

Публикуется с разрешения автора.

**НОВАЯ МЕТОДИКА ТЕСТИРОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ ЗВУКОВОЙ
ЧАСТОТЫ, ОСНОВАННАЯ НА ПСИХОАКУСТИЧЕСКИХ ДАННЫХ И ЛУЧШЕ
КОРРЕЛИРУЮЩАЯ С КАЧЕСТВОМ ЗВУКА.**

Даниэль Х. Чивер

Перевод Александра Гурского

B.S.E.E. 1989, Университет Нью Хэмпшир

ДИПЛОМНАЯ РАБОТА

Представлена в Университет Нью Хэмпшира

в части выполнения требований к получению степени

Master of Science

по специальности

Electrical and Computer Engineering

Декабрь 2001

Дипломная работа проверена и одобрена.

Руководитель, профессор John R. Lacourse, Председатель
факультета Electrical and Computer Engineering

К. Sivaprasad, профессор, факультет Electrical and Computer
Engineering

L.G. Kraft, професор, факультет
Electrical and Computer Engineering

Дата

ОГЛАВЛЕНИЕ

ОГЛАВЛЕНИЕ.....	3
ПОСВЯЩЕНИЕ.....	4
РЕЗЮМЕ.....	5
ВВЕДЕНИЕ.....	6
РАЗДЕЛ I Отсутствие корреляции между объективными измерениями и субъективным качеством звука – история и примеры.....	7
1. Введение.....	7
2. История аудиоизмерений.....	8
3. Примеры стандартных измерений.....	16
4. Заключение. Поиск новой методологии.....	21
РАЗДЕЛ II. Новая философия аудиотестов.....	22
1. Гармоническое созвучие.....	22
2. Зависимость огибающей ауральных гармоник от уровня звукового давления.....	25
3. Автоматизированный расчет T.A.D.....	30
4. Интермодуляционные искажения.....	31
5. Предварительные пачки шума.....	32
6. Заблуждение об обратной связи как об универсальном лекарстве.....	32
РАЗДЕЛ III. Протокол измерений показателя качества Полного Аурального Несоответствия (Total Aural Disconsonance).....	38
1. Измерения устройств.....	38
2. Протокол измерения показателя качества T.A.D.....	41
3. Заключение.....	43
ЛИТЕРАТУРА.....	44

ПОСВЯЩЕНИЕ

Я посвящаю эту работу моей жене Сильвии, понимание и поддержка которой способствовали успеху моих начинаний. Я вынужден отметить, что не все, что я пытался сделать, завершено. Мое аудиохобби имело результатом подвал, полный электронного хлама разных эпох, а также бытовую hi-fi аппаратуру в различных стадиях ремонта по всем комнатам. Я вспоминаю ее вопрос о каком-то предусилителе для магнитной головки звукоснимателя с подвижной катушкой: «зачем тебе нужен предусилитель для предусилителя?» Более того, ей пришлось принять мое религиозное следование скорее призрачным аспектам звуковоспроизведения.

Конечно, я пообещал ей в начале моей работы над дипломом в 1993 году, что закончу все до рождения первого ребенка. Александру сейчас 5 лет, а Софии 3 года. А благодарен ей за ее терпение в течение того времени, когда я в закоулках подвала «колдовал», делая все лучшие и лучшие усилители. Я благодарю ее за работу по печатанию этого труда, и за все усилия по переработке отдельных разделов, чтобы сделать их более читаемыми и как-то более приземленными.

Is published on Next Issue under the author permission

РЕЗЮМЕ

НОВАЯ МЕТОДИКА ТЕСТИРОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ, ОСНОВАННАЯ НА ПСИХОАКУСТИЧЕСКИХ ДАННЫХ И ЛУЧШЕ КОРРЕЛИРУЮЩАЯ С КАЧЕСТВОМ ЗВУКА.

Даниэль Х. Чивер

Университет Нью Хэмпшир, Декабрь 2001

Существует общее мнение, что общепринятые тесты и протоколы измерений усилителей мощности звуковой частоты не коррелируют с субъективно воспринимаемым качеством звука. Был сделан обзор истории аудиоизмерений, чтобы выяснить, дал ли прошлый опыт методы тестирования, лучше коррелирующие с качеством звука. Появилась универсальная концепция, требующая более сильного взвешивания продуктов искажений более высокого порядка, более неприятных для слуха, по сравнению с низшими гармониками, более незаметными для слуха. Отдельно, в результате исследования психоакустики уха были получены математические выражения для внутренних ушных искажений. Эти два результата здесь связаны между собой и предлагается методика взвешивания гармоник на основе безразмерного показателя качества, который численно характеризует степень отклонения огибающей функции гармоник усилителя от аурального маскирования уха, названный Полное Ауральное Несоответствие (Total Aural Disconsonance) или T.A.D. Как аналитически, так и с помощью экспериментальных измерений усилителей показано, что приложение отрицательной обратной связи, независимо от ее глубины, дает худшую величину показателя T.A.D. Полностью протестированы и субъективно проанализированы два усилителя с противоположными результатами стандартных тестов. Результаты показали, что метод T.A.D. превосходит метод коэффициента нелинейных и интермодуляционных искажений в определении качества усилителей.

ВВЕДЕНИЕ

Люди эмоционально реагируют на сложную музыкальную информацию, не являющуюся значимой с точки зрения выживания. Это явление показывает, что человеческий мозг инстинктивно мотивируется к обработке звуковой информации, поступающей из органов чувств. Это общекультурное явление, которое, очевидно, возникает из природной тяги к обучению в раннем детстве сложным методам анализа окружающего звукового пространства, требующимся для восприятия речи. В основе эстетического восприятия музыки, таким образом, может лежать требование тренировки нейронной сети человеческого мозга.

В наше время мы имеем доступ к звуковоспроизводящей аппаратуре различных уровней качества. Аппаратура класса High Fidelity стремится воспроизвести оригинальное музыкальное содержание. Совершенная точность есть совершенное воспроизведение сигнала. Современная система воспроизведения музыки имеет в основе записанные музыкальные сигналы, воспроизводимые с помощью преобразователей звука. Микрофоны преобразуют мгновенные значения звукового давления при исполнении музыкального произведения в электрические сигналы. Эти сигналы затем усиливаются и записываются на носители. Выходной сигнал устройства воспроизведения усиливается усилителем мощности звуковой частоты (УМЗЧ), выход которого подключен к громкоговорителям. Для всех составляющих этой цепочки, кроме УМЗЧ, имеется общее согласие между действующими спецификациями стандартов и качеством звука. Эта работа является исследованием гипотезы о том, что принятые в настоящее время методы измерений, количественно характеризующие верность воспроизведения УМЗЧ, не коррелируют с субъективно воспринимаемым качеством звучания. Предложен более точный набор процедур измерений.

РАЗДЕЛ I Отсутствие корреляции между объективными измерениями и субъективным качеством звука – история и примеры.

1. Введение

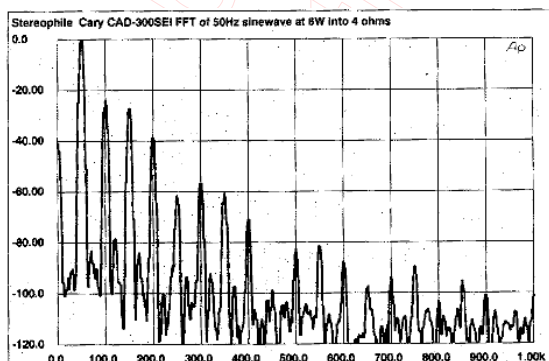
В сентябре 1995 года Stereophile, известный и уважаемый hi-fi-журнал, опубликовал обзор усилителя Cary 300SEI, первый из вошедших в моду обзоров однотактных усилителей¹. В этой схеме единственный выходной активный элемент выдает обе полуволны сигнала и не имеет отрицательной обратной связи. Robert Hartley, один из главных экспертов, писал:

300SEI передает музыку так, как я никогда не слышал раньше. Непосредственность и осязаемость звука были захватывающими – такая музыкальная непосредственность приковала мое внимание к музыке. Он воспроизводил скрипичную группу с красотой, не имеющей себе равных ни в какой электронике, имевшейся в моей системе. Он был выше в наиболее важных областях. Гармоничная правдивость, полное отсутствие «зернистости», удивительная прозрачность, естественная звуковая сцена, и осязаемость, делавшая инструменты и голоса присутствующими в помещении.^[2]

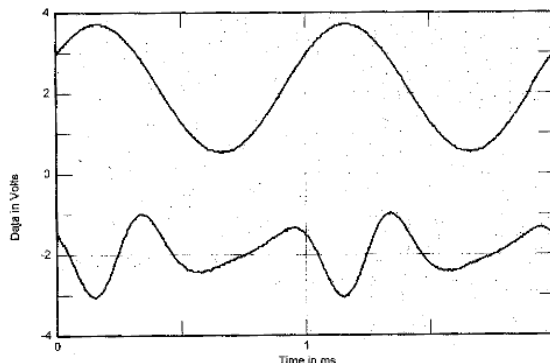
Далее статья сопровождалась результатами лабораторных тестовых измерений. Это были наверняка худшие результаты для любого параметра – выходной мощности, АЧХ, выходное сопротивление, коэффициенты нелинейных и интермодуляционных искажений, разделение каналов...

Характеристики этого усилителя были плохи до анекдотичности... в противовес тому, что мы рассматриваем как хорошие технические данные. Я убежден, что 300SEI не вредит сигналу, как это делают двухтактные усилители, и что то, что 300SEI делает правильно, находится за пределами сегодняшних возможностей численного выражения с помощью традиционных измерений.. Я пришел к убеждению, что однотактные ламповые усилители звучат изумительно *несмотря на их искажения, а не благодаря им*^[3]

Рисунок 1-1 свидетельствует об очевидной вещи, что данные объективных измерений этого усилителя весьма плохи. Сравните их со следующим рисунком 1-2 – данными знаменитого транзисторного УМЗЧ, 120 Вт на канал, Bryston 3B-ST. Заметьте, что здесь уровень гармонических искажений где-то под минус 100 дБ, более чем в 7000 раз «лучше», чем у Cary CAD-300SEI. Коэффициент интермодуляционных искажений –85 дБ, или в 500 раз «лучше»². Искажения составляют только 0.002% при 100 Вт против более 2% при 8 Вт у Cary CAD-300SEI. Тем не менее, обзор усилителя Bryston 3B-ST оканчивался выводом о недостаточной мягкости и прозрачности звучания на ВЧ, и констатацией того, что другие усилители дают лучшую картину и прозрачность. Такой же точно язык использовался и в обзоре Cary CAD-300SEI, и как раз там, где CAD-300SEI имел преимущество. Цель этой диссертации – исследовать, имеются ли неучтенные, избегаемые или проигнорированные из соображений удобства измеряемые параметры качественного звуковоспроизведения для эстетического наслаждения человека.

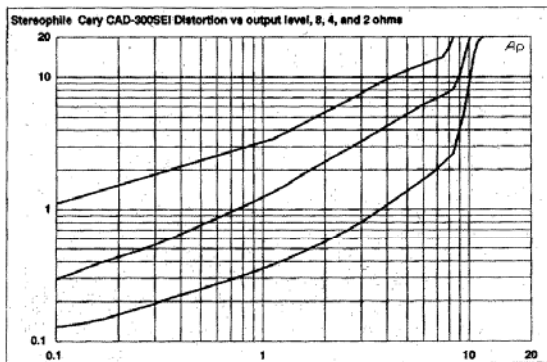


Cary CAD-300SEI, spectrum of 50Hz sine wave, DC–1kHz, at 6W into 4 ohms (linear frequency scale). Note that the second harmonic at 100Hz is the highest in level, at –26dB (5%)!

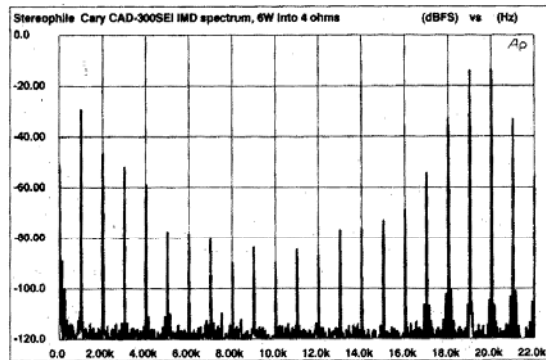


Cary CAD-300SEI, 1kHz waveform at 1W into 8 ohms (top); distortion and noise waveform with fundamental notched out (bottom).

¹ Stereophile Magazine^[1]. September 1995 pp.141-149.

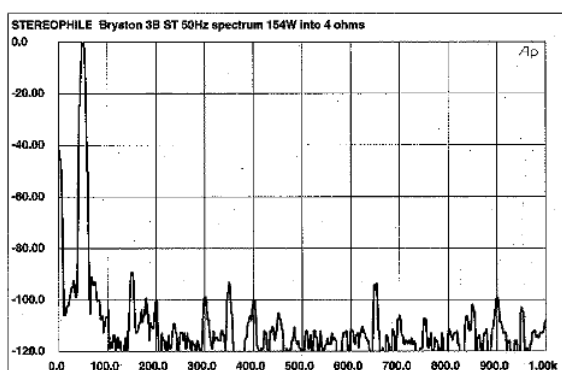


Cary CAD-300SEI, distortion (%) vs output power into (from bottom to top at 10W): 8 ohms, 4 ohms, and 2 ohms.

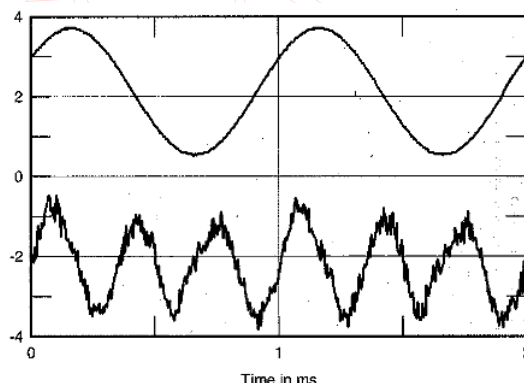


Cary CAD-300SEI, HF intermodulation spectrum, DC-22kHz, 19+20kHz at 6W into 4 ohms (linear frequency scale).

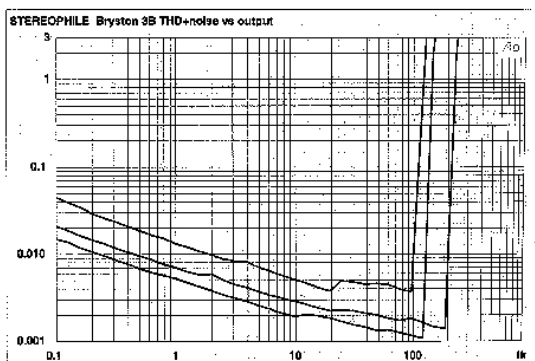
Рис. 1-1^[4] Плохие результаты стандартных тестовых измерений прекрасно звучащего усилителя.



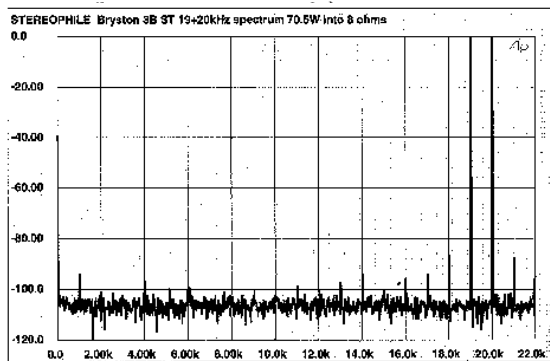
Bryston 3B-ST, spectrum of 50Hz sinewave, DC-1kHz, at 154W into 4 ohms (linear frequency scale).



Bryston 3B-ST, 1kHz waveform at 25W into 2 ohms (top); distortion and noise waveform with fundamental notched out



Bryston 3B-ST, distortion (%) vs output power into (from bottom to top at 100W): 8 ohms, 4 ohms, and 2 ohms.



Bryston 3B-ST, HF intermodulation spectrum, DC-22kHz, 19+20kHz at 70.5W into 8 ohms (linear frequency scale).

Fig. 1-2^[6] Результаты стандартных измерений современного усилителя со средним качеством звучания.

2. История аудиозмерений.

Со времени появления обзора Cary CAD-300SEI практически не было ни одного выпуска аудиопубликаций² без хвалебного обзора усилителя по простенькой схеме, сопровождающегося его чудовищными техническими характеристиками. Было предпринято глубокое историческое ис-

² У меня большая частная коллекция аудиожурналов, включая Stereophile с 1988 – по наст.вр., Stereo Review 1982-1987, Listener с 1991- по наст.вр., Audio 1982 – 1989.

следование для выявления возможных тестовых методологий, которые могли бы лучше коррелировать с ощущениями качества звучания.

В 1925 году Эдвард Келлогг, соавтор изобретения громкоговорителя с подвижной катушкой, написал знаменательную статью «разработка усилителей мощности без искажений»^[6]. Он предложил, что искажения в 5% есть допустимый предел для звуковых усилителей. Он также отметил, что такие немалые искажения могут быть нивелированы только если кривизна передаточной характеристики «однородна», а не «скачкообразна». Это был первый вывод о том, что качество усилителя ухудшается, если продукты искажений имеют высокий порядок. Келлогг и другие в то время измеряли искажения путем включения режекторного фильтра (фильтра-пробки) для подавления основного тона и оценки величины всех оставшихся гармоник и шумов по показаниям вольтметра переменного тока. В настоящее время это наиболее часто используемый параметр, называемый общим коэффициентом гармонических искажений (THD). Триод, единственное усилительное устройство, доступное в то время, будучи правильно использован, давал гармонические искажения, ограниченные первыми двумя порядками. Поэтому наблюдалась хорошая корреляция между качеством звучания и приведением этих простых процентных цифр. С того времени, коммерческим фокусом является уменьшение обычно измеряемых аспектов гармонических искажений без всякого внимания к нелинейности усилительных устройств.

Эра сопоставления качества усилителей с измерениями искажений берет свое начало с утверждения В.Т. Кокинга, сделанного в 1934 году^[7]. Он заявил, что искажения в 5% чересчур велики для качественного усиления. Кокинг сравнил триоды с только появившимися тогда пентодами и нашел триоды более предпочтительными из-за менее неприятных продуктов искажений и лучшего демпфирования громкоговорителей. В том же году Харольд С. Блэк опубликовал работу «Стабилизированные усилители с обратной связью»^[8]. Блэк концептуализировал отрицательную обратную связь (ООС). Он нашел, что при подаче части инвертированного сигнала с выхода на вход искажения уменьшаются в той же мере, что и усиление. Отрицательная обратная связь теперь была включена во все без исключения схемы усилителей мощности. Очень быстро двухтактные каскады класса АВ³ с более эффективными пентодами, имевшие более высокую выходную мощность при меньшей стоимости, стали более популярны, чем схемы на триодах. Тремя очень успешными примерами являются Quad 1945 года^[9] (Вильямсон), Макинтош 50W-1 1949 года^[10] и ультралинейная схема Хафлера 1951 года^[11]. Все эти схемы характеризовались усложнением схемотехники и конструкции выходного трансформатора для обеспечения возможности использования более нелинейных (по сравнению с триодами) пентодов. Возникла тенденция кормить потребителей слепой верой в характеристики – увеличивать мощность и уменьшать коэффициент гармонических искажений.

Две статьи в тот период поставили под вопрос стандартные теперь характеристики по коэффициенту нелинейных искажений. Это статья 1937 года Ассоциации Производителей Радио (RMA, Великобритания) «Характеристики усилителей по двум методам тестирования и выражение общей оценки радиовещательных приемников»^[12]. В соответствии с этой процедурой, амплитуда n -й гармоники умножается на $n/2$, так что величина для второй гармоники не меняется в ощущении, а более высокие гармоники являются более неприятными. Реальных субъективных тестов не проводилось. «Современным уровнем» в то время были двухтактные усилители с отрицательной обратной связью, вводимой с различным уровнем субъективного успеха. Родоначальник RMA-спецификаций позднее писал, что 5% второй гармоники и 0.1% девятой гармоники были слышны. «Простая система весов $x \cdot n^2$ на самом деле была неправильной»^[13]

Более сильной работой была статья Д.Е.Л.Шортера из отдела инженерных исследований Би-Би-Си, под названием «Влияние продуктов высокого порядка в нелинейных искажениях», вышедшая в 1950 году.^[14]

«Общепринятые величины максимально допустимых нелинейных искажений в системах воспроизведения основаны на результатах работ, выполненных много лет назад. С того времени, возникли и используются новые виды аппаратов, производящие формы искажений, не охваченные ранними экспериментами, в результате чего субъективные

³ Класс АВ обозначает двухтактный режим работы, в котором каждое плечо не усиливает линейно весь сигнал. Упрощенно, полуволны сигнала распределяются между плечами с перекрытием обычно меньше 50%. Чем меньше перекрытие, тем сильнее переключательные искажения из-за малого усиления каждого из плеч вблизи отсечки, и тем большая глубина ООС требуется, чтобы попытаться устранить переключательные искажения.

