

Питер Баксандалл

Конструирование звуковых усилителей мощности

Wireless World, январь 1978

«Нет ничего настолько практичного, как действительно хорошая теория»
(Людвиг Больцман).

Хотя в литературе имеется множество статей, посвященных конкретным конструкциям усилителей, либо отстаивающих конкретные решения проблем их проектирования, очевидно, что по некоторым разделам существуют довольно противоположные взгляды, например, о том, какую глубину обратной связи следует использовать. Представленный (здесь) подход имеет очень общую природу и направлен на выявление и сопоставление различных известных и неизвестных приемов в схемотехнике с целью логического понимания их преимуществ и недостатков.

Проблемы и трудности, возникающие при использовании весьма больших преимуществ отрицательной обратной связи, в основном, связаны с обеспечением запаса устойчивости для всех условий работы. В усилителях со связью по переменному току проблемы с устойчивостью возникают как для низких, так и для высоких частот, однако отказ от выходных трансформаторов одновременно с использованием связи по постоянному току в большинстве современных конструкций практически сняли проблему для низких частот.

Отрицательная обратная связь и ограничения по скорости нарастания

При прочих равных условиях чем сильнее общая отрицательная обратная связь (ООС), тем меньшими будут искажения. Однако «прочие условия» обычно не одинаковы и для обеспечения стабильности обычно приходится вводить элементы, ограничивающие прямое усиление с ростом частоты для частот все ниже и ниже по мере того, как глубина общей ООС увеличивается. При неудачной методике такого ослабления усиления возникнут растущие искажения в прямом тракте усилителя на высоких частотах такого уровня, что сведут на нет преимущество от увеличенной глубины обратной связи. В самом деле, может произойти резкая перегрузка на высоких частотах, и как только это случится, ООС окажется бессильна поддерживать желаемую форму выходного сигнала.

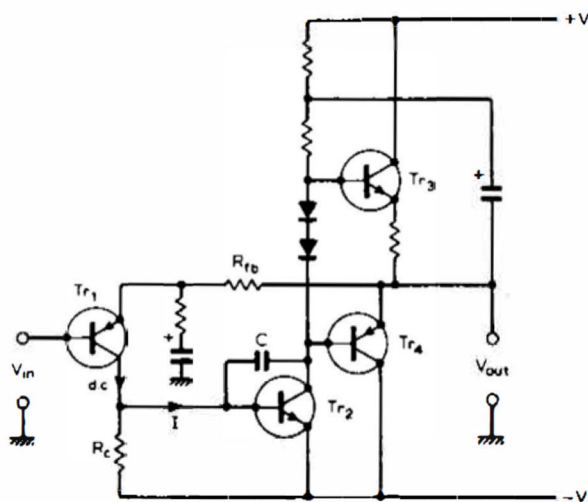


Рис. 1. Элементарная схема усилителя, в которой конденсатор С ограничивает скорость нарастания.

Проиллюстрируем сказанное для простейшей схемы усилителя (рис. 1). Здесь конденсатор С снижает усиление с ростом частоты, заставляя Tr2 работать как интегратор Блюмлейна. Ток I, создаваемый первым каскадом, включает в дополнение к току, текущему через базу Tr, значительно больший ток, текущий через конденсатор С. Для таких частот при условии, что Tr2 выдает большой размах напряжения, ток, требуемый для конденсатора С, может оказаться чрезмерным для каскада на Tr1, приводя в конечном счете к его перегрузке, то есть обрезанию части сигнала для некоторых промежутков времени. Определить, случится это или нет, довольно просто, представляя синусоидальный сигнал и вычислив ток через С, который приблизительно равен V_{out}/X_c . Если пиковое значение этого тока превышает постоянный рабочий ток Tr1, возникнут сильные искажения. Поэтому критическое условие начала таких искажений можно записать в виде

$$I_{dc} = \hat{V}_{out} \times 2 \pi f C \quad (1)$$

Это условие можно переписать и получить удобную формулу для критической частоты синусоидального сигнала f_{crit} , выше которой возникают значительные искажения независимо от глубины ООС,

