристик канала.

## **7. БЛАГОДАРНОСТИ.**

Автор обязан Дугласу Гринфилду разводкой печатных плат, механическим проектированием, и общей помощью с первым практическим воплощением новой системы. Он благодарит также многих других личностей, особенно Генри Боттино за разработку тестеров, Брада Тига за предпроизводственное тестирование, и Майкла Смита, Кристофера Джеймса и Мартина Фрида за производственный инжиниринг.

#### **8. ССЫЛКИ.**

- 1) R. M. Dolby, "An Audio Noise Reduction System", J. Audio Eng. Soc., vol 15, pp 383 – 388. (1967 Oct.)
- 2) R. M. Dolby, "A Noise Reduction System for Consumer Applications", presented at the 39th Convention of the Audio Engineering Society, J. Audio Eng. Soc. (Abstracts), vol. 18, p. 704 (1970 Dec.)
- 3) R. Berkovitz & K. J. Gundry, "Dolby B-type Noise Reduction System", Audio (1973 Sept. & Oct.)
- 4) R. M. Dolby, "A 20 dB Audio Noise Reduction System for Consumer Applications", J. Audio Eng. Soc., vol 31, pp 98 – 113 (1983 March)