оценки нелинейных искажений не всегда согласуются с оценками на основе измерений”

Он показал степень ошибок возникающих в результате практики брать эффективное значение (R.M.S.) суммарных нелинейных искажений в качестве критерия субъективного качества. Шортер использовал тестовую запись соло на фортепиано, при этом сигнал с микрофона подавался на выборку из шести УМЗЧ с различной глубиной ООС. Результаты показаны ниже на рис. 1-3. Верхние две кривые ясно демонстрируют лучшее согласие между измеренным уровнем искажений и субъективной оценкой чем нижняя кривая общепринятого коэффициента нелинейных искажений – R.M.S.-значение суммы гармоник. Кривая $n/2$ – это взвешивание, предложенное RMA. Верхняя линия - результат более «резкого» взвешивания на величину $n^2/4$ – имеет хорошее согласие. Хотя между строк Шортер подразумевал, что «новые типы аппаратов» - это пентодные схемы с обратной связью, нельзя приравнивать субъективное качество оборудования, свободного от гармоник высших порядков, к такому же или даже меньшему уровню искажений, измеряемых сегодняшними методами равного взвешивания.

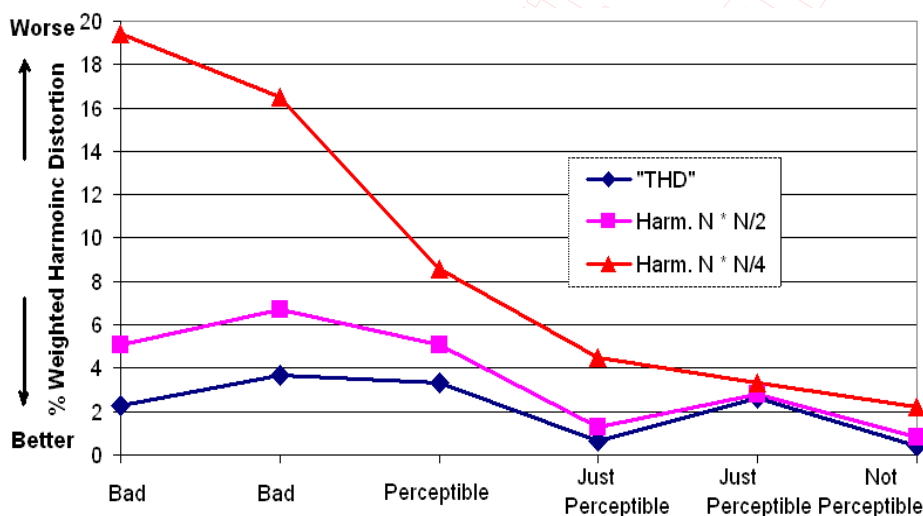


Рис. 1-3. По Д.Е.Л. Шортеру. Корреляция между различным взвешиванием гармоник разных порядков и субъективным качеством звука.

Эта статья важна также тем, что она была первой, где указано, что усилитель, порождающий гармоники высшего порядка из одиночного тона, будет также породить большое количество продуктов интермодуляции при усилении многотонального сигнала. Она призывает провести объективные тесты, которые были бы «в таких рамках, чтобы дать соответствующее численное выражение» для интермодуляционных искажений (IMD). В ней есть также первое упоминание о взвешивании продуктов интермодуляционных искажений, которое не введено и по сей день.

Алан Блох в 1953 году^[15] математически показал, что к.н.и., как и метод гетеродинамирования, требует коррекции соотношения гармоник из-за ошибок АЧХ, но что новый SMPTE метод измерения интермодуляции^[16] имеет дополнительное преимущество симметричного выхода по всем тестовым частотам, так что боковая полоса в области пропускания может быть использована для тестовых сигналов вблизи экстремумов характеристики. Он заметил, что математическая модель не предоставляет средств для взвешивания членов высших порядков. «Проблема в том, следует ли определять уровень компонентов искажений (отдельных гармоник), чтобы получить лучший «индекс слушателя»?»

Норман Кроухерст – наиболее плодовитый автор в области аудиотехнологии в период с конца 1950-х до середины 1970-х. Он – единственный «технический» голос этого периода, постоянно внедрявший концепцию о том, что простое проведение стандартных SMPTE IMD или THD тестов с большей и большей точностью не улучшает избирательность оценки, какой же усилитель звучит лучше. Усилители того времени имели 0.05% THD и АЧХ с неравномерностью менее 0.1 дБ до сотен килогерц. Он заявлял: «С такими параметрами эти усилители должны бы звучать одинаково и вполне совершенно»^[17]. Кроухерст был первым, кто предложил идею о том, что гармоники очень высокого порядка в результате «размножения» при циклическом прохождении по петле глубокой обратной связи создают уровень шума, коррелированный с сигналом и модулирую-

щий его. Статический моносинусоидальный тест не отображает этого «абразивного» эффекта. В работе 1957 года «Некоторые дефекты в работе усилителей, не охваченные стандартными характеристиками»^[17] он объясняет, что если обратная связь происходит в более «коротких» петлях,⁴ эффект умножения частот усугубляется, поскольку местная ООС в результате уменьшает уровень 2-й и 3-й гармоники и порождает слабые компоненты от 4-й до 9-й. Затем петля общей ООС добавляет далее 4-ю и 6-ю, и из-за остаточных исходных 2-й и 3-й порождает далее 8-ю, 12-ю, 16-ю, 18-ю, 24-ю, 36-ю, 54-ю и так далее до 81-й! Любая фазовая погрешность из-за реактивности нагрузки может скорее усугубить, чем ослабить генерацию гармоник высших порядков. Кроухерст также экспериментально показал, что соотношение между измерениями гармоник и интермодуляционных искажений не такое простое. Он является также первым, кто пролил свет на отрицательный эффект, связанный с емкостью, используемой для фазовой компенсации в петле обратной связи и неизменно применяемой в тот период для обеспечения стабильности схем усилителей со средней и глубокой ООС. Он графически показал, как в случае, если на выходе присутствует чистый меандр, усилитель зависит от высокочастотного пика, сильно ослабленного, чтобы обратная связь могла «занулить» звон. Импульсный отклик усилителя искажается, поскольку импульсная характеристика на реактивной нагрузке хуже, чем в случае, если бы «обман» не был создан в усилителе. Много позже работа М.Оталы определяет необходимость очень высоких скоростей нарастания для двайверных каскадов, чтобы устранить этот эффект. Кроухерст выразительно показывает в деталях характеристики перегрузок усилителей с обратной связью, скрытые при стандартном тестировании. На основе рис. 1-4 он объясняет, что при ограничении (клиппинге) напряжение обратной связи тоже ограничивается, так что форма сигнала, усиливаемого каскадом, суммирующим входной сигнал и сигнал ООС, имеет резкий пик – разницу между входным и ограниченным выходным сигналом. Это в свою очередь перегружает драйвер и еще более усиливает ограничение. Он утверждает:

“Это объясняет общеизвестные жалобы на то, что некий 15-ваттный усилитель представляется имеющим более чистый выходной сигнал, чем некий 60-ваттный... поскольку вообще при перегрузке 60-ваттного усилителя входным сигналом он переключается в режим сильных искажений, которые искажают не только пик, их вызвавший, но и некоторый последующий участок сигнала.”

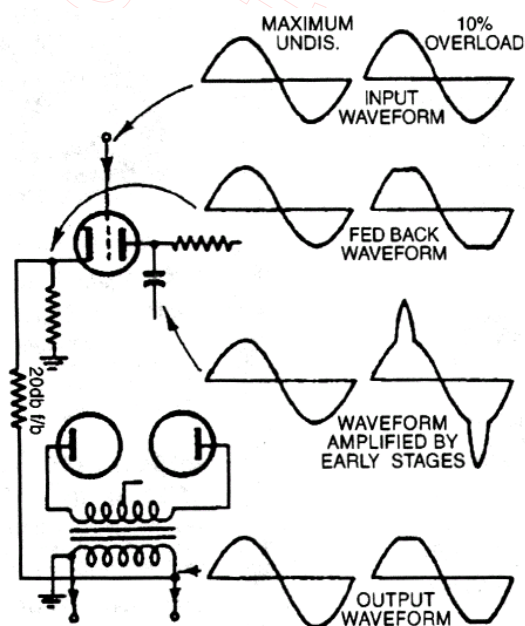


Fig. 1-4. По Кроухерсту. Характеристики перегрузки, «скрытые» внутри петли ООС.

В более поздних работах, таких как статья 1959 года «ООС – «голововарка и бутылкомойка»»^[18], Кроухерст показывает, как можно «подделать» нулевые интермодуляционные искажения путем

⁴ Как и остается в нынешней практике, главным образом потому, что частота среза f_c современных полупроводниковых устройств выше, так что обратная связь большей глубины может быть введена локально в отдельные усилительные каскады (местная ООС), чтобы их линеаризовать и обеспечить стабильность. Почти все современные усилители используют как местную, так и общую ООС.

выбора такого набора тестовых частот, что интермодуляционные искажения будут нулевыми. Он также первый, кто указал на неправильное применение вольтметра средних значений для измерения к.н.и. вблизи уровня ограничения сигнала, что требуется для построения обычного графика зависимости искажений от выходной мощности. Это остроумно показано графически на рис. 1-5. Например, если входной сигнал превышает уровень ограничения на 10% и это измеряется обычным вольтметром средних значений уровня гармоник⁵, в течение полного периода показания будут только 2%, но эффект будет очень хорошо слышен. Сравнение с усилителем, имеющим такое же усиление, но ограничивающим сигнал более плавно (а значит, раньше), и генерирующим гармоники более низкого порядка⁶, дало бы некорректный вывод, что измеряемые величины нелинейных искажений в пять (5) раз больше (в среднем) все еще благоприятны для слуха. Эта ошибка измерений пик-фактора еще больше усугубляется для высокочастотных измерений интермодуляционных искажений. Выводы Кроухерста схожи с выводами его предшественников в том, что анализ искажений должен основываться более на линейности амплитудной характеристики, чем на обычных формулировках о гармониках и интермодуляционных искажениях. Он далее рекомендовал, что для последующих тестов стабильности и других искажений должна быть введена и признана стандартная реальная реактивная нагрузка.

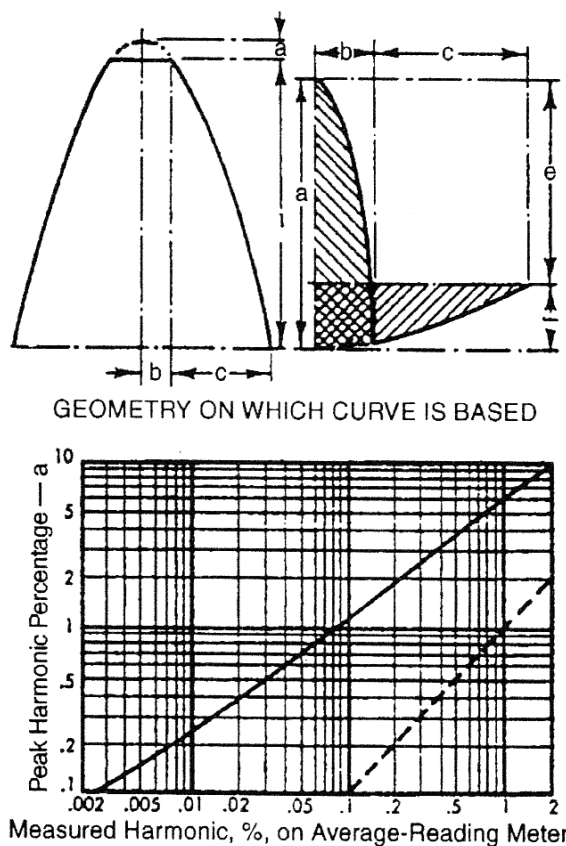


Fig 1-5. По Кроухерсту. Несоответствие между измерениями ограничительных искажений обычным вольтметром средних значений и пиковым процентом гармоник.

⁵ Превалирующие сейчас инструменты. Это был существенно выпрямленный и усиленный сигнал, интегрируемый механической частью стрелочного измерительного прибора. Основной тон подавляется «ступенчатым» фильтром (с высокой крутизной среза).

⁶ Раса пришельцев поднимает свою уродливую голову всю историю аудиоусиления. Как только появились устройства с высокой плотностью выходной мощности (с меньшей стоимостью на ватт), они стали использоваться, но всегда они были менее линейны, так что все большая глубина ООС требовалась, чтобы «обогнать» старые схемы. Чем больше глубина ООС, тем резче ограничение, и тем более резко искажения высоких порядков вторгаются в выходной сигнал. Я покажу в разделе 2, параграф 5, что увеличение доли гармоник высокого порядка может быть терпимым, если они подчиняются некоторому определенному закону скорости возрастания.

Он рекомендовал определять мощность усилителя в точке, где усилитель возвращался в линейный режим после перегрузки, а не в точке непосредственно перед перегрузкой. Это существенно, так как он утверждает, что такое «защелкивание» может «съесть» до 50% звуковой мощности.^{7, [18]}

Далее следует период до середины 1970-х, когда было мало материала с критикой общепринятых измерений искажений. Транзистор фактически вытеснил вакуумные лампы из всех аудиосхем. Новые транзисторные усилители давали лучшие характеристики, более широкую АЧХ, меньший фактор демпфирования⁸, гораздо большее отношение мощности к стоимости производства, а также меньший на порядок коэффициент нелинейных искажений. В этот период становятся популярными низкоэффективные фазоинверсные акустические системы – из-за их меньших размеров при том же диапазоне воспроизведения низших частот. Уменьшение эффективности этих систем было существенным, и требовало в 4-10 раз большей мощности усилителей. В дополнение к этому, частотные изменения импеданса недодемпфированных НЧ-динамиков стали гораздо более существенными, чем в старых, крупногабаритных системах. Эти последние два эффекта совместно сделали ламповые схемы менее привлекательными. В популярной прессе того времени недостатки новых усилителей объяснялись потребителям как «частности». Эти ранние схемы усилителей теперь обобщенно признаны негодными для слушания. Примером является перепродажная цена и нынешнее отношение к двум наиболее популярным усилителям всех времен: ультралинейному двухтактному ламповому Dynaco ST70 35W 1958 – 1990 годов выпуска и его позднейшему транзисторному собрату Dynaco ST120. ST70 может достичь в цене до \$500 при перепродаже, даже только шасси с некомплектom деталей никогда не опускается ниже \$200. Недавно я отметил две отдельных продажи ST120-х на Ebay за менее чем \$20. Действительно, последний выпуск журнала *Listener* называет Stereo 120 “наиболее погано звучащим усилителем из когда-либо выпущенных”^[19], в то время как ST70 описывается в колонке «классика» как «дающий мне один из наилучших воспроизведенных звуков когда-либо мной слышанных» Из-за чего такое расхождение? Ранние транзисторные схемы имели скорость нарастания сигнала в драйверных каскадах, недостаточную для глубокой обратной связи, что создавало динамические интермодуляционные искажения. Первой работой, описывавшей это поведение, была вышедшая в 1970-х статья “Импульсные искажения в транзисторных УМЗЧ”^[20] Матти Оталы, за которой последовала “Модификация схем для уменьшения импульсных интермодуляционных искажений в транзисторных УМЗЧ”^[21]. Отала ясно показал, как скорость нарастания сигнала в первых каскадах усиления и в цепи ООС должна превышать скорость, соответствующую ширине полосы усиливаемых частот, причем превышать на множитель, зависящий от глубины ООС и равный как минимум 50 для обычных приложений, иначе возникнут импульсные интермодуляционные искажения (Т.И.М.). Его работа стала общепризнанной и открыла эру ультраширокополосных аудиосхем. В статье “Метод измерения импульсных интермодуляционных искажений”^[22] он предложил метод, дающий количественные характеристики импульсных интермодуляционных искажений без знания поведения усилителя за высокочастотной границей частотного диапазона. Он разъяснил, как использовать синусоидальный сигнал частотой 15 кГц и меандр частотой 3.18 кГц, пропущенный через фильтр с частотой среза 15 кГц. Общие интермодуляционные искажения даются формулой 1-1.

$$IM(\%) = \frac{100 \left[\sum_{n=1}^9 V_{nt}^2 \right]^{1/2}}{V_2}$$

Формула.1-1 Интермодуляционные искажения, где
 V_{nt} = амплитудное значение компоненты $f_2 - nf_1$
 V_2 = амплитудное значение тестовой синусоиды.

Чтобы определить динамические интермодуляционные искажения (D.I.M.), используется меандр с частотой 3.18 кГц, прошедший через фильтр с частотой среза 15 кГц. Использование треугольного сигнала с частотой 3.18 кГц вместо меандра даст величину интермодуляционных искажений SMPTE I.M.D. Импульсные интермодуляционные искажения Т.И.М далее вычисляются как

⁷ Коммерческие звуковые усилители мощности 1960-х годов дотранзисторной эры.

⁸ Мера выходного сопротивления усилителя. Фактор демпфирования 2 означает равенство выходного сопротивления номинальному сопротивлению громкоговорителя, но, будучи идеальным соотношением для передачи мощности, он считается очень плохим, так как обычные изменения импеданса громкоговорителей в воспроизводимом частотном диапазоне будут вызывать искажения АЧХ. Фактор (коэффициент) демпфирования $DF = V_{\text{без нагрузки}} / (V_{\text{без нагрузки}} - V_{\text{под нагрузкой}})$, V – выходное напряжение.

T.I.M. = D.I.M. – I.M.D. Были представлены результаты объективных тестов восьми УМЗЧ, и большинство демонстрировало включение T.I.M гораздо раньше и с намного большей крутизной, чем искажений SMPTE I.M.D, как показано на Рис. 1-6. Его вывод, подтвержденный документально более ранним включением T.I.M,-механизма, состоял в том, что минимальные скорости нарастания

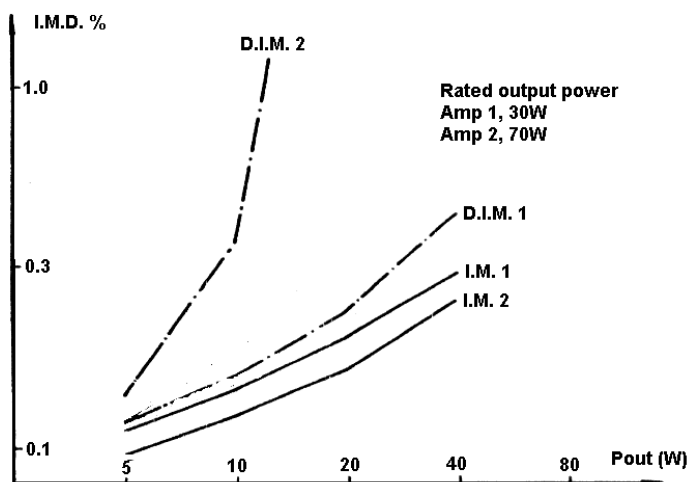


Рис. 1-6. По Отале. Сравнение динамических (D.I.M.) и обычных интермодуляционных искажений (I.M.D.)

для схем предварительного усиления с замкнутой петлей ООС и полосой частот 30 кГц должны составлять 10 В/мкс, а для усилителей мощности – 100 В/мкс. Он утверждает: “Эти результаты показывают, что даже наиболее быстрые современные усилители должны оставаться под подозрением, как только рассматривается вопрос T.I.M.” [22], стр. 175. Анализ кривых D.I.M по отношению к семейству I.M. для двух усилителей на Рис. 1-6 показывает, что I.M. является недостаточной мерой искажений. Заметьте, для усилителя № 3, с мощностью 30 Вт, кривая D.I.M соответствует кривой I.M, но для усилителя № 4, с выходной мощностью 70 Вт, кривая D.I.M. быстро отходит от кривой I.M при мощности, меньшей чем половина номинальной. “Тестовые измерения к.н.и. и SMPTE-IM дают очень маленькие величины искажений, даже если качество усилителя по результатам других тестов абсолютно неприемлемое.” [22], стр.175.

Одна из более поздних статей Матти Оталы – «Измерения корреляции аудиоискажений» в Journal of the Audio Engineering Society 1978 года [23]. Здесь он комбинирует двухкаскадную схему операционного усилителя с элементами нелинейной ООС, чтобы создать общие механизмы искажений в усилителях. Таблица с выводами приведена ниже (Таблица 1-1). Величины THD (1) и (10)

Таблица 1-1 Сравнение механизмов искажений и типов измерений.