$$f_{crit} = \frac{I_{dc}}{2 \pi C \hat{V}_{out}} \quad (2)$$

В контексте вышесказанного сегодня привычно пользоваться понятием скорости нарастания, хотя это и не является абсолютно необходимым. Это понятие давно знакомо специалистам других областей, например для сервомеханизмов и радаров. Применительно к схемам усилителей основное соотношение для конденсатора выглядит так

$$dv/dt = i/C \quad (3)$$

Таким образом, возвращаясь к рис. 1, представим, что транзистор Tr1 отключен, тогда ток приблизительно равный I_{dc} , течет через R_c и в основном через С, вызывая скорость изменения растущего выходного напряжения

$$[dv_{out}/dt]_{max\ poss} = I_{dc}/C \quad (4)$$

Это называется предел скорости нарастания на выходе усилителя, или иногда на практике – просто скорость нарастания. Для случая одноконтурного входного каскада на рис.1 предельная скорость нарастания для спадающего напряжения на выходе будет быстрее, чем указанная выше, потому что Tr1 может включить намного больший ток, чем выключить. Но если используется балансный дифференциальный каскад с общим резистором, как это имеет место в большинстве интегральных ОУ, скорости нарастания в двух направлениях будут примерно равными.

Соотношение (4) справедливо для любой формы сигнала. Если требуемая скорость изменения выходного напряжения превышает это значение, усилитель не сможет ее отследить. Поэтому, если скорость нарастания усилителя недостаточна, время от времени, и особенно при быстрых изменениях сигнала, его форма будет превышать пределы скорости нарастания. Если такое произойдет, усиление резко упадет? А все компоненты сигнала, обрабатываемые в данный момент будут подрезаны или промодулированы переходным процессом. Этот эффект, десятилетия известный конструкторам усилителей с обратной связью, сейчас называют переходными интермодуляционными искажениями TID, иногда TIM. Как результат нескольких статей M.Otala. Другой термин для этого предложен W.G.Jung – искажения, вызванные нарастанием (SID) [1,2,3]. Интересно получить соотношение между общей формулой (4) для предельной скорости нарастания бесловием для синусоидального входного сигнала. Подстановка в (2) величины I_{dc}/C из (4) дает

$$f_{crit} = \frac{[dv_{out}/dt]_{max\ poss}}{2\pi\hat{V}_{out}}$$

то есть

$$f_{crit} = \frac{\text{output slew-rate limit}}{2\pi\hat{V}_{out}} \quad (5)$$

(в числителе написано: предельная скорость изменения на выходе).

(Этот результат можно иначе получить дифференцированием выходного напряжения $v = \hat{V}\sin 2\pi ft$, приравнявая мгновенное пиковое значение дифференциального коэффициента к предельной скорости нарастания.)

До сих пор под пределом скорости нарастания подразумевалась предельная скорость нарастания выходного напряжения усилителя, и это общепринятая практика, особенно в характеристиках интегральных схем, где она просто называется скоростью нарастания. Поэтому, если не оговорено особо, данные по скорости нарастания предположительно относятся к выходу усилителя. Однако иногда удобно выразить их по отношению к входу, для чего нужно разделить на коэффициент усиления по напряжению. Соответствующее выражению (5) соотношение для входа записывается так:

$$f_{crit} = \frac{\text{input slew-rate limit}}{2\pi\hat{V}_{out}} \quad (6)$$

(в числителе – предельная скорость нарастания на входе). Рассмотрение (5) и (6) показывает с очевидностью, что инвариантом является частное от деления предела скорости нарастания и пикового значения синусоидального напряжения для любой точки системы. Поэтому, более общее соотношение можно записать так:

$$I = I_0 e^{\frac{qV_{be}}{kT}}$$

Пиковое напряжение V обычно берется для полного выходного напряжения. Таким образом, качество усилителя в отношении скорости нарастания можно выразить как предел скорости нарастания в вольтах на микросекунду на 1 вольт пикового напряжения гармонического (синусоидального) сигнала. Например, $f_{crit} = 20$ kHz соответствует величине 0,126 В/мкс на вольт пикового напряжения.

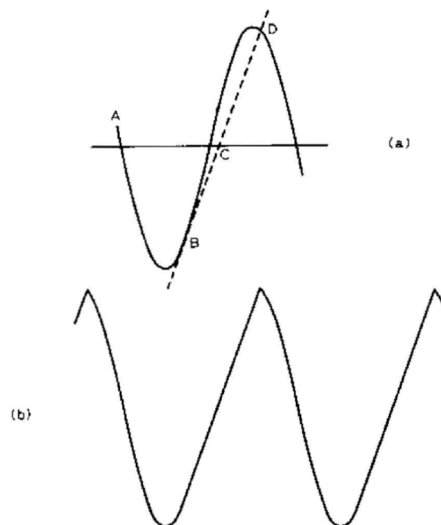


Рис. 2. Диаграммы, иллюстрирующие несимметричное ограничение по скорости нарастания.

Интересно посмотреть, какой формы выходной сигнал можно ожидать от усилителя, имеющего ограничение по скорости нарастания, при подаче на вход синусоидального сигнала. Предположим вначале, что усилитель выглядит в целом как на рис.1, то есть одноконтурный входной каскад, который задает намного более жесткое ограничение по скорости нарастания для положительного (нарастающего?) выходного напряжения, чем для отрицательного (спадающего?). На рис.2 гармонический (синусоидальный) сигнал представляет желаемый вид сигнала на выходе, а пунктирная линия показывает максимальную скорость изменения выходного напряжения, которую может обеспечить усилитель, то есть – предельную скорость нарастания на выходе. Реальный выход поэтому отслеживает желаемую форму сигнала от А до В, но после В он следует траектории ВСD и достигает желаемой формы в точке D. Полный выходной сигнал таким образом имеет вид, показанный на рис. 2b. Рис. 3а показывает некоторые экспериментальные сигналы, полученные со схемой, представленной на рис. 1, для двух случаев перегрузки гармонического сигнала из-за ограничения по скорости нарастания. На рис. 3б показан выходной сигнал для прямоугольных импульсов на входе – типичный результат для усилителя с несимметричным ограничением по скорости нарастания.

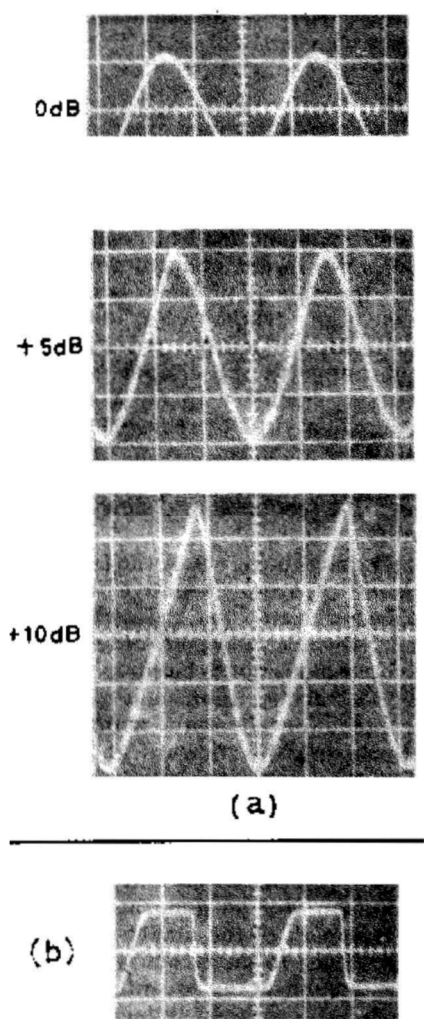


Рис. 3. (а) Форма выходного напряжения усилителя с несимметричным ограничением по скорости нарастания для трех различных уровней сигнала одной и той же частоты. (б) Выходное напряжение для прямоугольных импульсов. Спадающие участки сигнала на ограничиваются предельной скоростью нарастания.