Механизм искажений	THD	SMPTE-IM	CCIF-IM	DIM	NOISE
Симметричная выходная нелинейность	Плохо(1) Хорошо (10)	Отлично	Хорошо	Средне	Плохо
Асимметричная выходная нелинейность	Плохо(1) Хорошо (10)	Отлично	Плохо	Отлично	Плохо
Перекрестные искажения	Плохо(1) Отлично (10)	Отлично	Отлично	Плохо	Плохо
Жесткое ограничение во входном каскаде	ноль	ноль	Плохо	Отлично	Отлично
Мягкое ограничение во входном каскаде	ноль(1) Плохо (10)	ноль	Хорошо	Отлично	Отлично

обозначают к.н.и. на частотах 1 кГц и 10 кГц соответственно. SMPTE есть полный коэффициент интермодуляционных искажений на 2-х стандартных статических тонах 7 кГц:200 Гц, взвешенных по амплитуде в отношении 1:4. CSIF есть коэффициент интермодуляционных субгармоник двух тонов 14 кГц и 15 кГц. Тест на ШУМ (NOISE) проделан включением частотно-ограниченного белого шума, выделенного ФВЧ с затуханием 48дБ/окт. ниже 11 кГц. Спектральная плотность шумов измерялась спектроанализатором в полосе частот 0-9 кГц. Анализ данных этой сравнительной таблицы показывает, что ни один отдельный метод тестирования усилителей не измеряет одинаково успешно все виды обсуждаемых искажений. Я никогда не видел опубликованных тестов шумов и DIM в современных обзорах новой аппаратуры, и, таким образом, ограничительные свойства их входных каскадов остаются недокументированными параметрами.

В период конца 1970-х внимание в литературе было сконцентрировано на успехах в разрешающей способности тестов, проводимых по существующим стандартным методам, обсужденным выше. Середина 80-х принесла как цифровые, так и автоматизированные тестовые системы «в одном корпусе». Изделия, такие как Audio Precision 1.0 стали широко распространенными. Они использовали графический интерфейс персональных компьютеров и давали возможность проводить быстрые тесты с прекрасной повторяемостью, однако неотвратимо исключали любые другие тесты, кроме стандартного набора, определяемого верхним уровнем программного управления. В этот период заслуживает упоминания разработка Ричарда Кабота, вице-президента Audio Precision, а именно комплексный многочастотный тест с вычислением искажений суммированием мощностей сигналов с частотами, отличающимися от частот поданных сигналов. Статья «Сравнение методов измерений нелинейных искажений»^[24] знакомит с этим методом, называемым FAST-test. В статье он использовал 59 индивидуальных тонов, как показано и описано на рис. 1-7. Детектировались как нелинейные компоненты, так и шумы, и их величина показана горизонтальной линией в правой части рис. 1-7. Данные FASTtest-а в сравнении с обычными тестами показаны на рис. 1-8. Слева – симуляция гармонических искажений, возникающих в результате асимметрии выходного каскада, справа – в результате резкого ограничения скорости нарастания. В целом, кривые имеют примерно одинаковый характер

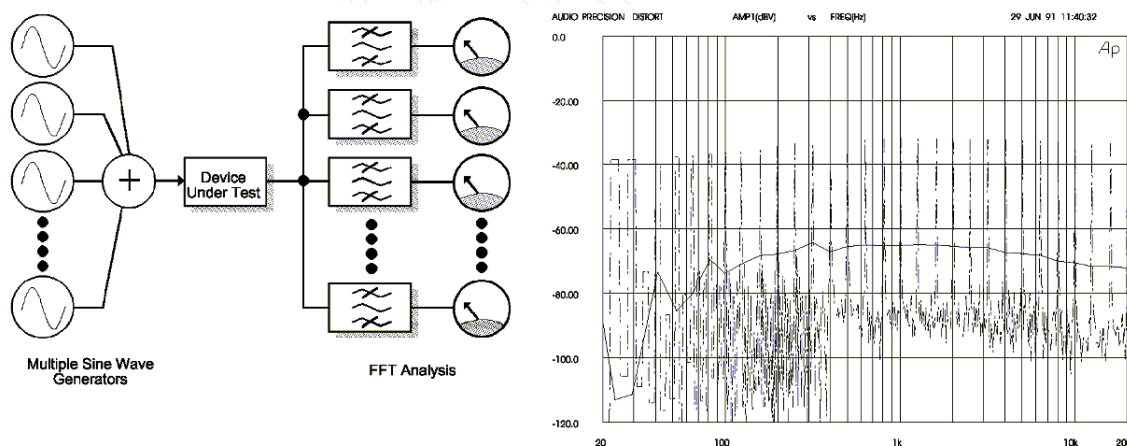


Рис. 1-7. По Каботу. Методика FASTtest и спектр.

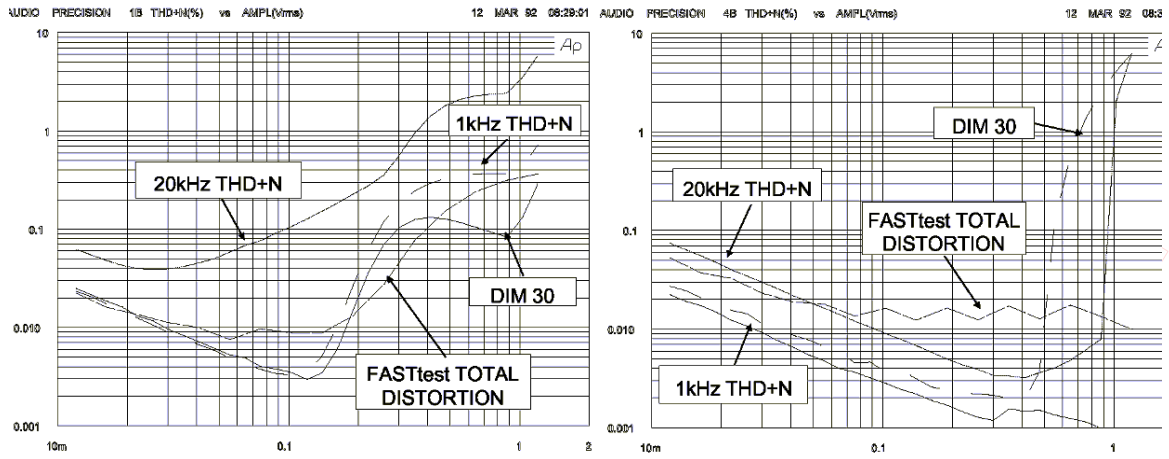


Рис. 1-8. По Каботу. Сравнение характеристик по результатам FASTtest-a и других методов.

поведения, причем нельзя выделить какой-либо предпочтительный метод. Ричард Кабот обсуждал способность системы взвешивать амплитуды тестовых сигналов для более точного соответствия спектральному составу музыкального сигнала. Он не указал каких-либо средств для взвешивания гармонических компонент различных порядков, по-видимому из-за того, что система не пыталась вычислить продукты гармоник каждого тона, а суммировала огибающие гармонических составляющих всех тонов. Как будет показано в последующих разделах этой работы, по этой причине методология FASTtest не даст результатов, имеющих лучшую корреляцию с субъективным качеством звучания, чем ранее существовавшие методы.

3. Примеры стандартных измерений

Эта диссертация венчает многолетнюю работу по измерениям различных усилителей, выполненных по разным схемам. Я представлю полный и детальный анализ двух из них. Первый - Hafler DH500, хорошо себя зарекомендовавший коммерческий двухтактный мощный усилитель с использованием параллельного включения выходных МОП-транзисторов, адекватно представляющий современное состояние дел. Он имеет к.н.и. 0.02% в полосе частот 20 Гц-20 кГц при мощности 255 Вт на канал. Схема – типичная современная разработка без излишеств, на основе философии, что простой путь сигнала дает лучшие результаты. ООС – однополюсная, пассивно-компенсированная компонентами вблизи середины

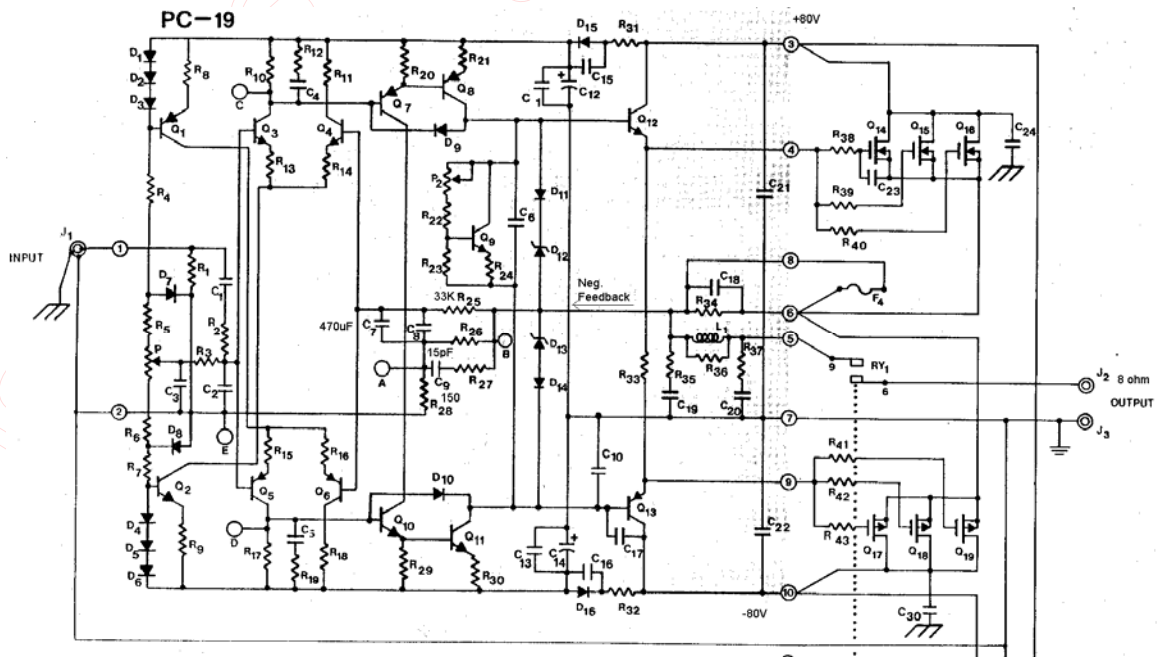


Рис. 1-9 Схема УМЗЧ Hafler DH500, показан один канал.

рисунка 1-9 на очень низкой частоте $\sim 0.01\text{Hz}$ $f_c = \frac{1}{2\pi * (470\mu\text{F} \parallel 0.1\mu\text{F}) * (33\text{K}\Omega)}$. Дифференциаль-

ный каскад – сумматор с сигналом ООС, за ним следует усилитель напряжения по схеме Дарлингтона. Выходные транзисторы работают со смещением $\sim 1\text{ В}$, получаемым путем подачи смещения на транзисторы драйвера выходного каскада до достижения их частичной проводимости, чтобы помочь предотвратить перекрестные (коммутационные) искажения из-за низкой крутизны МОП-транзисторов вблизи отсечки. Комплементарность n- и p-канальных МОП-транзисторов⁹ неполная, поэтому требуется ООС для уменьшения сильной 3-й гармоники, которая бы присутствовала в противном случае. Температурный дрейф крутизны на технических характеристиках не показан. Были протестированы две точки, комнатная температура и 100°C . Результаты демонстрируют разумное отслеживание, обнадеживая тем, что сдвиги рабочей точки каскада из-за быстрых термических эффектов, будучи явлениями существенно негармоническими, не сильно нагружают петлю обратной связи. Основные результаты измерений для DH500 показаны ниже.

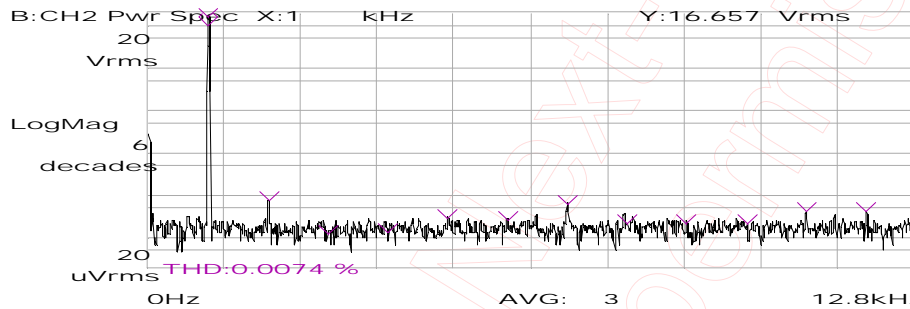


Рис. 1-10. Компоненты искажений и к.н.и. усилителя DH500 на частоте 1 кГц, при мощности 32 Вт.

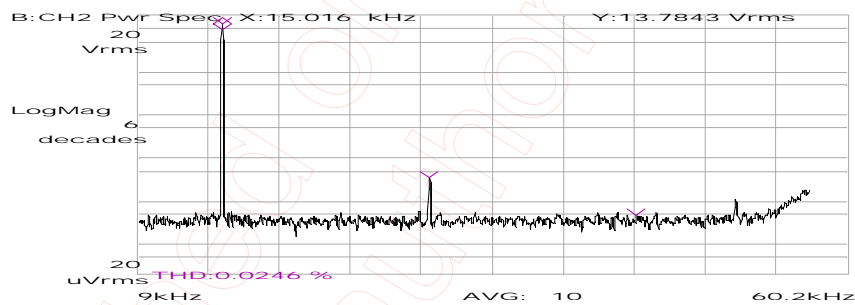


Рис. 1-11 Компоненты искажений и к.н.и. усилителя DH500 на частоте 15 кГц, при мощности 23 Вт.

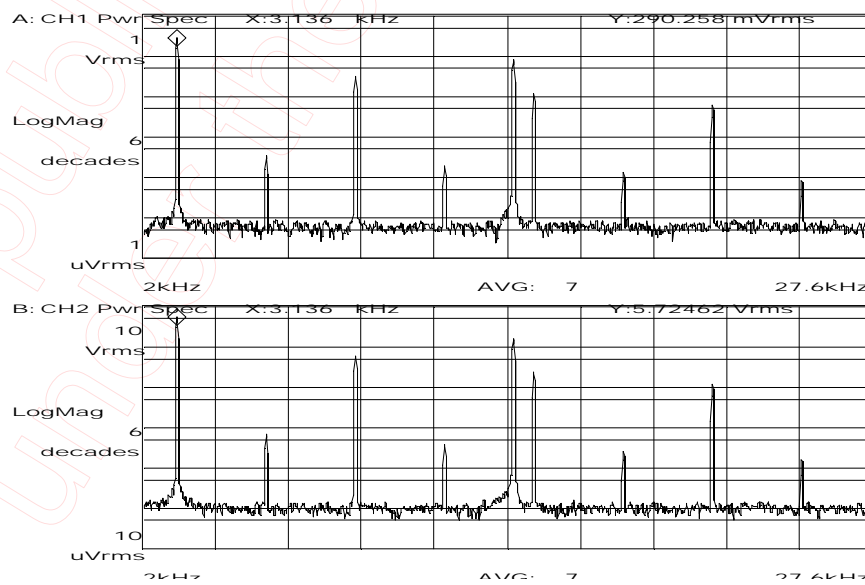


Рис 1-12. Интермодуляционные искажения DH500, 4 кГц:15 кГц, при 4 Вт.

⁹ Основные технические характеристики приборов даны в Приложении.

АЧХ имела завал на частоте 20 кГц менее 1 дБ и не показана. К.н.и. на частоте 1 кГц был менее 0.01% при выходных мощностях до 200 Вт. На рис. 1-10 показаны данные для 32 Вт, 1 кГц. На 15 кГц при 23 Вт коэффициент второй гармоники 0.026%, как показано на рис. 1-11. Измерения интермодуляционных искажений для сигналов 200 Гц:7 кГц в отношении 1:1 не выявили статических компонент. То же оказалось и для частот 4 кГц:15 кГц, как показано на рис. 1-12.

Верхний график показывает FFT-спектр входного сигнала, отражая уровень собственных интермодуляционных искажений генератора и микшера. Нижняя кривая – спектр выходного сигнала DH500 при выходной мощности 4 Вт. Никаких дополнительных продуктов интермодуляционных искажений не видно. В тесте DIM 3.18 кГц:15 кГц усилитель DH500 также не добавил различных динамических интермодуляционных искажений, как это видно из рис. 1-13. Здесь также верхняя кривая соответствует входному тестовому сигналу, нижняя – сигналу на выходе усилителя, на синусоидальном сигнале 3.18 кГц при мощности 10 Вт r.m.s. Сравнение рис. 1-12 и 1-13 показывает, что никаких интермодуляционных искажений не возникает на выходе усилителя, если меандр с

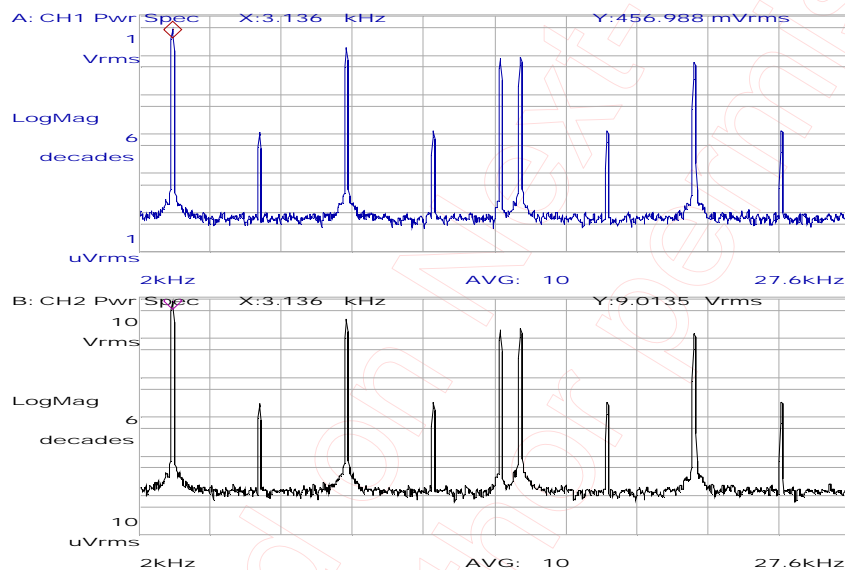


Рис. 1-13 DH500. Динамические интермодуляционные искажения по Отале, 3.18 кГц:15 кГц, 10 Вт.

частотой 15 кГц модулируется синусоидальным сигналом 3.18 кГц в соответствии с процедурой М.Оталы. Этот усилитель ведет себя безукоризненно во всех стандартных тестах.

Второй детально исследованный усилитель – разработанный мной одноканальный ламповый с мощностью 1.5 Вт на канал, на прямокальном триоде типа 45, разработанном в 1926 году. Лампа 45 имеет наиболее линейные передаточные характеристики без обратной связи¹⁰ в наиболее широкой области режимов среди всех протестированных мной приборов, твердотельных или иных. Лампа 45 была разработана для усиления мощности звуковых частот, имеет максимальное анодное напряжение 275 В, ток 36 мА, и усиление 3.5 Сименса. (так в оригинале – прим перев.) Усилитель был сделан для работы лампы на оптимальную нагрузку в 5800Ω путем использования высококачественного выходного трансформатора. Здесь требуется краткое обсуждение теоретических выгод одноканального выходного каскада. Принятие использования антикварного триода из-за его линейности без обратной связи заставляет нас использовать трансформатор для согласования импедансов, что является общепринятым. Трансформатор почти совершенно линеен, за исключением областей вблизи нулевого потока и вблизи насыщения. В обоих этих случаях наклон кривой В(Н) меньше, чем в линейной области. Если сигнал попадает в область вблизи нулевого потока – возникают гармоники нечетных порядков. В разделе 2, параграф 1 обсуждается, что эти искажения слышны, а в параграфе 5 раздела 2 объясняется, почему использование ООС не является решением проблемы, связанной с этой нелинейностью. Одноканальная схема по своей природе дает на выходе постоянный ток, с величиной, равной половине пикового тока через выходной

¹⁰ В разделе 2 будет показано, что поведение усилительного элемента без обратной связи в сильной степени определяет субъективное качество звучания выходного каскада.

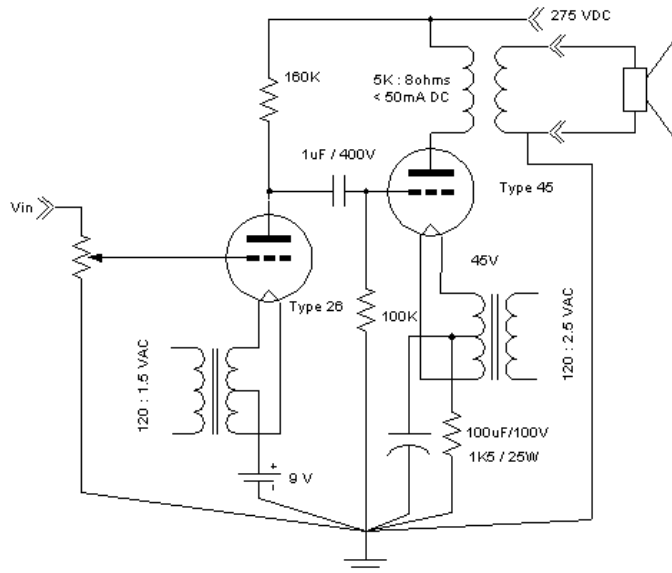


Рис. 1-14. Схема однотактного аудиоусилителя на триоде типа 45.

трансформатор. Это сдвигает рабочую точку в сторону от двух нелинейных зон. Схема показана на рис. 1-14. Для достижения такого же усиления по напряжению, как у ранее обсуждавшегося 6N500, необходим драйверный каскад. Для него был выбран прямонакальный триод типа 26, опять-таки из-за его линейности. Усиление драйвера составляло *35. Законченный усилитель имел приличную полосу пропускания по уровню +/-0.5 дБ: от 20 Гц до 15 кГц (рис. 1-15). Точка с уровнем -3 дБ на ВЧ лежит выше 30 кГц. К.н.и. на синусоидальном сигнале частотой 1 кГц составлял 1.36% при выходной мощности 0.4 Вт.

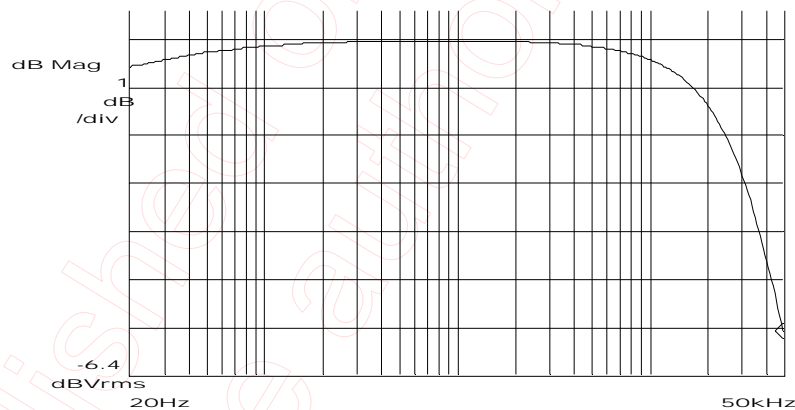


Рис. 1-15. АЧХ однотактного усилителя на лампе типа 45

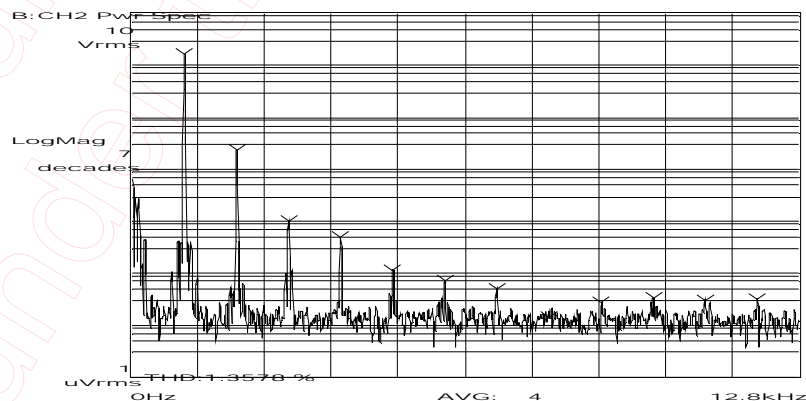


Рис. 1-16. Компоненты гармонических искажений однотактного усилителя на лампе 45 на частоте 1 кГц при выходной мощности 0.4 Вт

Это показано на рис. 1-16. Заметьте, как переменная составляющая тока накала с частотой 60 Гц создает тесно расположенные продукты интермодуляционных искажений вокруг сигналов гармоник. Коэффициент интермодуляционных искажений на сигналах 200 Гц-7 кГц составил 0.08%, как показано на рис. 1-17. Интермодуляционные искажения для сигналов 14 кГц:15 кГц показаны на рис. 1-18. Сигнал интермодуляционных искажений на частоте 13 кГц составлял 264 мкВ, по сравнению с уровнями сигналов 14 и 15 кГц, равными 637 мВ. Это менее чем 0.0001%. (Ошибка. Отношение амплитуд сигналов 0.0004, или 0.04% - прим. перев.) D.I.M -тест

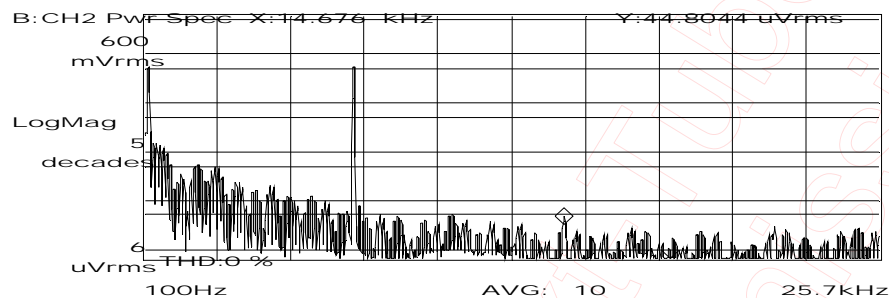


Рис. 1-17. Интермодуляционные искажения однокатного усилителя на лампе 45 при подаче сигналов 200 Гц-7 кГц.

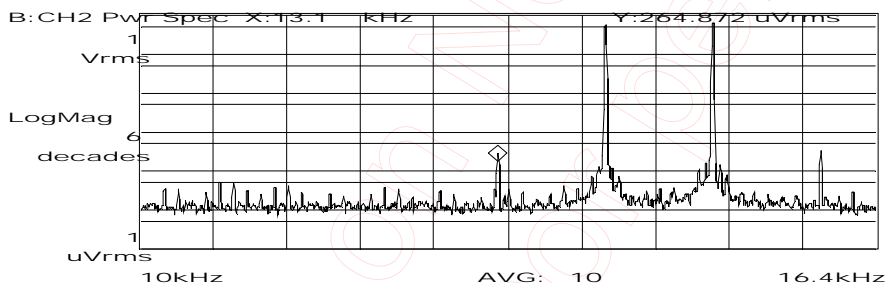


Рис. 1-18. Интермодуляционные искажения однокатного усилителя на лампе 45 при подаче сигналов 14кГц:15кГц.

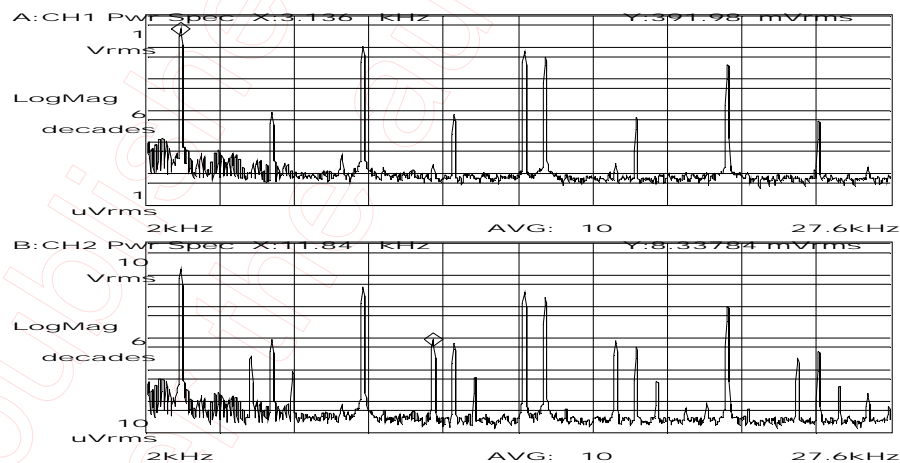


Рис. 1-19. D.I.M. однокатного усилителя на лампе 45

при увеличении выходной мощности обнаруживает наличие значительных статических интермодуляционных продуктов, как показано на рис. 1-19.

Примечательно, что когда треугольный сигнал с частотой 3.14 кГц был заменен меандром, не было обнаружено никаких дополнительных интермодуляционных продуктов. Эта точная схожесть между статическими и динамическими интермодуляционными измерениями обусловлена отсутствием какой-либо отрицательной обратной связи в этом усилителе. Здесь нет другого механизма создания интермодуляционных искажений, кроме как при первом проходе через нелинейные усилительные элементы.

4. Заключение. Поиск новой методологии.

Предыдущие стандартные измерения ясно показывают совершенство мощной твердотельной схемы и ужасные «характеристики» схемы без обратной связи. Однако, при тестовых прослушиваниях¹¹, ламповый однотактный усилитель был единогласно оценен как звучащий ближе к истине. Он казался более динамичным. У него было меньше «зернистости»¹², особенно в области средних частот. Он казался имеющим лучшее разрешение и дающим лучшую панораму звукового поля (“imaging”)¹³.

«Попытка использовать технические характеристики, чтобы охарактеризовать нюансы звукопередачи, оказалась безуспешной. Усилители со схожими характеристиками неодинаковы, и изделия с большей мощностью, более широкой полосой пропускания, меньшими искажениями не обязательно звучат лучше. Длительное время в техническом сообществе господствовала вера, что в конце концов какой-либо объективный анализ согласовал бы субъективный опыт критически настроенных слушателей с данными лабораторных измерений. Желательна максимальная внутренняя линейность. Это - работа усилительных каскадов до того, как будет приложен сигнал обратной связи. Опыт подсказывает, что обратная связь – процесс вычитания, он убирает из сигнала искажения, но, вероятно, еще и часть информации. Во многих старых разработках плохая внутренняя линейность корректировалась глубокой обратной связью, что имело результатом потерю теплоты, объема и детальности».¹⁴
[25]

В последнее десятилетие выявилась новая тенденция: разработки высшей стоимостной категории в линейках изделий имели меньшую глубину обратной связи, возможно, из-за применения более линейных усилительных каскадов. Во всех недавних случаях, эти высококачественные изделия имели существенно худшие характеристики во всех общепринятых тестах. Примеры - Conrad-Johnson ART за \$ 15000 со схемой, где целью было выбрано доведение глубины ООС до нуля, путем уменьшения глубины ООС с 12 дБ в предыдущем поколении до 3 дБ. Эта минималистская однокаскадная схема имеет худшие характеристики, чем их изделия начального уровня. Cary Audio 805c имеет переключатель глубины ООС: – 6 дБ, 3 дБ, 1.5 дБ, и 0, причем нулевая установка снижала широкую похвалу как «устраняющая всепроникающую серость в экспрессии»^[26]. Референсная линейка Audio Research – другой пример изделий, использующих меньшее число усилительных каскадов с возрастающей ценой. Даже находящиеся под маркетинговым диктатом киты Mark Levinson, Cello и Krell движутся в сторону более линейных усилительных блоков, позволяющих применять менее глубокую обратную связь. Все эти движения находятся в жесткой оппозиции к современным, стандартным, общепринятым измерениям, порождающим «технические характеристики». Эта тенденция доказывает, что требуется ревизия существующей методологии измерений, если целью измерения характеристик звукового оборудования является корреляция с субъективным качеством звука.

¹¹ Хотя были проведены строгие научные эксперименты по сравнению усилителей, я не представляю здесь детальный анализ. Подытоживая, усилитель на лампе 45 был выбран предпочтительным в 100% случаев всеми различными слушателями (5) в «одиночно-слепом» тесте, означающем, что слушатель нажимал дистанционный переключатель, и усилители при этом либо менялись, либо нет. Содержимое цифрового табло увеличивалось при каждом нажатии, и слушатель отмечал, сменился ли по его мнению усилитель, и если сменился, то была ли смена к более предпочтительному. Я участвовал во всех сессиях и контролировал соответствие уровней сигнала, отсутствие перегрузки, а также соответствие музыкального материала плоскому участку АЧХ усилителя на лампе 45 с акустической системой. Источником была фонограмма фортепьянной музыки, записанной через микрофон.

¹² Аудиофильская пресса имела различные выражения для описания окраски звука. «Зернистость» – общепринятое выражение, относящееся к интерпретации негармонического шума малой амплитуды, добавленного к сигналу.

¹³ “Imaging” (звуковая сцена) относится к ясности воспринимаемого стереофонического звукового поля. Обычно чем лучше “imaging”, тем проще слушатель может «разрешить» в пространстве положения отдельных инструментов.

¹⁴ Цитата из Нельсона Пасса, президента Pass Laboratories, взятая с веб-сайта Passlabs.com. Г-н. Пасс – один из наиболее плодотворных изобретателей в аудио. Он разработал все Пороговые и Фазово-линейные линейки. Pass Laboratories специализируется на однотактных аудио усилителях и предусилителях с использованием мощных МОП полевых транзисторов.

РАЗДЕЛ II. Новая философия аудиотестов

Предлагаются следующие принципы, из которых вытекает новая тестовая методология, дающая результаты, лучше коррелирующие с субъективным качеством звука. Они рассмотрены в следующих отдельных подразделах.

- 1) Собственные ушные гармоники маскируют внешние гармонические искажения, имеющие такой же характер. Ушные гармонические искажения детально исследованы и спадают со скоростью примерно 10^n . Я предлагаю концепцию, что внешние гармоники, строго привязанные к амплитудной огибающей ушных гармоник, не фиксируются как искажения системой ухо-мозг и поэтому неотличимы от чистых тонов. Разработано аналитическое выражение для соответствия этой огибающей ушных гармоник.
- 2) Увеличение интенсивности ушных (ауральных) гармоник с ростом уровня звукового давления происходит нелинейно и с различными скоростями для разных гармоник. Поэтому должна рассматриваться абсолютная система уровней звукового давления.
- 3) Интермодуляционные искажения маскируются тем же механизмом. Существуют топологии усилителей, свободные от динамической интермодуляции, в которых остаточная интермодуляция линейно соотносится с гармоническими искажениями.
- 4) Характер огибающей шума в звуковой динамике важен для мозговой системы распознавания. Шумовые загрязнения из-за низкоамплитудных продуктов интермодуляции высоких порядков должны быть исключены.
- 5) Никакие существующие стандартные статические или динамические тесты, а также другие инструментальные методы измерения не связывают качество звучания с глубиной ООС. Существует обширная статистика корреляции между измерениями гармоник и качеством звука в устройствах без обратной связи (датчики и электроника без обратных связей). Я предлагаю, что усилительные каскады в аудио должны анализироваться на взвешенный к.н.и.¹ THD и коэффициент интермодуляционных искажений с полностью отключенными цепями обратной связи.

1. Гармоническое созвучие.

Улитка – часть внутреннего уха, предназначенная для слушания. Это спиральный туннель уменьшающегося сечения длиной 35 мм, заполненный жидкостью, расположенный в кости, с 12000 наружных волосяных ячеек, расположенных на расстоянии по 10 микрон группами по 4, каждая из которых настроена на отдельную частоту. Инструментальные² группы нейронов внешних волосяных ячеек подтвердили генерацию гармоник внутри улитки^[27], документированное в ранних психоакустических тестах. Рисунок 1924 года^[28] (рис. 2-1), показанный ниже, есть результат исследований распознавания речи.

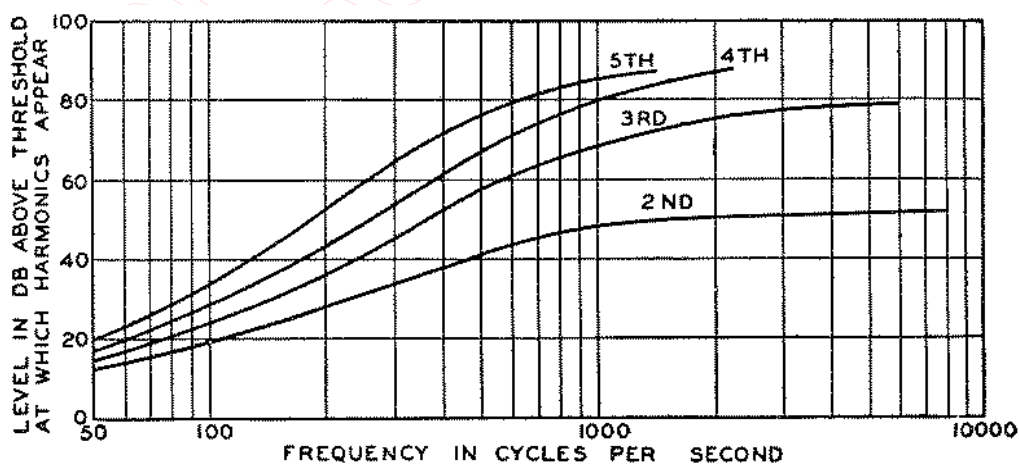


Рис. 2.1. По Флетчеру. Самогенерируемые гармоники уха, в координатах частота - уровень.

¹ Как отмечено в предыдущем разделе, гармоники более высоких порядков в возрастающей степени регистрируются системой ухо-мозг как искажения.

² Исследования были проведены на кошках^[43]

Показаны относительные интенсивности собственных гармоник уха в зависимости от основной частоты. Данные были выведены на основе известного явления слуховых биений двух тонов, достигающих уха. Использовался внешний тон с частотой вблизи гармоник основного тестового тона, его уровень увеличивался до момента появления слышимых биений. Это повторялось для четырех первых гармоник в интервале показанных основных частот. В "Acoustics"^[28], Олсон из исследовательской лаборатории RCA/Victor продолжил тестирование первых 8 гармоник в широком интервале уровней звукового давления, что показано здесь на рис. 2-2

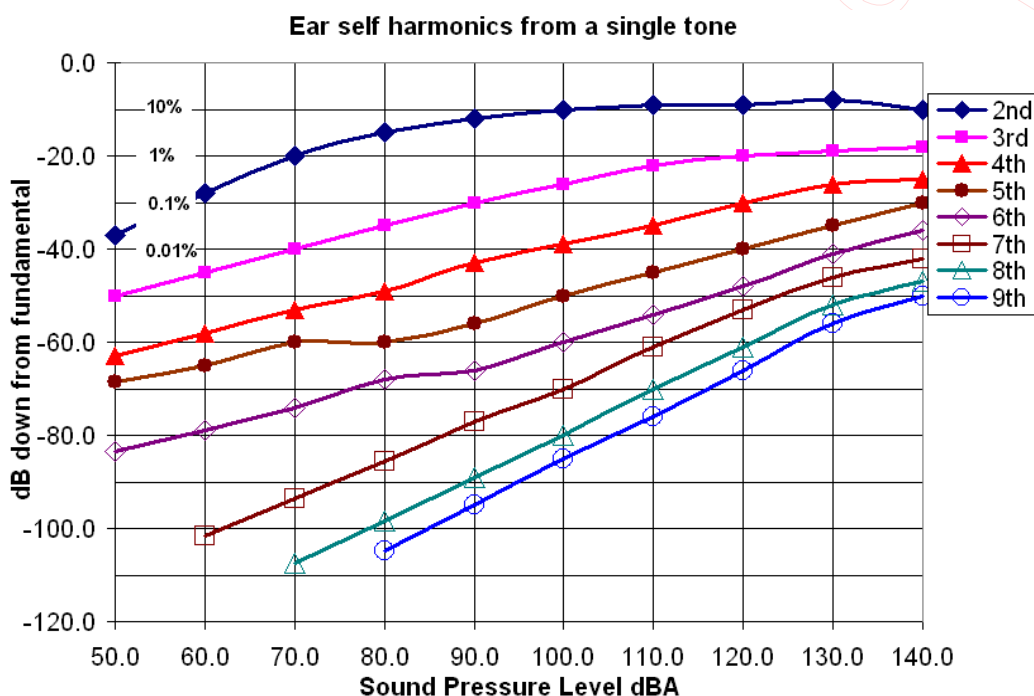


Рис. 2-2. По Олсону. Собственные ушные гармоники, уровень в зависимости от уровня звукового давления.

Это перерисовано для ясности на рис. 2-3. Заметьте, что ухо создает значительный уровень 2-й гармоники, примерно 10% от основной частоты, для уровней звукового давления 90 дБА и выше. Также наклон кривых изменяется в зависимости от порядка гармоник, меняясь примерно от 1:10 для 3-й гармоники до 1:1 для девятой гармоники. Различная перспектива показана на рис. 2-4, ниже.