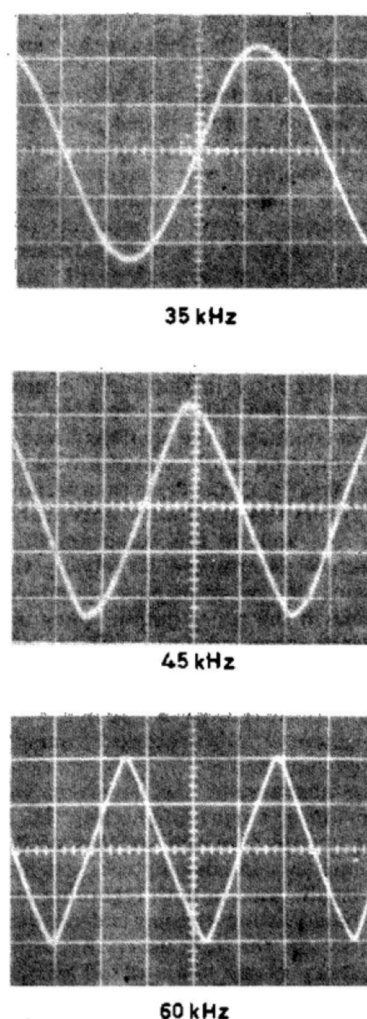


Рис. 4. Выходное напряжение интегрального ОУ для синусоидальных сигналов одинаковой амплитуды трех частот, где видно ограничение по скорости нарастания. Масштаб: 1V/cm, 5 μ s/cm.

Этому аспекту поведения усилителя в последние годы уделялось много внимания и, хотя необходимость избежать искажений этого типа очень важна, неверно думать, что эти искажения обнаружены недавно. Все сводится к факту, что для исключения интермодуляционных искажений хороший усилитель должен обеспечивать соответствующее отслеживание всех нормальных сигналов в программе, как затянутых тонов, так и быстрых переходных процессов, без перегрузки внутренних цепей – старое известное знание, не правда ли? Просто процитирую Jung, который сказал: «нет ничего нового, уникального или загадочного в искажениях, обусловленных ограничением по скорости нарастания или переходных интермодуляционных искажениях»[2]. Можно добавить, однако, что поскольку некоторым (конечно, не всем) ранним транзисторным усилителям были присущи искажения этого типа, очень хорошо, что к этим искажениям привлечено такое внимание. Однако исключение искажений, обусловленных ограничением скорости нарастания, не является панацеей, так как существуют другие важные причины искажений.

Как рассматривалось выше, механизм ограничения по скорости нарастания устанавливает довольно четко обозначенный порог, за которым начинается быстрый рост больших искажений, которые не поддаются управлению с помощью общей обратной связи. Ниже этого порогового выходного уровня, который, конечно же, зависит от частоты, искажения будут ничтожны только при условии достаточной общей обратной связи. То, какая глубина связи является достаточной, зависит от конкретной конструкции (усилителя), но в некоторых случаях она может оказаться недостаточной. Поэтому интересно рассмотреть механизмы искажений при относительно мягкой ситуации, когда резкой перегрузки не происходит.

Возвращаясь к рис. 1, представим, что мы решили применить на 6 dB больше общей обратной связи к усилителю путем уменьшения R_{fb} . Это, по-видимому, приведет к необходимости удвоить емкость C для поддержания стабильности. Таким образом, хотя мы успешно удвоим петлевое усиление в обратной связи для низких частот, где C имеет малый эффект, петлевое усиление на высоких частотах, где C доминирует, останется неизменным. Для данного значения частоты в области высоких частот при некотором выбранном значении выходного напряжения $Tr1$ должен будет обеспечить в два раза больший ток через емкость C удвоенной величины, что приведет к возрастанию примерно в 2^1 раза уровня второй гармоники, генерируемой $Tr1$. Поскольку количество обратной связи на высоких частотах осталось прежним, искажения на выходе усилителя (из-за искажений $Tr1$) также удвоятся.

Из-за удвоения емкости C критическая частота для ограничения по времени нарастания, выше которой полный уровень на выходе без искажений уже нельзя получить без серьезной перегрузки, уменьшается в два раза – см. ур-ие (2).

Довольно часто вместо $Tr1$ на рис. 1 на входе используется дифференциальный каскад. Тогда при хорошей балансировке в искажениях будет доминировать третья гармоника, а процент искажений будет пропорционален квадрату выходного тока [5]. (Это свойство любого устройства, например, магнитофона, для которого доминирует кривизна кубического типа). Таким образом, при общей увеличенной глубине обратной связи на низких частотах на 6 dB и удвоенным значением емкости C , как и прежде, искажения в форме третьей гармоники, генерируемые входным каскадом на высоких частотах, повысятся в 4 раза, а также повысятся и искажения на выходе усилителя по этой причине.

Таким образом, мы имеем ситуацию, когда увеличение глубины общей обратной связи на низких частотах с соответствующим регулированием величины стабилизирующего конденсатора увеличивает ту часть искажений на выходе в области высоких частот, которая обусловлена нелинейными искажениями входного каскада. Однако, как будет показано позже, при соответствующем изменении схемы искажения входного каскада можно сделать практически ничтожными.

¹ Процент второй гармоники в искажениях идеального транзистора, управляемого напряжением, имеющего характеристику $I = I_n \exp qV_{be}/kT$, примерно равен $25x(I/I_{dc})$, где I – пиковое значения флуктуации тока сигнала, а I_{dc} – постоянный рабочий ток. Другой удобный факт состоит в том, что при любом рабочем токе процент искажений, обусловленных второй гармоникой, равен пиковому значению в милливольтках сигнального напряжения, подаваемого между базой и эмиттером. (прим. переводчика: последняя фраза содержит, по-видимому, неточность или опечатку – проценты сравниваются с вольтами).

Интересно посмотреть, как указанный выше тип искажений будет изменяться с частотой. Рассмотрим вначале дифференциальный входной каскад (с общим резистором). Поскольку для высоких частот ток, обеспечиваемый входным каскадом, пропорционален частоте, уровень искажений в виде третьей гармоники, генерируемой этим каскадом, пропорционален квадрату частоты. Но, вследствие того, что петлевое усиление для общей обратной связи уменьшается вдвое при каждом удвоении частоты, искажения на выходе оказываются пропорциональны кубу частоты. Уровень искажений на выходе, как установил Jung, поэтому пропорционален $V_{out}^2 f^3$. Соответствующий результат для однотактного входного каскада, как на рис. 1, состоит в том, что процент искажений, в этом случае в основном вторая гармоника, пропорционален $V_{out} f^2$. Это связано с тем, что для любого устройства с преобладанием квадратичной кривизны (в характеристике) уровень искажений прямо пропорционален выходному току или напряжению.

Для искажений, описанных выше, которые возникают до начала настоящей перегрузки из-за конечной скорости нарастания, характерно то, что они резко растут с частотой. Рис. 5 показывает идеальную кубическую зависимость, выведенную для случая сбалансированного входного каскада. Для случая однотактного входного каскада рост искажений с частотой происходит более плавно, но величина искажений выше [5].

Jung называет искажения, возникающие во входном каскаде до наступления истинного ограничения по скорости нарастания «искажениями, обусловленными скоростью нарастания, первого типа», а сильные искажения для больших уровней – «искажениями, обусловленными скоростью нарастания, второго типа». Важно не запутаться в терминологии и помнить, что обусловленные (конечной) скоростью нарастания искажения первого типа есть просто нелинейные искажения входного каскада, вызванные небольшой кривизной его характеристики, которые могут стать значительными на больших частотах из-за большого тока, который должен обеспечить входной каскад и уменьшенной глубины общей обратной связи.