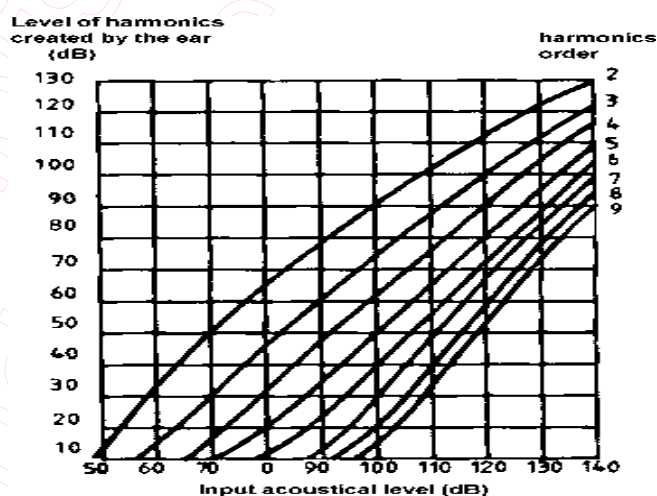


Рис. 2-3. Собственные ушные гармоники, уровень в зависимости от уровня звукового давления.

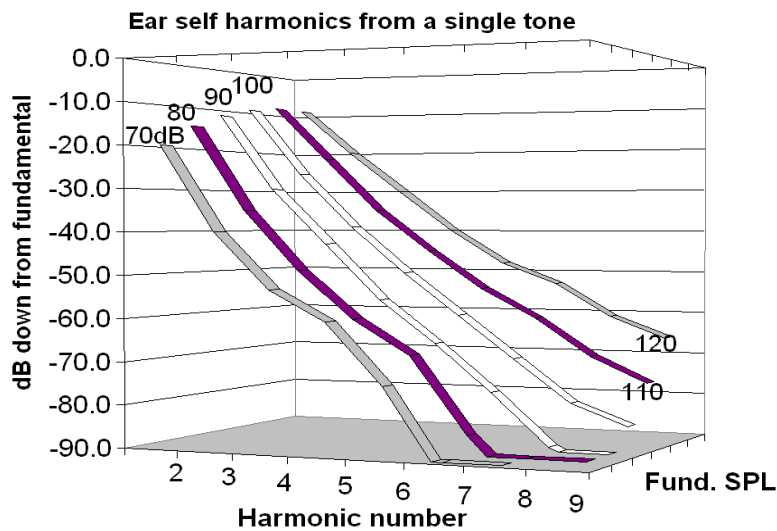


Рис.2-4. Часть рис. 2-3 с уменьшенным диапазоном звуковых давлений для ясности.

Показан уменьшенный интервал уровней звукового давления. Даже для среднего уровня звукового давления 80 дБА, 2-я гармоника эквивалентна 65 дБА или уровню нормального голоса, а уровень третьей 45 дБ. Это все еще примерно на ~40 дБ выше среднечастотного порога слышимости, но гармоники не слышны! Слышен только чистый одиночный тон. Ухо/мозг оказываются способными полностью подавить звук набора гармоник, если они соответствуют этой специфической фигуре. Эта фигура есть огибающая ауральных гармоник. Отсюда следует, что этот же механизм будет маскировать гармоники, возникающие в звуковоспроизводящей цепочке, если они соответствуют этой фигуре. Если гармоники не соответствуют этой фигуре, ухо/мозг регистрируют их как новые тона. Поэтому, для всех частот и уровней звукового давления кроме экстремальных, любая электроника, генерирующая эту гармонически-согласованную огибающую, будет прозрачной. Предыдущие работы показали, что люди отдают сильное предпочтение сигналу с 0.3% искусственно введенных четных гармоник по сравнению с сигналом, имеющим 0.03% гармоник нечетных порядков^[29]. Заметьте, что для доминирующих 2-й и 3-й гармоник это лучше подходит под ауральные гармоники.

Вышеупомянутые рассуждения не включают такое хорошо понятое явление, как маскирование, когда тон малой интенсивности в непосредственной близости от тона с более высоким уровнем остается неслышимым. Этот эффект маскирования рассматривался некоторыми³ как одно из оснований для более сильного взвешивания гармоник высших порядков во взвешенных измерениях к.н.и. Рис. 2-5^[33] показывает изменение высоты тона, необходимое для различимости второго тона. Заметьте, что гармоники находятся на расстоянии 100%-ного изменения высоты тона.

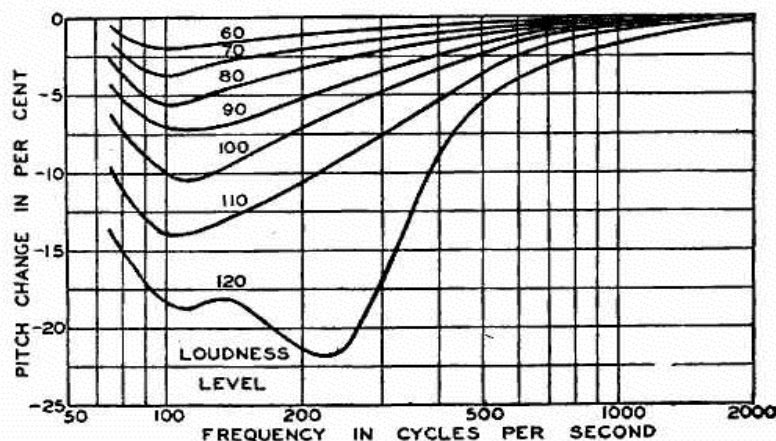


Рис. 2-5. По Масса. Изменение высоты тона, необходимое для того, чтобы различить второй тон.

³ Ссылки [30], [31], [32]

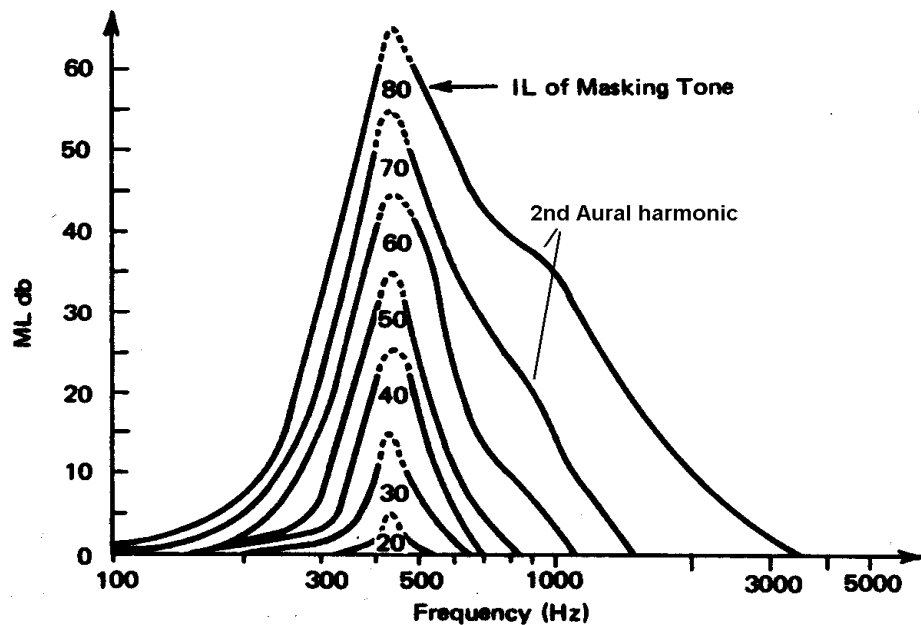


Рис. 2-6. По Масса. Исследование маскирования тона, показывающее ауральные гармоники.

Рис. 2-6 ^[34] на самом деле показывает, что ауральные гармоники имеют большее влияние, чем маскирование, отметьте отсутствие симметрии относительно основной частоты (415 Гц) и плечо второй гармоники. Ауральные гармоники играют более заметную роль, чем ушной механизм маскирования.

2. Зависимость огибающей ауральных гармоник от уровня звукового давления.

Динамический диапазон нейронного выходного сигнала отдельной волосистой ячейки составляет около 10^3 , в то время как диапазон слышимых уровней звукового давления около 10^5 . Последние исследования показали, что длина волосистой ячейки модулирована нейронным напряжением, и это, как предполагается, объясняет эффект компрессии ^[36]. Как было показано в предыдущем параграфе, интенсивность ауральных гармоник не спадает с одинаковой скоростью для разных гармоник или линейно с уменьшением уровня звукового давления. При возрастающем уровне звукового давления ухо создает фигуры с монотонно уменьшающейся крутизной. Мы не можем игнорировать эту функцию уха. Например, если ухо получает внешний звук, искаженный набором гармоник, согласованных с ауральными гармониками при 100 дБА, но действительный уровень звукового давления основной частоты, скажем, в 10 или 100 раз (10 или 20dB) меньше, он будет воспринят как имеющий искажения. Уравнение 2-1, ниже, я вывел самостоятельно из данных Олсона, как логическое следствие. Это математическое выражение, дающее процент уровня звукового давления основного тона как собственные ушные искажения на данной гармонике, в отношении к уровню общего звукового давления.

$$\%F_n = \frac{1.35 * 10^{\left(\frac{dBA}{22}\right)}}{n^{11}} \quad (2-1) \text{ Индивидуальные ауральные гармоники}$$

где: $\%F_n$ = Амплитуда ауральной гармоники в % от основного тона для n -й гармоникис.

dBA = Уровень звукового давления (децибелы), взвешенный по кривой "А", для основной частоты.

n = номер гармоники. $f = nF_f$ где f - частота,

F_f = частота основного тона

Показатель степени может казаться большим, но аппроксимация превосходная, как показано на рис. 2-7. Закрашенные значки – данные, взятые непосредственно из рисунка Олсона, воспроизведенного ранее на рис. 2-2. Пустые значки соответствуют расчеты по формуле 2-1.

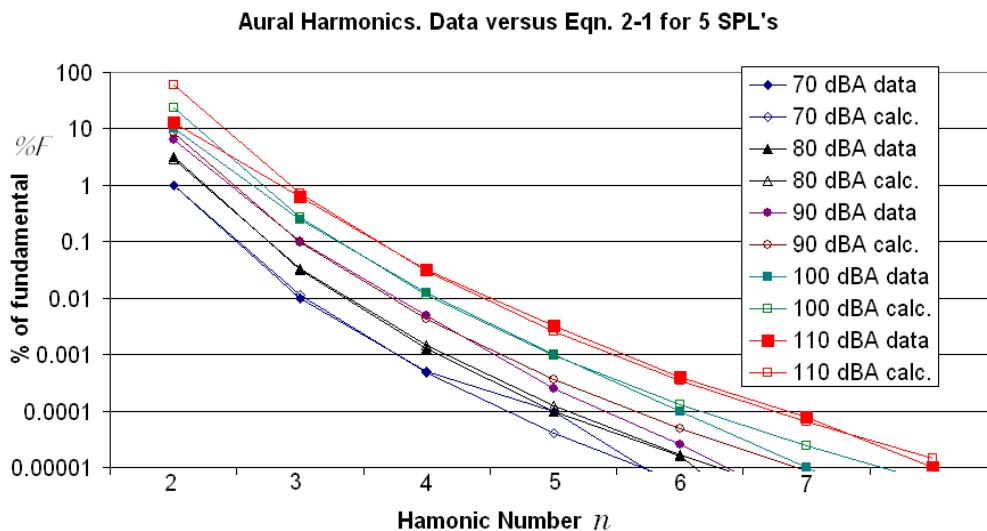


Рис. 2-7 Аппроксимация данных теста ауральных гармоник Олсона выражением 2-1.

Для наивысших уровней звукового давления компрессия 2-й ауральной гармоники не учтена. Для нормальных музыкальных пиковых уровней 90 дБА аппроксимация очень хорошая до 0.0001% от основной частоты, или около 30 дБА, что находится ниже уровня шумов для нормальных условий прослушивания. Идеальный усилитель не производил бы гармоник, которые не согласовались бы с этой огибающей ауральных гармоник. Относительное отклонение между уровнями гармоник усилителя и ауральными гармониками, на каждую гармонику, должно лучше описывать субъективное качество звучания усилителя. Обозревая много различных усилителей, я нашел, что их гармоническая сигнатура не следует огибающей ауральных гармоник. Всюду искажения содержат гармоники высокого порядка без низших гармоник соответствующего уровня. В противоположность истории и эволюции аудиоработок, гармоники высокого порядка, если они возникают, ДОЛЖНЫ сопровождаться семейством гармоник низшего порядка, подчиняющимся огибающей ауральных гармоник. В расчетах величины отклонения огибающей гармоник усилителя от огибающей ауральных гармоник я предлагаю, что отклонение каждой гармоники должно быть в относительной шкале (процент, приведенный к уровню n-й ауральной гармоники, рассчитанной по формуле 2-1), а не в абсолютных процентах от уровня основного тона. Это дает очень сильное взвешивание высших гармоник и таким образом удовлетворяет современному состоянию в соотношении сигнал/шум аппаратуры. Динамический анализатор сигналов H/P 3458 стоимостью \$29000, используемый в этой диссертации, соответствует современному уровню, с динамическим диапазоном 5 декад на экране. Это ограничение соответствует примерно 0.001% от основного тона⁴. Такое ограничение разумно, поскольку уровни звукового давления для гармоник усилителя с величиной коэффициента 0.001% весьма близки к порогу слышимости для средних уровней прослушивания. Ниже предлагается формула для расчета так называемого полного аурального несоответствия (Total Aural Disconsonance), или T.A.D, безразмерного показателя качества.

⁴ Динамический диапазон анализатора спектра может быть расширен использованием калиброванного режекторного фильтра либо ступенчатого ФВЧ для подавления основного тона. Эта техника здесь не использовалась главным образом для того, чтобы скоррелировать все отсчеты для всех испытанных усилителей на всех частотах без индивидуальной нормировки.

$$T.A.D = \sqrt{\sum_{n=2}^{20} \left(1 - \frac{H_n}{\frac{1.35 * 10^{\frac{dBA}{22}}}{n^{11}}} \right)^2} \quad (2-2).$$

Где: T.A.D. = Total Aural Disconsonance (полное ауральное несоответствие), среднеквадратичная сумма абсолютных отклонений n-ых гармоник усилителя от ауральных гармоник.

n = номер гармоники. Обычно не превышает 20.

H_n = измеренный уровень, в % от основного тона, для n -й гармоники усилителя

ПРИМЕЧАНИЕ: если знаменатель, $\frac{1.35 * 10^{\frac{dBA}{22}}}{n^{11}}$, меньше чем уровень шума усилителя,

тогда он должен быть заменен уровнем шума.

Показатель T.A.D. может рассматриваться единственно как результат обобщенного метода документирования качества аудиоусилителя. Многие предыдущие попытки лучше скоррелировать субъективное качество с результатами измерений, как обсуждалось ранее, имели результатом рекомендации либо взвешивать гармонические компоненты при расчетах к. н. и., либо устанавливая проценты искажений для индивидуальных гармоник. Метод T.A.D. – первый, использующий данные психоакустики для взвешивания отдельных гармоник. Далее следует несколько предлагаемых методов расчета T.A.D.

1. По исследованию.

Измерения проводятся спектроанализатором с достаточным динамическим диапазоном. Уровни отдельных гармоник в процентах от основного тона делятся на коэффициенты из рис. 2-2, или 2-3, или Таблицы А Приложения. Результатом являются парциальные процентные отклонения гармоник относительно уровня ушных гармоник. Среднеквадратичное их суммирование дает безразмерную величину T.A.D. Для примера проверим соответствие ауральным гармоникам гармонических искажений двух усилителей, показанных ниже. Первые – искажения однотактного усилителя на триоде типа 45 из раздела 1, вторые – биполярного двухтактного усилителя с обратной связью мощностью 10 Вт невысокого качества. Выходная мощность при измерениях была установлена 0,32 Вт и 0,72 Вт соответственно (распределение гармоник каждого усилителя оставалось сходным при подобранной выходной мощности). При использовании громкоговорителя средней или высокой чувствительности порядка 95 дБА/1Вт/1м в ближнем поле соответствующий уровень звукового давления основного тона составит соответственно 91 дБА и 94 дБА. С использованием уравнения 2-1 были вычислены уровни ауральных гармоник для этих уровней звукового давления. Результаты измерений усилителей показаны на рис. 2-8 и 2-9, подытожены на рис. 2-10, а вычисленное полное ауральное несоответствие (T.A.D) табулировано в Таблице. 2-1.

A: CH2 Pwr Spec X:1 kHz Y:1.68553 Vrms

Entry Label		Hz	Vrms
Fundamental	1	k	1.686
2nd	2	k	22.742 m
3rd	3	k	1.221 m
4th	4	k	84.476 u
5th	5	k	19.106 u
6th	6	k	59.731 u
7th	7	k	34.871 u
8th	8	k	52.586 u
9th	9	k	25.253 u
10th	10	k	30.643 u

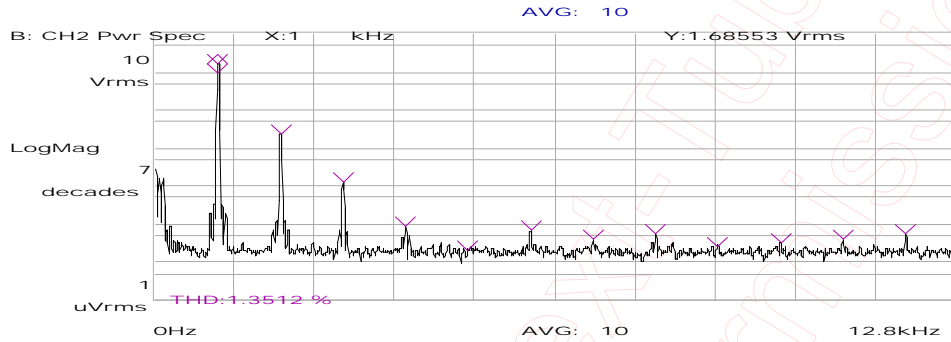


Рис. 2-8. Данные 1,5-ваттного однотактного усилителя без обратной связи на триоде 45 при 0,32 Вт RMS.

A: CH2 Pwr Spec X:1 kHz Y:2.48566 Vrms

Entry Label		Hz	Vrms
Fundamental	1	k	2.486
2nd	2	k	25.926 m
3rd	3	k	7.872 m
4th	4	k	1.972 m
5th	5	k	397.03 u
6th	6	k	1.467 m
7th	7	k	426.504 u
8th	8	k	819.455 u
9th	9	k	230.985 u
10th	10	k	629.134 u

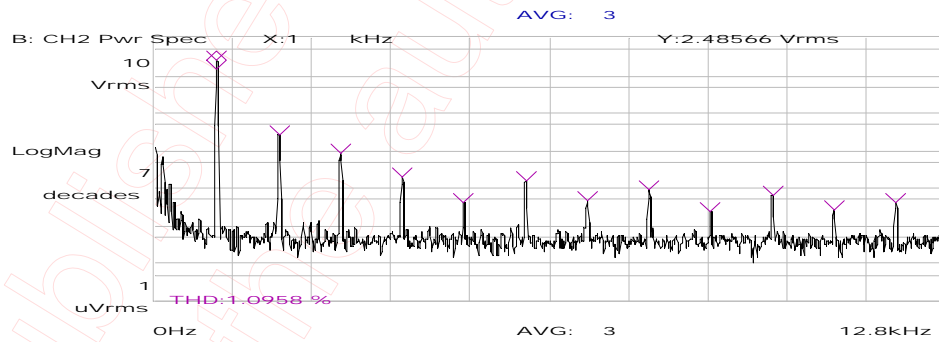


Рис. 2-9. Данные 10-ваттного усилителя на биполярных транзисторах с обратной связью при 0,72 Вт RMS.

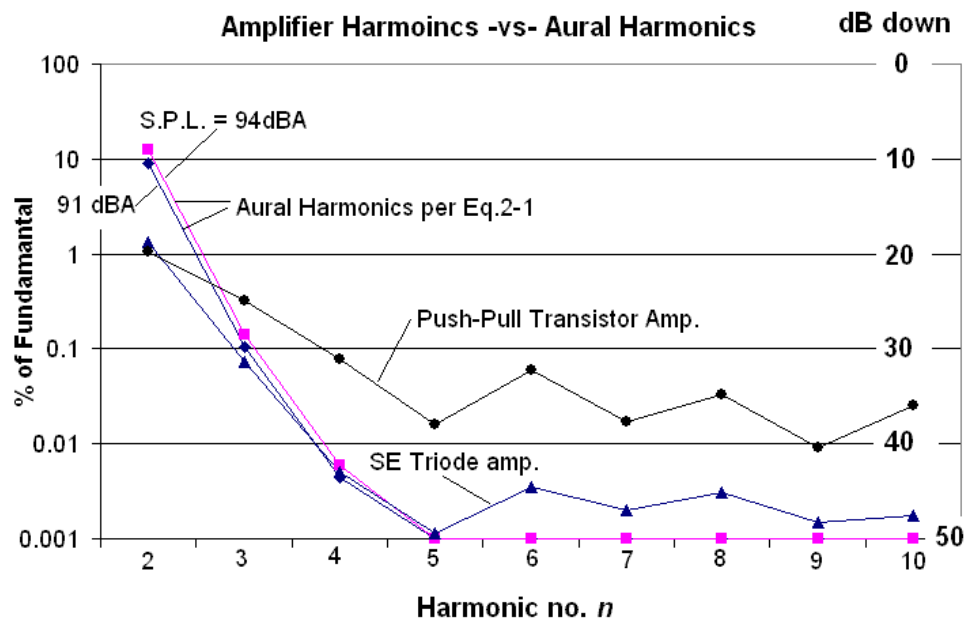


Рис. 2-10. Уровни гармоник двух усилителей по отношению к ауральным гармоникам

	Harmonic number										
	dBa	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
% aural	91	9.023	0.104	0.004	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	
harmonics	94	12.352	0.143	0.006	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	
amp Fig 2-8(Triode SE)		1.346	0.072	0.005	0.001	0.003	0.002	0.003	0.001	0.002	
amp Fig 2-9(BJT PP)		1.042	0.317	0.077	0.016	0.059	0.017	0.033	0.009	0.025	
amp Fig 2-8 %dev.		-85.079	-30.578	13.080	12.693	249.941	101.661	208.422	48.280	77.936	364.9051
amp Fig 2-9 %dev.		-91.565	121.690	1180.557	1496.943	5813.113	1613.596	3194.449	825.181	2430.169	7539.554

Таблица 2-1. Электронно-табличные вычисления T.A.D для двух усилителей.

Результирующие значения T.A.D составляют 365 для лампово-триодного усилителя и 7540 для транзисторного усилителя. Действительно, однотактный триодный усилитель звучал намного лучше транзисторного усилителя низкого качества, с наиболее важным преимуществом, состоящим в отсутствии какого-либо зернистого «электронного» звука. Воспроизведение триодного усилителя казалось исходящим из абсолютной тишины, с улучшенной динамикой, несмотря на более высокий статический уровень шумов и меньшую выходную мощность. Преимущества усилителя были хорошо слышны для всех источников музыки и программ, от DVD-аудио до компакт-кассеты. Особенно заметны были улучшения звуковой панорамы и локализации инструментов при использовании грамзаписей⁵. Отметим, что стандартные измерения к.н.и., выполненные цифровым спектроанализатором вплоть до 20-й гармоники, дали значение 1.35% для лампово-триодного усилителя и 1.09% для транзисторного усилителя. Показатель T.A.D. намного хуже у транзисторного усилителя, это результат высокого уровня гармоник высших порядков.

3. Автоматизированный расчет T.A.D.

Альтернативно, по выражению 2-1 рассчитываются уровни гармоник в автоматизированной системе теста T.A.D., созданной на основе ПК с использованием высококачественной звуковой карты и автоматизированного программного тестового пакета, такого как LabView. В идеале, микрофон может регистрировать сигнал с выхода громкоговорителей системы для прямого считывания уровня звукового давления фундаментального тона. Вся система воспроизведения музыки может быть охарактеризована на языке T.A.D. В этом случае включение искажений усилителя может быть «подстроено» для минимизации T.A.D. путем изменения эффективности

⁵ См. в Приложении список аудиокомпонентов, связанных с этой частью прослушивания.

или расстояния до громкоговорителя. Очень низкий уровень T.A.D мог бы гарантировать, что динамический диапазон системы воспроизведения реалистичен⁶.

4. Интермодуляционные искажения

Общепринятые работы показали фиксированную корреляцию между статическими интермодуляционными искажениями и гармоническими искажениями аудиоусилителей ^{[14][15]}, включая соответствующие полные математические расчеты ^[15]. С другой стороны, ухо генерирует интермодуляционные продукты из-за той же самой нелинейности, что обуславливает и появление ушных гармоник^[36]. Поэтому, тот же коэффициент качества T.A.D. дает количественную характеристику слышимых интермодуляционных искажений устройств звуковоспроизведения.

T.I.M. или D.I.M (Быстрые интермодуляционные искажения или динамические интермодуляционные искажения), как показано в многочисленной литературе М.Оталы ^{[20][21][22]} возникают исключительно в усилителях с обратной связью из-за фазовых ошибок, вносимых скоростью нарастания сигнала во входных или промежуточных каскадах. В моих интенсивных исследованиях усилителей мощности без обратной связи, построенных даже по многокаскадным схемам, я был не в состоянии измерить по описанной методологии увеличения интермодуляции из-за динамических воздействий. Действительно, 10-ваттный транзисторный усилитель показал присутствие D.I.M. Отметьте отсутствие средних линий интермодуляционных искажений в усилителе без обратной связи. Выход динамического анализатора сигнала представлен на рис. 2-11 и 2-12. Верхняя часть на рис. 2-11 показывает тестовые гармоники по работе М. Оталы “A Method for Measuring T.I.M.”, меандр частотой 3.14 кГц пропущенный через ФНЧ с частотой среза 30 кГц и просуммированный с синусоидой частотой 15 кГц, имеющей уровень $\frac{1}{4}$ от уровня меандра. Нижняя часть рис. 2-11 – выход усилителя на лампе 45, а рис. 2-12 – выход 10-ваттного транзисторного усилителя.. Важно то, что мультипликативное свойство обратной связи по созданию большого количества интермодуляционных продуктов. повышает уровень шума усилителя почти в 10 раз при приложении тестового сигнала! Без сигнала уровень шума транзисторного усилителя был ниже, чем у лампового усилителя. Эти малые субгармонические модуляции в соответствии с уровнем и характером сигнала могут быть в большой степени ответственны за «зернистое» звучание, связанное с некоторыми аудиоусилителями с ООС. Метод D.I.M. показывает амплитуды специфических пиков гармоник, но специально не измеряет уровень шума дальнейших гармонических и субгармонических продуктов интермодуляционных искажений.

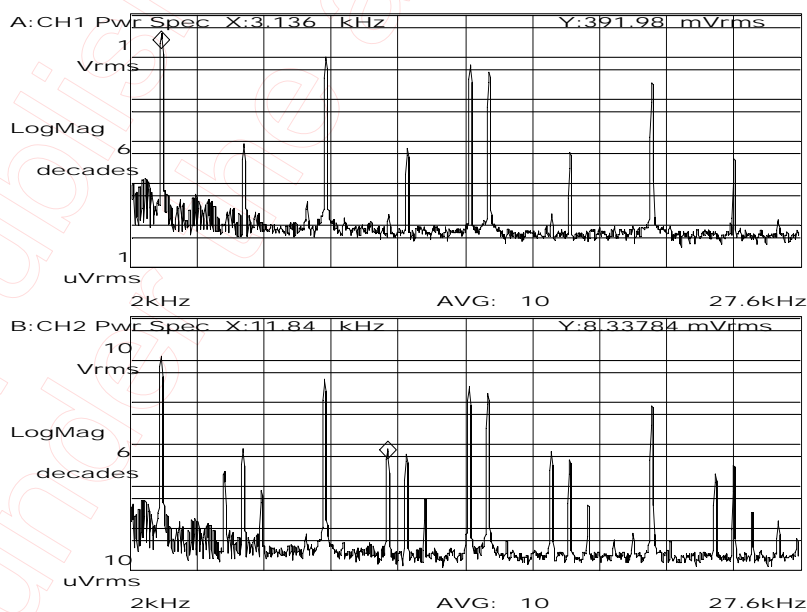


Рис. 2-11. Пример измерения D.I.M. усилителя без ООС.

⁶ Изменение наклона огибающей ауральных гармоник с интенсивностью хорошо соответствует триодным усилителям без общей ООС, обычно маломощным. Это «соответствие шкал» может объяснить неинтуитивный эффект улучшения динамики в этих типах усилителей по сравнению с другими типами усилителей, обладающими гораздо большей мощностью.

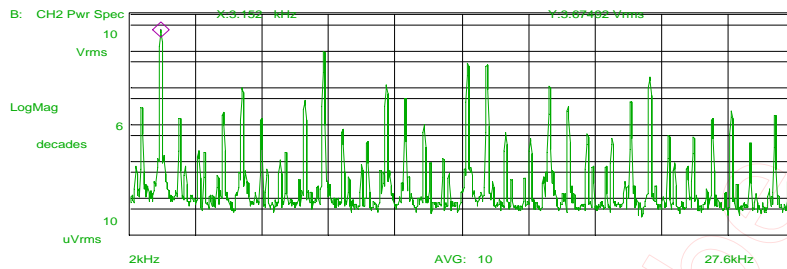


Рис. 2-12. Пример измерения D.I.M. усилителя с ООС.

5. Предварительные пачки шума

Вспышки шума, обнаруживаемые в течение первых нескольких десятых долей секунды в сложных ударных звуках рояля или клавиесина, являются ключевыми элементами в процессе распознавания, как было показано в [37 с. 153]. Мозг имеет очень сложный механизм уяснения многотональности, но при определенном пороге дополнительных случайных вибраций (шумов) механизм нейронной обработки просто отказывает. Я полагаю, что обратная связь сама создает уровни интермодуляционных искажений, которые модулируют и иным образом запутывают шумовые всплески музыкальных инструментов, ведя к субъективному ощущению, что звук «искусственный». Примером могло бы быть неспособность даже весьма тонкого оборудования количественно выявить разницу между скрипкой Страдивари и более скромными инструментами [37 с. 111]. Действительно, струнный исполнитель имеет возможность введения чрезвычайно тонких тембровых вариаций. Наш мозг обучился создавать соответствующие образы идентификационного считывания на основе потрясающе утонченной информационной обработки. Мы в состоянии распознать мгновенные, не поддающиеся измерению, тонкие структуры акустического сигнала. Если эти тонкие структуры невозможно измерить в живом акустическом поле путем прямого введения в анализирующий инструмент, то отсюда следует, что мы не в состоянии определить, является ли электроника прозрачной в этом отношении. Действительно, в настоящее время не существует методологии, специально анализирующей правильность воспроизведения вспышки шума, скрытой в изменении тона.

6. Заблуждение об обратной связи как об универсальном лекарстве.

Этот параграф обсуждает в деталях общее, но неправильное предположение о том, что ООС уменьшает нелинейные искажения в такой же мере, как и усиление. Это предположение верно, только если отсутствует подлежащая уменьшению нелинейность. Во избежание путаницы с другими работами по анализу обратной связи, я обозначаю следующие наиболее общепринятые символы, K_v есть передаточная функция усилительного блока без обратной связи, а β – передаточная функция цепи ОС, как показано на блок-схеме обратной связи (рис. 2-13). В большинстве современных текстов,

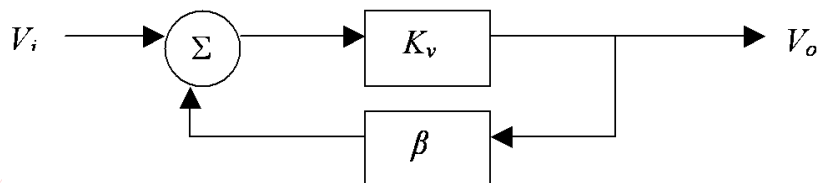


Fig. 2-13. Блок-схема ООС

эти передаточные функции обычно зависят только от частоты. Например, почти весь анализ операционных усилителей концентрируется на запасе устойчивости с использованием метода корневого годографа для предсказания стабильности. Здесь мы озабочены нелинейностью элементов прямого усиления K_v и предполагаем, что стабильность имеет место и рабочая точка находится внутри полосы пропускания. В действительности, что удивительно, даже фазовые

сдвиги не включены в анализ. Рис. 2-13 минимизирован до знакомой передаточной функции замкнутой петли ООС (уравнение 2-3).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K_v}{1 - \beta K_v} \quad 2-3. \text{ Обобщенная передаточная функция цепи с ООС}$$

Этот результат позволяет нам далее определить следующие важные понятия, используемые при анализе и описании систем с ООС.

$$\begin{aligned} \text{Усиление прямого контура} &= K_v \\ \text{Петлевое усиление} &= \beta K_v = A_l \\ \text{Глубина обратной связи в дБ} &= -20 \log |(1 - A_l)| \end{aligned}$$

Два результата приложения ООС, не относящиеся к линейности прямого контура, это расширение полосы пропускания и уменьшение выходного сопротивления. Их вывод прозрачен и включен в любой стандартный учебник по аналоговой схемотехнике [38]

$$Z_c = \frac{Z_o}{1 - A_l} \quad 2-4. \text{ Уменьшение выходного сопротивления}$$

где Z_c = выходное сопротивление с замкнутой цепью ООС, Z_o = выходное сопротивление с разомкнутой цепью ООС, A_l = петлевое усиление.

В случае с расширением полосы пропускания, обычно это применяется к усилительным каскадам, которые при разработке с самого начала «задавлены» для гарантии стабильности в широком диапазоне усиления в замкнутых петлях. В этих случаях, ООС необходима для достижения адекватной АЧХ. В эту категорию попадают ОУ, мощные ОУ, однокристальные усилители мощности⁷. Их выходные каскады, как правило, двухтактные в точном режиме В, так как они не используют комплементарные выходные приборы и поэтому исключают некоторые схемы смещения, характерные для класса АВ [38]. Без ООС эти устройства обычно нестабильны из-за их очень высокого усиления, и весьма далеки от высокой верности воспроизведения.

Ниже следует математическое доказательство, убедительно показывающее, что даже минимальное введение обратной связи превращает среднее количество гармоник низкого порядка и интермодуляционных искажений во множество продуктов искажений высокого порядка. Я рассматриваю два класса нелинейностей, во-первых, параболическую передаточную функцию, наиболее близкую полевым транзисторам и приемно-усилительным лампам звукового диапазона, и, во-вторых, экспоненциальную передаточную функцию, очень близкую к таковой для обычного биполярного транзистора.

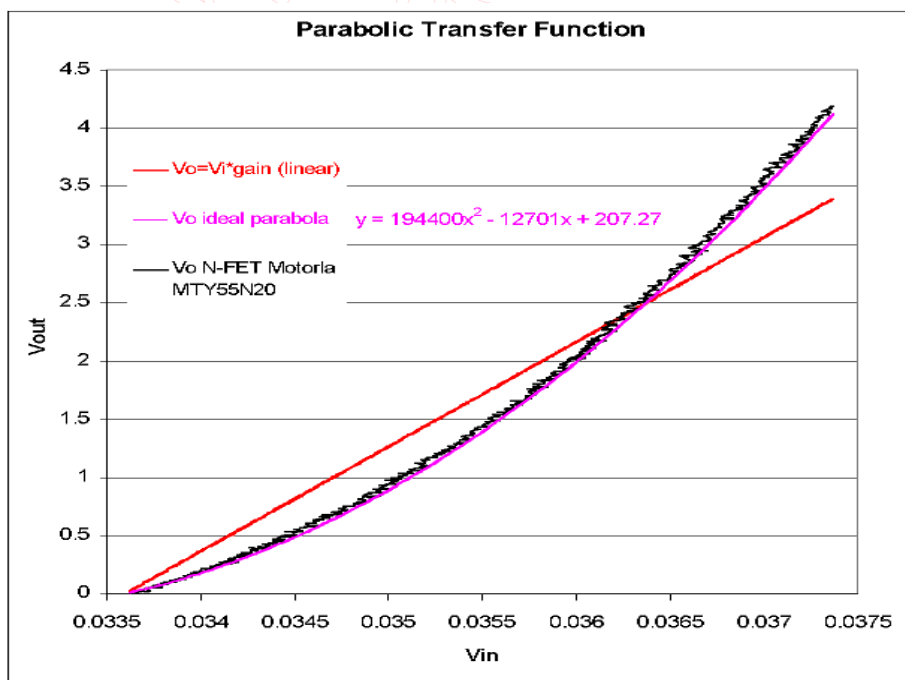


Рис. 2-14. Передаточная характеристика мощного полевого транзистора.

⁷ Например, LM3886 фирмы National Semiconductor. Это 60-ваттный монолитный усилитель, продающийся по цене менее \$3. АЧХ без ООС имеет спад, начиная уже с частот ниже 100 Гц [39]

Рассмотрим выходное усилительное устройство, которое отклоняется от линейности только из-за наличия квадратичного члена в передаточной функции, как показано ниже на рис. 2-14.

Заметьте, как хорошо этой передаточной характеристике подчиняется реальное устройство, мощный n-канальный полевой МОП-транзистор⁸. По оси X на рис.2-14 отложено напряжение исток-затвор полевого транзистора, V_{gs} . Эта область соответствует примерно 10% полной токовой нагрузки прибора, соответствующей примерно мощности на переменном токе около 2 Ватт. Также для удобства начало координат выходного тока смещено в ноль, хотя в указанном интервале течет значительный ток. При отсутствии обратной связи, передаточная функция может быть записана как:

$$v_{out} = Av_{in} + \alpha(Av_{in})^2 \quad 2-5 \quad \text{Квадратичная передаточная характеристика как на рис. 2-14}$$

Введение обратной связи в систему требует отделение входа от части после суммирующего узла, части, включающей отрицательную обратную связь.

$$v_s = \beta v_{out} + v_{in} \quad 2-6 \quad \text{Включена ООС}$$

Ясно, что если β возрастает, результирующая передаточная характеристика становится более линейной и в пределе усиление дается выражением:

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-1}{\beta} \quad 2-7. \quad \text{ООС бесконечной глубины}$$

Введение ООС в нелинейный усилительный элемент создает модуляцию на суммарных и разностных частотах. В случае чисто квадратичной функции, синусоидальный сигнал частоты f создает только искажения, связанные со второй гармоникой. Как только вводится ООС, добавляется третья гармоника, которая попадает в цепь ООС и создает суммарные продукты на частоте $f+3f$, или четвертую гармонику, а также $2f+3f$, пятую гармонику. Это предварительное обсуждение интуитивно, но это может быть также показано математически. Чтобы этого достичь, используют степенные ряды для определения передаточной характеристики с замкнутой цепью ООС, вида:

$$v_{out} = a_1 v_{in} + a_2 v_{in}^2 + a_3 v_{in}^3 + a_4 v_{in}^4 + \dots \quad 2-8. \quad \text{Степенной ряд}$$

Для получения соответствующего замкнутой петле ООС степенного ряда выражение для обратной связи 2-6 подставляется в квадратичную передаточную характеристику 2-5. Это дает квадратное уравнение относительно v_{in} и v_{out} . Для преобразования его в степенной ряд используется биномиальная теорема. Результирующие веса гармоник как функции от v_{out} показаны в Таблице 2-2.

Номер гармоники	Процент от основного тона
2	$\frac{50 \alpha V_{out}}{1 - A \beta}$
3	$\frac{50 A \beta \alpha^2 V_{out}^2}{(1 - A \beta)^2}$
4	$\frac{62.5 A^2 \beta^2 \alpha^3 V_{out}^3}{(1 - A \beta)^3}$
5	$\frac{87.5 A^3 \beta^3 \alpha^4 V_{out}^4}{(1 - A \beta)^4}$
6	$\frac{131.25 A^4 \beta^4 \alpha^5 V_{out}^5}{(1 - A \beta)^5}$

Таблица 2-2. Компоненты искажений в зависимости от глубины ООС для усилительного устройства с квадратичной передаточной функцией.

⁸ 55 A I_d, 200B U_{brdss}. Motorola MTY55N20
Copyright © 2001 Daniel H. Cheever

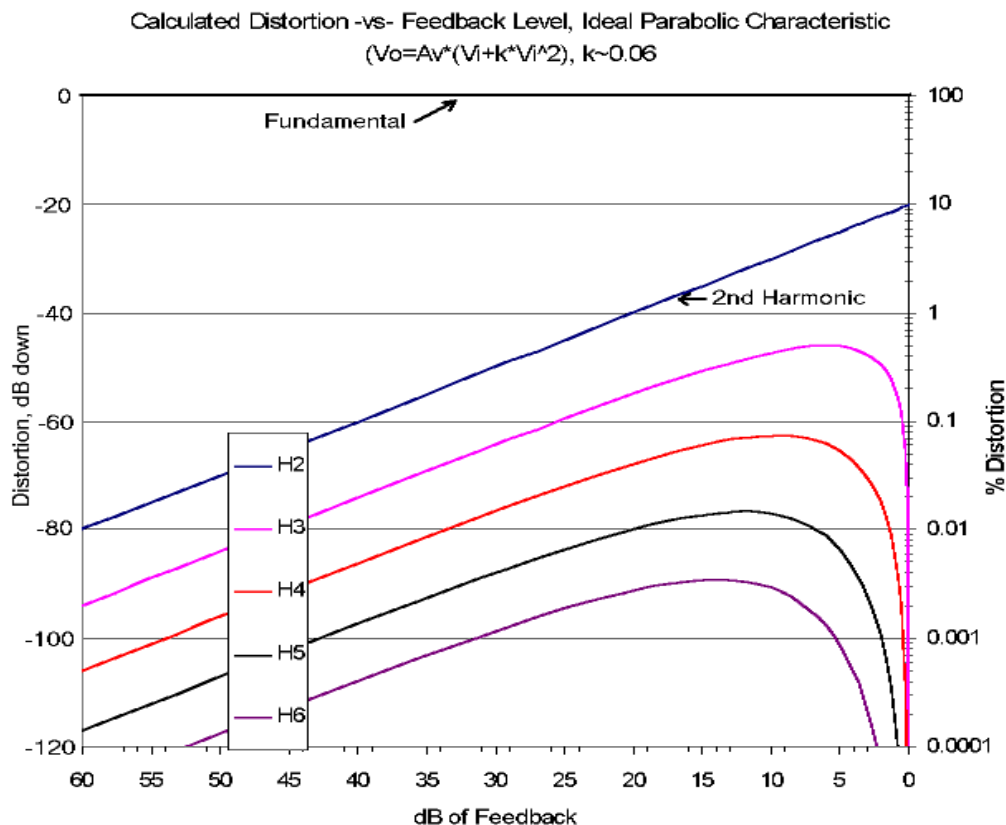


Рис. 2-15. Вычисленные искажения в зависимости от глубины ООС по выражениям из таблицы 2-2.

Заметьте сильную функциональную зависимость для выходного уровня V_{out} высших гармоник. Что более коварно скрыто, это резкий рост амплитуды высших гармоник даже при приложении ООС средней глубины. Рис. 2-13 раскрывает это поведение в широком интервале глубин ООС. Рис. 2-15 построен при фиксированном V_{out} соответствующем ~ 2 Вт мощности переменного тока и показывает проценты от основного тона для гармоник разных порядков в зависимости от коэффициента обратной связи, β . α на рис. 2-15 обозначена более общеупотребительным k . В разделе 3 включены результаты натуральных измерений приборов (полевых и биполярных транзисторов), дающие хорошее согласие с вычислениями в этом разделе, хотя небольшая неидеальность канала полевого транзистора сдвигает результаты в сторону некоторого увеличения третьей и более высоких гармоник при отсутствии ООС. Показаны уровни, как минимум в десять раз меньшие «максимумов» суммарно-разностной модуляции. На основе этих данных, нарисованных вместе с соответствующим показателем качества T.A.D. “Total Aural Dissonance”, можно сделать выводы о правильной глубине ООС.

Заметьте на рис. 2-15 резкое возрастание уровня искажений при приложении ООС глубиной всего 3 дБ! Что более важно, заметьте малое уменьшение благоприятной для слуха второй гармоники на фоне роста более рассогласованных высших гармоник. Для кривых на рис. 2-15 $\alpha = .06$, и результирующие искажения соответствующие второй гармонике без ООС равны 10%. Это выше, чем ауральные гармоники уха, и, таким образом, выше, чем субъективно приемлемое. Величина α выходного устройства должна быть уменьшена, эти попытки детализируются в разделе 3. Тем не менее, семейства гармоник, создаваемых при разных глубинах ООС, остаются подобными по отношению друг к другу при различных величинах квадратичной нелинейности усилительных приборов. С этой идеальной параболической передаточной характеристикой 2-го порядка возникает две фундаментальные проблемы.

1. Требуется очень глубокая ООС, чтобы уменьшить искажения, соответствующие 3-й и более высоким гармоникам, до уровней, соответствующих отсутствию ООС.
2. Высшие гармоники не будут уменьшены при практических значениях глубины ООС, поскольку «колени» и наклон функции возрастания порядка гармоник ясно смещаются в сторону больших глубин ООС. В некоторой точке, неважно для какого прибора или схемы,

глубина ООС не может дальше возрастать или возникнет нестабильность из-за неизбежных фазовых сдвигов, ограничения скорости нарастания и ограничения частотного диапазона.

Заявление, что эти искажения не слышны, является заблуждением, поскольку они модулируют в более и более нелинейной степени мгновенный уровень сигнала. Математика показывает, что ООС создает сложную модулированную сигналом высокочастотную «кашу» в сигнале. Можно утверждать, что эти расчеты ставят под вопрос всю практику применения ООС. В дополнение, это, кажется, может объяснить «возрождение» в новейших референсных разработках схем без ООС по отношению к схемам с малой глубиной ООС. Я особо подчеркиваю, что субъективные возможности аудиоусиления гораздо более сильно соответствуют линейности с разомкнутой ООС, чем изумительные результаты моносинусоидальных тестов устройств с замкнутой петлей ООС. Иначе почему же современные разработчики аудио движутся в сторону уменьшения глубины ООС, если прогресс в расширении полосы пропускания допускает применение большей глубины ООС?

Теперь мы рассмотрим передаточную функцию биполярного транзистора, наиболее популярного усилительного элемента как в малосигнальных, так и в мощных каскадах. Биполярный транзистор очень точно соответствует экспоненциальной передаточной функции вида:

$$I_c = I_o \exp \frac{qV_{be}}{kT}$$

2-9. Характеристика биполярного транзистора

Где I_c = ток коллектора, I_o = постоянная, относящаяся к h_{fe} , V_{be} = напряжение база-эмиттер, q = элементарный заряд 1.60×10^{-19} Кл, k = постоянная Больцмана 1.38×10^{-23} Дж/К T = абсолютная температура в К.

Анализ эффекта приложения ООС подобен вышеприведенному. Передаточная функция с замкнутой петлей ООС есть:

$$v_{out} = -R_l I_{dc} \left[\exp \frac{qv_{in}}{kT} * \exp \frac{q\beta v_{out}}{kT} - 1 \right]$$

2-10. Передаточная функция

биполярного транзистора с ООС

β = коэффициент обратной связи.

Чтобы вычислить гармоники в v_{out} когда $v_{in} = V_{in} \sin \omega t$, опять выражение должно быть представлено в виде степенного ряда.

$$v_{out} = a_1 v_{in} + a_2 v_{in}^2 + a_3 v_{in}^3 + a_4 v_{in}^4 + \dots \quad 2-8. \text{ Степенной ряд.}$$

Величины коэффициентов a_1 , a_2 , a_3 , и др. найдены с помощью теоремы Маклорена.

$$a_1 = \left. \frac{dv_{out}}{dv_{in}} \right|_{v_{in}=0}$$

$$a_2 = \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2 v_{out}}{dv_{in}^2} \right|_{v_{in}=0}$$

$$a_3 = \frac{1}{3!} \left. \frac{d^3 v_{out}}{dv_{in}^3} \right|_{v_{in}=0}$$

2-11 Коэффициенты степенного ряда

Последовательно дифференцируя передаточную функцию с ООС (2-10), находим коэффициенты гармоник, данные в таблице 2-3.

a_1	$\frac{A}{1 - A\beta}$
a_2	$\frac{1}{2!} \frac{q}{kT} \frac{A}{(1 - A\beta)^3}$
a_3	$\frac{1}{3!} \left(\frac{q}{kT} \right)^2 A \left[\frac{1}{1 - A\beta} - \frac{3 A\beta }{(1 - A\beta)^2} + \frac{3 A\beta ^2}{(1 - A\beta)^3} - \frac{ A\beta ^3 + 3 A\beta }{(1 - A\beta)^4} + \frac{3 A\beta ^2}{(1 - A\beta)^5} \right]$

Таблица 2-3. Компоненты искажений в зависимости от уровня ООС для экспоненциально-нелинейного усилительного устройства.

В этих коэффициентах, $A = -g_m R_i$, где g_m – крутизна характеристики транзистора при $v_i = v_{out} = 0$ и ток коллектора равен I_{dc} . Как и раньше, я представляю рисунок вычисленных гармоник как процент от основного тона в зависимости от коэффициента обратной связи β .

Анализ рис. 2.16 показывает, что в отличие от полевого транзистора и лампы с квадратичной передаточной функцией, биполярный транзистор создает высшие гармоники без приложения ООС. В свете сложности члена a_3 и в особенности знаков + и – при членах различных степеней, следует предположить, что более высокие порядки, чем третий, будут содержать семейство «горбов/вмятин» с максимумами, соответствующими различным значениям β . Непохожие скорости генерации гармоник, увеличенные приложением ООС, явно не соответствуют собственным ушным искажениям и поэтому не маскируются. При попытке максимизировать

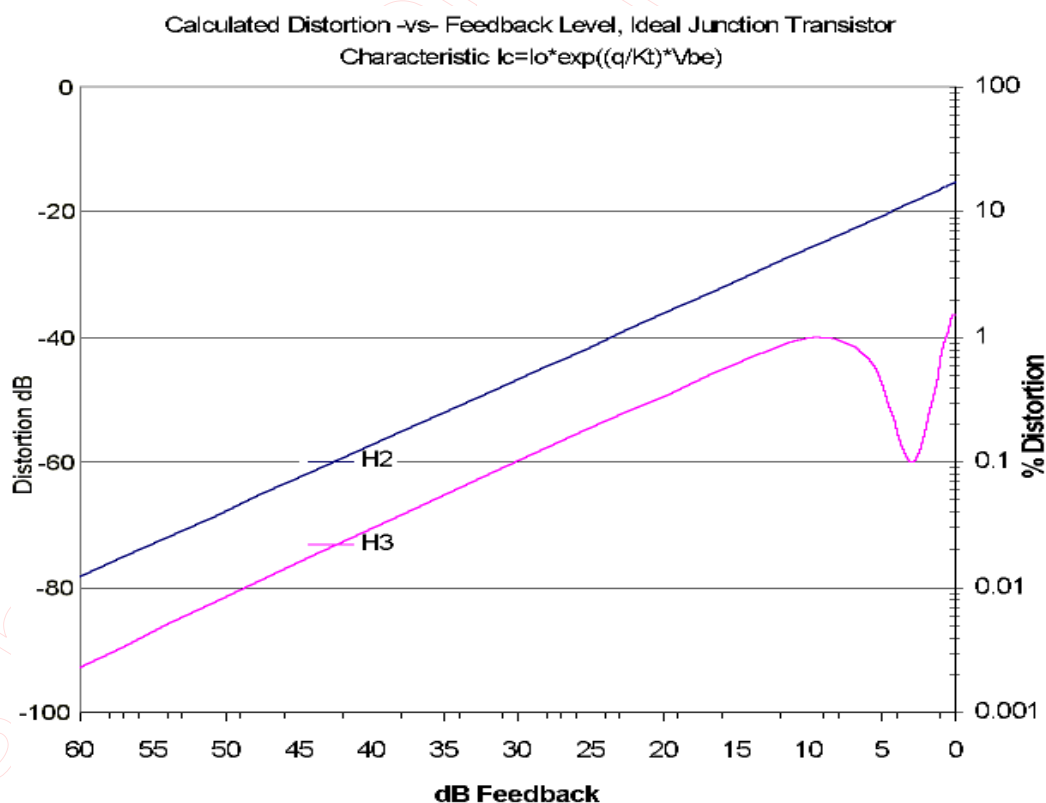


Рис. 2-16. Вычисленные согласно табл. 2-3 величины искажений в зависимости от глубины ООС.

показатель качества T.A.D. (Total Aural Disconsonance) для выходного каскада на биполярном транзисторе в рабочем интервале уровней сигнала опять кажется, что можно выбрать приближение без обратной связи. Это более детально проверено в разделе 3.

Другой внутренний эффект приложения ООС – уменьшение усиления каскада. Чтобы иметь достаточный для применений выходной сигнал с аудиоусилителя, имеющего глубину ООС 60 дБ, усиление драйверных каскадов должно быть $\times 1000$, чтобы «поднять» потерянное усиление.

В этих расчетах мы концентрируемся на приборах выходных каскадов, поскольку в случае мощных полевых транзисторов или ламп они имеют более высокую внутреннюю нелинейность, чем малосигнальные приборы похожего класса. Биполярные транзисторы, кажется, дают сходные экспоненциальные передаточные функции независимо от размеров кристаллов. Но эти приборы имеют очень высокую реальную нелинейность. В общей современной практике используются местные ООС. Чтобы получить сколько-нибудь приемлемое усиление от драйверного или предусилительного однотранзисторного каскада, может быть применена только ограниченная глубина ООС. Например, биполярный транзистор может иметь в однотактном включении усиление 500х. Чтобы получить усиление 50х, возможно применение ООС глубиной лишь в 20 дБ. Такой драйверный каскад теперь имеет те же самые проблемы перемножения гармоник и отхода от всякого подобия собственным ушным искажениям. В заключении раздела я опять утверждаю, что тестирование усилителей с ООС с целью корреляции с субъективной прозрачностью должно быть радикально изменено. Мы должны перейти от моносинусоидального коэффициента нелинейных искажений усилителя с замкнутой петлей ООС к показателям T.A.D. выходных и драйверных каскадов при отключенной ООС. Это возможно, и методика обсуждается в конце раздела 3.

Is published on Nexa.com
under the author perm

РАЗДЕЛ III. Протокол измерений показателя качества Полного Аурального Несоответствия (Total Aural Disconsonance)

1. Измерения устройств.

В предыдущем разделе я показал превосходную аппроксимацию передаточной функции полевого МОП-транзистора параболой. В этом разделе реальное устройство включается в однотактный (не двухтактный) выходной каскад с перестраиваемой глубиной ООС, как показано на рис. 3-1¹. Эта схема была действительно однокаскадной, поскольку никаких других активных элементов не подключалось. Эта простота реализована благодаря использованию согласующего UTC hi-fi трансформатора. Соединением «обратного» вывода вторичной обмотки с потенциометром регулировки обратной связи можно выставить глубину ООС, равную нулю (с неизменным сигналом, приложенным на участке исток-затвор) или почти бесконечности, когда вся передаточная крутизна полевого транзистора компенсируется.

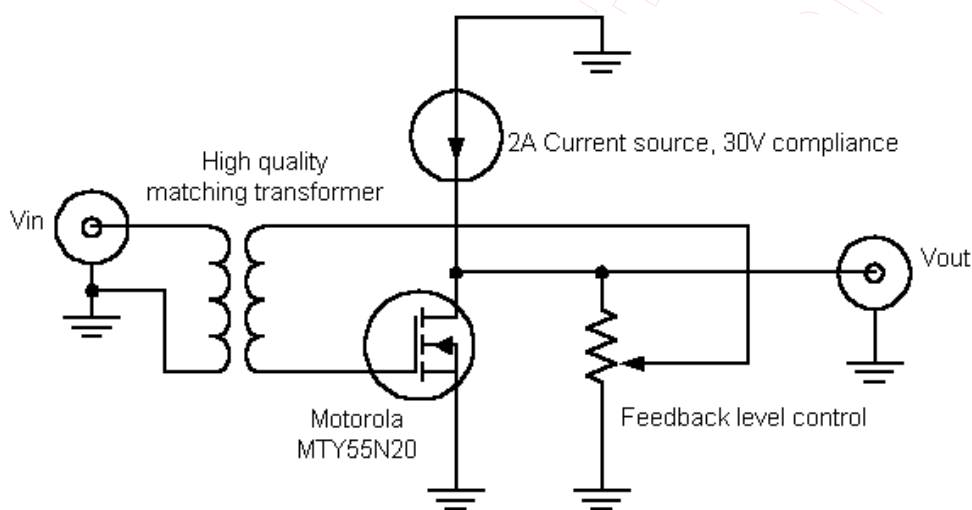


Рис. 3-1. Схема однотактного выходного каскада на полевом транзисторе.

Для измерений снова использовался динамический анализатор сигнала Hewlett-Packard 35670A стоимостью \$ 26000². Этот прибор является современным, в смысле не усредненного разрешения по экрану, с входом, имеющим паспортный динамический диапазон свыше 75 дБ. Усреднение по свипам обеспечивает дополнительно еще 30-40 дБ динамического диапазона. Прибор способен делать не взвешенный стандартный анализ к.н.и. вплоть до 20 гармоник, и имеет источник сигнала с малыми искажениями, большими амплитудой и величиной постоянного смещения. Внутренний источник сигнала не давал измеримых искажений на вторичной обмотке трансформатора в диапазоне уровней сигнала, необходимой для фиксации постоянного уровня выходного напряжения схемы на рис. 3-1 в диапазоне глубин ООС от 0 до 50 дБ. Была выбрана частота 1 кГц, а фиксированная выходная мощность на переменном токе составляла 2 Вт. Полевой МОП-транзистор был Motorola TY55N20 с максимальным током стока I_d 55 А, напряжением сток-исток V_{ds} 200 В. Он был смонтирован на теплоотводе больших размеров, поскольку наиболее линейная рабочая точка была найдена при токах 1 А и выше. Измерений при токах выше 2 А не проводилось, поскольку это был предел для быстродействующего источника питания. Это можно преодолеть, включив второй похожий транзистор в качестве источника тока, но этот прибор может/будет добавлять свои собственные гармоники. Источник питания тестировался до частоты 20 кГц и имел нелинейные искажения ниже порога обнаружения при токах 1 А +/- 0.25А. Результаты теста показаны на рис. 3-2, вместе с расчетными результатами раздела 2, параграфа 5.

¹ Здесь не показан суммирующий узел в цепи вторичной обмотки трансформатора, сдвигающий рабочую точку полевого транзистора в линейную область. Величина смещения составляла примерно 3.6 В.

² Любезно одолженный в мою домашнюю лабораторию моим работодателем, М.И.Т. Динамический анализатор спектра был исходно приобретен для исследовательского отдела лаборатории S.S.C.

Измеренные данные показаны кружками. Разница между измеренными и рассчитанными значениями объясняется следующим образом. Измеряемое появление третьей и более высоких гармоник без обратной связи означает, что в этой рабочей области передаточная функция не является точно полиномиальной второго порядка. Должны присутствовать некоторые кубические члены и члены более высоких степеней. Это должно влечь за собой и разницу в последующих наборах данных для точек измерений с ООС. Другой фактор – то, что значение α , используемое при расчетах, на самом деле может не соответствовать действительности, что проявляется в небольшой разнице уровней второй гармоники. Данные интересны при интерпретации для возможного маскирования ушными гармониками. Заметьте на рис. 3-2 дополнительные горизонтальные линии, обозначенные как «ауральные гармоники». Они представляют собственные ушные искажения при уровне звукового давления 98 дБ. Почему я привел данные для 98 дБ? Потому что из огибающей ауральных гармоник ясно, что спад наиболее точно соответствует данным для случая без ООС!

Другие величины ауральных гармоник могут быть просмотрены в Приложении. В таблице 3-1 отражен диапазон звуковых давлений от 96 до 100 дБ.

SPL	Harmonic				
dBa	2	3	4	5	6
96	15.23	0.176	0.00744	0.00064	0.00009
97	16.91	0.195	0.00826	0.00071	0.00010
98	18.77	0.217	0.00917	0.00079	0.00011
99	20.85	0.241	0.01018	0.00087	0.00012
100	23.15	0.268	0.01130	0.00097	0.00013

Таблица 3-1. Ауральные гармоники по формуле 2-1 в суженном диапазоне звуковых давлений.

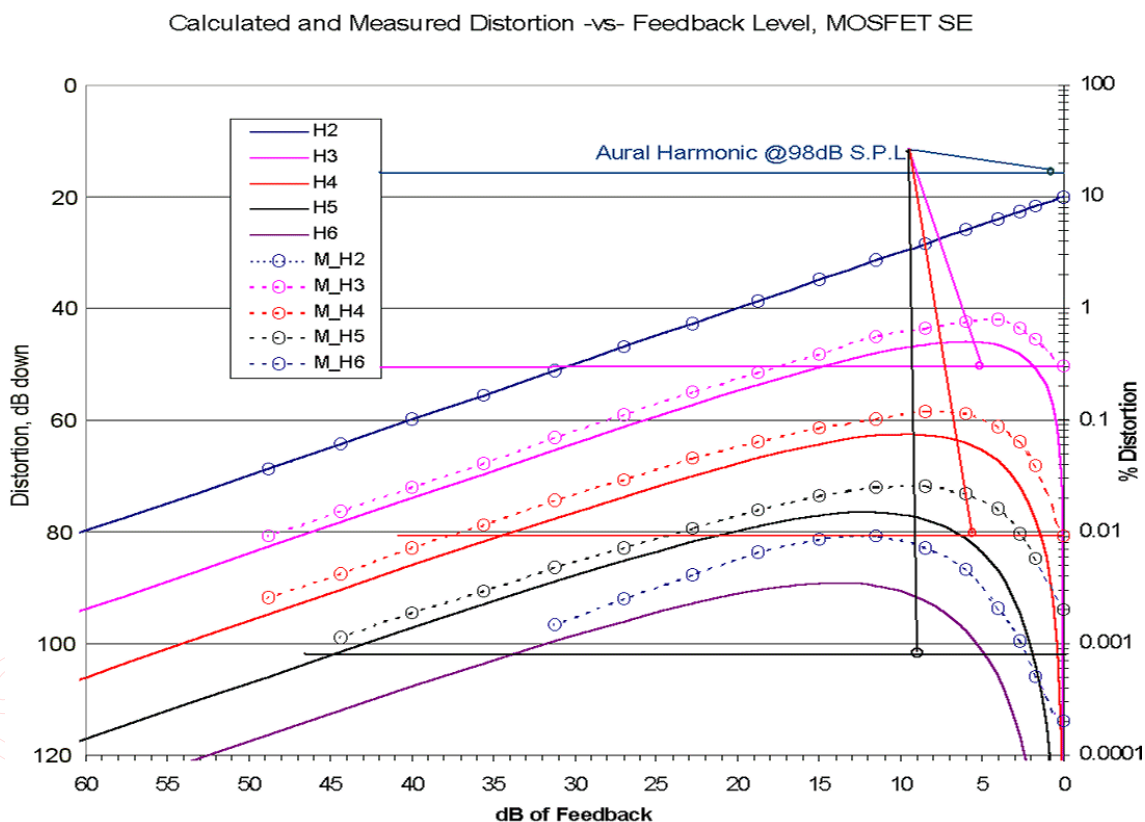


Рис. 3-2. Рассчитанные и измеренные искажения в зависимости от глубины ООС для однотактного выходного каскада на полевом транзисторе.

Очевидная интерпретация состоит в том, что если обратная связь предполагается необходимой для снижения субъективно малозаметной 2-й гармоники, то введение даже слабой ООС увеличивает сумму гармоник до значений, когда ушное маскирование никогда не произойдет. Или, с другой

стороны, если прилагается ООС большой глубины для уменьшения уровня гармоник до уровня, который они (высшие гармоники) имели без ООС, ни один коэффициент обратной связи не даст «аппроксимации» огибающей ауральных гармоник, и, конечно, вторая гармоника будет настолько подавлена, что в любом случае маскирования не будет. Могут возразить, что я делал аппроксимацию данных с использованием очень высоких уровней звукового давления. Это несостоятельно, так как, если усилитель отдает мощность эквивалентную 2 Ваттам, и громкоговорители с уровнем чувствительности 92 дБ/Вт в таких случаях обычны, то пара громкоговорителей создаст на расстоянии 1 метр уровень звукового давления 98 дБ³.

Исследование, не столь полное, как в случае с однотактным усилительным каскадом на полевом транзисторе, было проведено также на двух различных вакуумных лампах. Обе, тип 19 и тип 45, имели передаточные характеристики примерно в 5 раз более линейные, чем полевой транзистор, в гораздо большем диапазоне выходных сигналов (коэффициент α был более чем в 5 раз меньше). Лампа типа 19 ограничена величиной мощности 0,2 Вт, и, хотя весьма перспективна в музыкальном отношении, слышно, что ее динамический диапазон ограничен при использовании громкоговорителей нормальной эффективности, причем в такой степени, что воспроизведение кажется искусственным, поскольку уровень не таков, как при живом исполнении. Тип 45 (2.5 Вт) действительно в состоянии достичь уровня сигналов «джаз-клуба» с системой громкоговорителей чувствительностью 96 дБ/Вт.⁴ Состав гармоник выходного каскада на лампе 45 уже анализировался в разделе 2, параграф 2, и показан на рис. 2-10. В случае этого усилителя, соответствие огибающей ауральных гармоник остается почти точным до уровня 0.001% от основного тона.

2. Протокол измерения показателя качества T.A.D.

Резюмируя, общая или местная ООС не требуется для аудиоусиления, если, выбрана однотактная схема. Схема будет давать гармоники с гораздо более высокими уровнями, чем такое же устройство, используемое в усилителе с ООС, но гармоники могут соответствовать огибающей уровней собственных ушных гармоник, результатом чего явится лучший показатель TAD. В общем случае потребуется только два каскада усиления, в противоположность как минимум пяти в усилителях со скромной глубиной ООС. Анализ TAD требуется для всего усилителя, включая драйверные каскады и каскады усиления напряжения. Обычно, там требуется очень малое усиление по мощности, и эти каскады всегда более линейны, так как их рабочий диапазон уровней является малой частью полного диапазона уровней на выходе усилителя. Как обсуждалось в разделе 2, параграф 5, для анализа TAD усилителей с ООС, петля ООС должна быть разорвана. В общем случае, такой усилитель будет неприменим и, возможно, стабильным, поскольку усиление теперь возрастет на величину глубины ООС, обычно 60 дБ или в 1000 раз.

В попытках тестирования аудиоусилителей с удаленной ООС я нашел процедуру, гарантирующую стабильность и позволяющую убрать ООС из тракта прохождения тестового сигнала. При незамкнутом входе, сигнал от источника с низким выходным сопротивлением подается непосредственно в петлю ООС, но до цепи фазовой компенсации. Выход усилителя теперь не имеет преимуществ обратной связи, и все последующие усилительные каскады и выходные каскады образуют открытую петлю. Рис. 3-3 показывает точку подачи сигнала для усилителя DH500. Заметьте, что источник сигнала должен иметь низкое выходное сопротивление и должен быть подключен ДО размыкания петли ООС. Этот испытательный сигнал проходит через

³ Большинство установок двухканальные (стереофонические). 2 Вт на 3 дБ громче, чем 1 Вт, и два громкоговорителя почти удваивают уровень звукового давления. $98-3-3 = 92$ дБ.

⁴ Существуют триоды больших размеров с похожей на тип 45 симметричной геометрией. Например, тип 50 в состоянии отдать мощность более 6 Вт, но она достигла такого культового статуса, что ее цена может превысить 500 \$ за одну лампу с ресурсом, наполовину выработанным еще в 30-е годы.

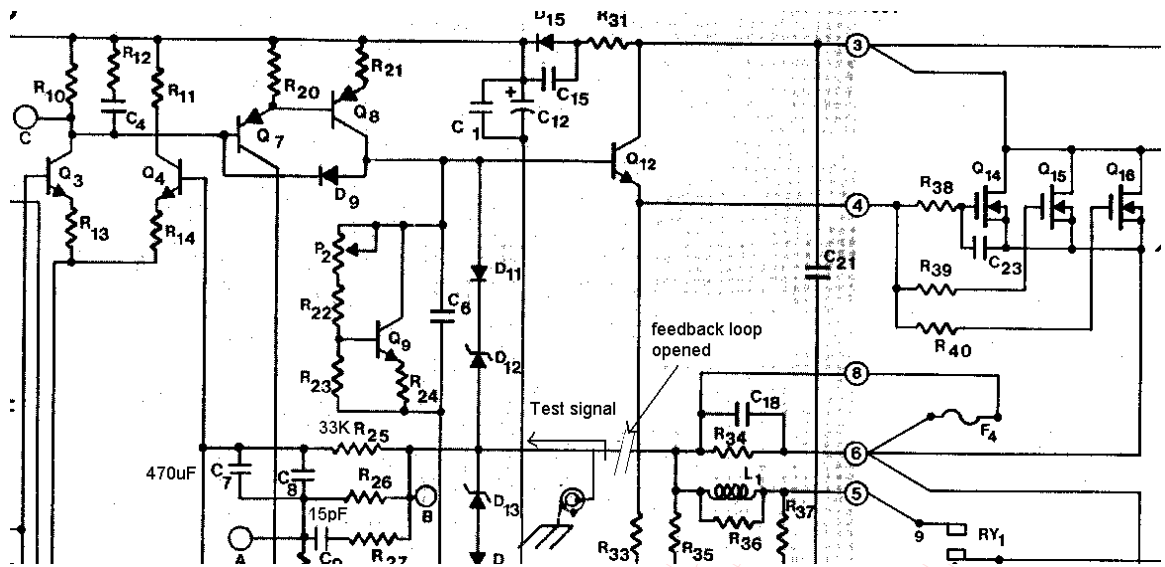


Рис. 3.3. Часть схемы усилителя DH500, где показано, в какой точке разрывается цепь ООС и подается сигнал.

весь усилитель – дифференциальный усилитель на Q3-Q7, усилитель на Q7-Q8, и драйвер затвора Q12. Работа в режиме с открытой петлей теперь может быть протестирована теми же инструментальными средствами. Гармонические искажения теперь доминируют. При выходной мощности 0.4 Вт (близкой к мощности усилителя на лампе 45 в случае, показанном на рис. 1-16) усилитель DH500 имеет к.н.и. 23.6%, как показано на рис.3-4. Обратите внимание на сильные компоненты нечетных порядков. Они возникают не из-за классических двухтактных переключательных искажений, поскольку схема смещения в DH500 не отключена и работает как положено, а должны быть из-за нескольких транзисторных каскадов перед этим, но скорее всего выходные полевые транзисторы попадают в нелинейную область характеристики.

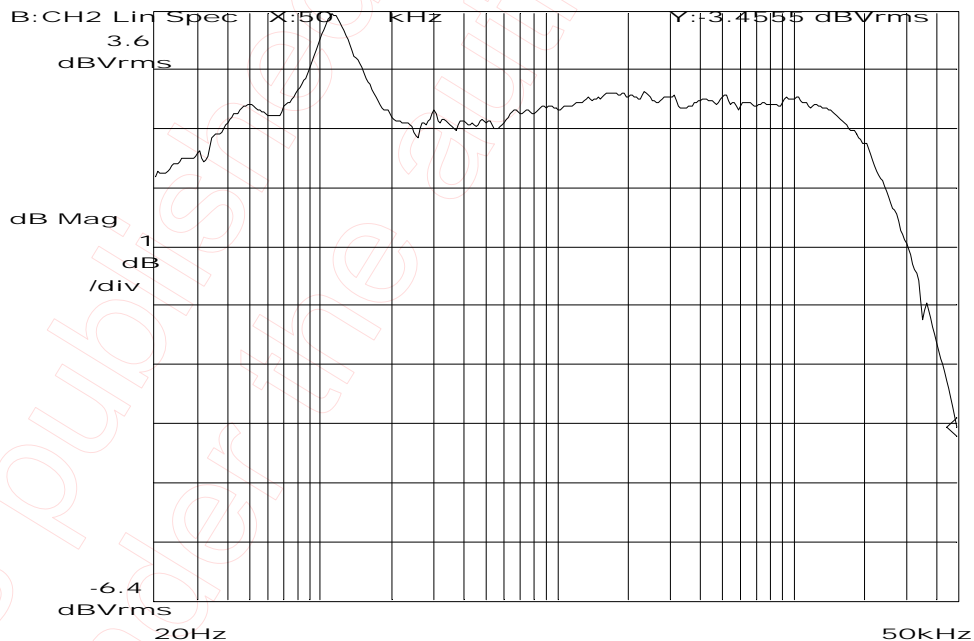


Рис.. 3-4. Гармонические искажения DH500 с разомкнутой цепью ООС при 0.4 Вт

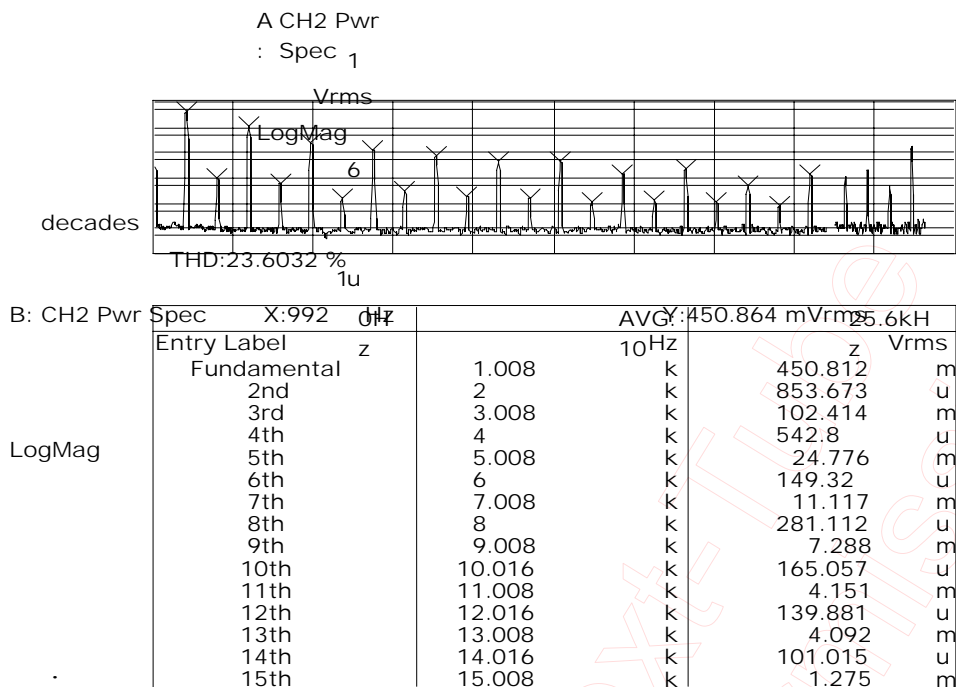


Рис. 3-5. Изменение выходного сигнала усилителя на лампе 45 с громкоговорителем в нагрузке.

Эти гармоники, надо сказать, не соответствуют огибающей ауральных гармоник. Расчет TAD не требуется. Я заявляю, что эти плохие характеристики в режиме с разомкнутой цепью ООС являются причиной того, что усилитель не звучит так естественно и динамично, как усилитель на лампе 45.

3. Заключение

Публика имеет ограниченный доступ к участию в демонстрациях одноканальных аудиоусилителей. Очень немногие из господствующих Hi-Fi магазинов имеют эти устройства. Я не знаю ни одного в окрестностях Бостона. Если причиной этого является то, что производители и продавцы инертно считают необходимым быть в русле гонки характеристик и параметров, тогда характеристики требуют пересмотра. Эти усилители имеют явные преимущества в наиболее важных аспектах воспроизведения звука. К сожалению, эти схемы имеют и некоторые недостатки. Выходное сопротивление этих усилителей составляет омы, в сотни раз хуже, чем у твердотельных двухтактных усилителей. Это требует тщательного согласования с громкоговорителями, желательно не имеющими больших вариаций импеданса в рабочем частотном диапазоне. Например, набор 16-омных мониторов Radio Shack PA 1960-х годов был вынужденно выбран для тестов на прослушивание, потому что он имел очень маленькие вариации импеданса в диапазоне частот, используемых в тестах (рояль). Как показано на рис. 3-5, этот громкоговоритель имел линейную характеристику по входному напряжению с точностью ± 0.25 дБ в диапазоне 180 Гц – 18 кГц, соответствующую спецификации АВХ^[40] по соответствию АЧХ. Эффективность громкоговорителя – также проблема для усилителей с выходной мощностью менее 5 Вт. Имеющийся спрос вылился в то, что на рынке имеются десятки типов громкоговорителей с эффективностью большей, чем 95 дБ/Вт/м. Плюсы значительно перевешивают минусы, и я убежден, что одноканальные схемы без обратной связи будут продолжать становиться все более распространенными. Характеристика показателя качества TAD позволяет проводить объективные измерения для лучшей оценки качества усилителей. Я планирую следовать этой методологии, и в настоящее время идет процесс разработки компьютерной системы сбора и обработки данных, отображающей графику TAD в реальном времени, позволяя точно настраивать величины смещений в аудиоусилителях.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Stereophile Magazine. Vol. 18 No. 9, September 1995 pp. 141-149
Stereophile, 208 Delgado, Santa Fe, NM 87501
- [2] Stereophile Magazine. Vol. 18 No. 9, September 1995 p.145
- [3] Stereophile Magazine. Vol. 18 No. 9, September 1995 p. 148
- [4] Stereophile Magazine. Vol. 18 No. 9, September 1995 pp. 147-148
- [5] Stereophile Magazine. Vol. 198 No. 10, October 1996 p.284
- [6] Kellogg, Edward. “The design of non-distorting power amplifiers”
- [7] W.T. Cocking 1934
- [8] Black, Harold S. “Stabilized Feedback Amplifiers”
BSTJ January 1934, pp. 1-18
- [9] Williamson, D.T.N., “Design for a High Quality Amplifier”
Wireless World, April 1947 (pt1) pp. 118-121;
May 1947(pt2), pp. 161-163.
- [10] McIntosh, Frank & Gow, Gordon. “Description and Analysis of a New 50-Watt Amplifier Circuit”
Audio Engineering, December 1949
- [11] Hafler, David & Keroes, Herbert. “An Ultra-Linear Amplifier”
Audio Engineering, June 1952
- [12] Radio Manufacturers Association (UK) 1937 “Specification for testing and expressing overall performance of radio broadcast receivers”
- [13] Callendar, M.V “Feedback” column
Electrical Engineering, October 1950 p. 443
- [14] Shorter, D.E.L. “The Influence of High Order Products in Non-Linear Distortion”
Electrical Engineering, April 1950 pp.152-153
- [15] Bloch, Alan “Measurement of Non Linear Distortion”
Journal of the Audio Engineering Society, January 1953 pp. 62-67
- [16] SMPTE I.M. Standard
“Society for Motion Picture and Television Engineers”
- [17] Crowheast, Norman. “Some Defects in Amplifier Performance not covered by Standard Specifications”
Journal of the Audio Engineering Society, October 1957. pp. 195-201
- [18] Crowheast, Norman. “Feedback – Head Cook and Bottle Washer”
Audio, April 1959

- [19] Listener Magazine, Vol 7, No.5 (9,10 2001) pp. 62. ISSN number 1529-9333
Englander Communications, LLC, 75 Holly Hill Lane, Greenwich, CT 06830
- [20] Otala, Mati J. "Transient Distortion in Transistor Audio Power Amplifiers"
Journal of the Audio Engineering Society, 1970
- [21] Otala, Mati J. "Circuit Design Modifications for Minimizing Transient Intermodulation Distortion
in Transistor Audio Power Amplifiers"
Journal of the Audio Engineering Society, 1977
- [22] Otala, Mati J. "A Method for Measuring T.I.M."
Journal of the Audio Engineering Society, 1977
- [23] Otala, Mati J. "Correlation Audio Distortion Measurements"
Journal of the Audio Engineering Society, Jan/Feb 1978, Vol. 26 No. 12
pp. 12-19
- [24] Cabot, Richard C. "Comparison of Nonlinear Distortion Measurement Methods"
Proceedings of the 11th International AES Conference 1992.
- [25] Pass, Nelson. Article "Single ended class A"
<http://www.passlabs.com/articles/seclassa.htm>
- [26] Stereophile Magazine. Vol. 21 No. 3, March 1998 p. 148
- [27] M.Liberman. Cochlear Frequency Map for the Cat.
Acoustical Society of America, pp.72-77, Nov. 1982.
- [28] Olsen, Harry F. "Music, Physics and Engineering"
Dover Publications, Inc., N.Y., 2nd Ed., 1967.
- [29] Newman, Edwin Broomell. "Factors in the production of aural harmonics and
combination tones". Lancaster, Pa., Lancaster Press, 1937.
Reprinted from The Journal of Acoustical Society of America, Vol.9, N 2,
October, 1937.
- [30], [31], [32] Fletcher "Speech and Hearing" 1924.
D.Van Nostrand Company, Inc, and Bell Telephone Laboratories.
- [33], [34] Olson, Harry F., Massa, Frank F. "Applied Acoustics", 1934.
Van Nostrand Co.
- [35] J.Goldstein. «Auditory Non-linearity». J. Acoustical Society of America, 41, pp.
676-689, 1967.
- [36] С другой стороны, ухо генерирует продукты интермодуляции путем той же
самой нелинейности, из-за которой возникают ушные гармоники.
- [37] Roederer, Juan G. "Introduction to the Physics and Psychophysics of Music" 2nd
Edition. 1979.
Heidelberg Science Library, Springer-Verlag, Berlin Germany
- [38] Nortrop, Robert B. "Analog Electronic Circuits". Addison-Welsley, 1990.
- [39] LM3886 data sheet. National Semiconductor Corp. <http://www.national.com/datasheets/lm3886.pdf>