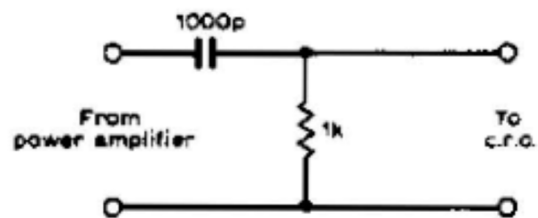
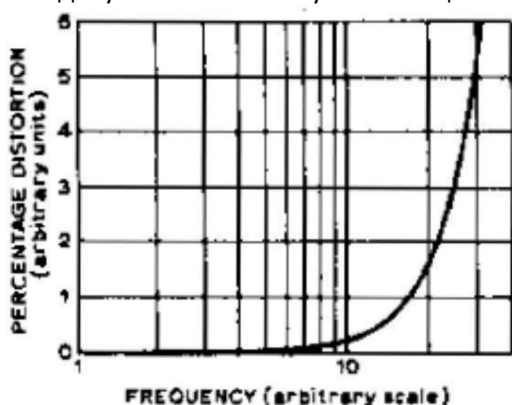


Рис. 5. Теоретическое изменение уровня третьей гармоники с частотой для усилителя с дифкаскадом на входе при работе ниже предельной скорости нарастания.

Рис. 6. Простая дифференцирующая цепочка, использованная в тестах.

Хотя, как показано на рис. 5, искажения на высоких частотах, возникающие из-за входного каскада, резко растут с частотой, не следует думать, что гармоники, возникшие при измерении на какой-либо одной частоте, увеличиваются в соответствии с их порядком (номером?). Рассмотрим вначале эффекты, которые имеют место при разомкнутой петле общей обратной связи. Возвращаясь к рис. 1, можно сказать, что гармоники в токе на входе каскада на Tr2 будут ослаблены этим каскадом пропорционально их номеру, благодаря интегрирующему действию конденсатора С. Таким образом, при разомкнутой петле ООС гармоники на выходе усилителя связанные с искажениями входного каскада будут спадать по амплитуде с возрастанием номера со скоростью 20 дВ/декаду (6 дБ на октаву), то есть быстрее чем применительно к их генерации во входном каскаде. Однако, при замкнутой петле общей ООС вследствие того, что глубина ООС на высоких частотах спадает с скоростью 20 дВ/декаду с ростом частоты (в предположении, что С – единственная причина ослабления петлевого усиления), спектр искажений на выходе будет иметь те же относительные амплитуды основного тона и гармоник, что и собственно входной каскад. Для дифференциального входного каскада в предположении, что схема не приближается близко к

пределу скорости нарастания, доминирующей будет третья гармоника, а более высокие гармоники будут быстро спадать с ростом их номера. Таким образом, возникающие искажения относительно «безобидны» в сравнении с худшими формами искажений типа «ступенька» (cross-over distortion). Важно так сконструировать схему, чтобы величина искажений не была слишком большой.

Скорость нарастания сигнала в программе

При субъективном оценивании качества аудиоаппаратуры часто используются грамофонные записи, поэтому интересно знать порядок скорости нарастания, ожидаемой на выходе высококачественного усилителя с характеристикой RIAA. Это легко сделать с помощью очень простой дифференцирующей схемы, как показано на рис. 6. Эта схема получает сигнал от выхода усилителя мощности и при указанных значениях элементов дает мгновенно на выходе 1 вольт при скорости нарастания на входе 1 В/мкс. Могут возразить, что ограничение по скорости нарастания может ухудшить скоростные параметры источника, например, звукоснимателя, но проверить так ли это, можно, заменив звукосниматель генератором и таким образом измерив предельную скорость нарастания для усилителя. С хорошим усилителем эта скорость окажется гораздо выше, чем скорость нарастания для записи.

Использовалась такая экспериментальная процедура. Вначале использовалась тестовая запись для проверки частотной характеристики, чтобы убедиться, что система имеет гладкий частотный отклик в пределах ± 1 дБ до 12 кГц. Затем выбиралась подходящая музыкальная запись и система подстраивалась таким образом, чтобы на входе схемы по рис. 6 иногда появлялись пиковые значения ± 10 В, но не выше. Затем с.г.о. (прим. переводчика – нет расшифровки) переносился на выход дифференцирующей цепочки, запись воспроизводилась еще раз и определялся максимальный размах напряжения от дифференцирующей цепочки при воспроизведении. Тест проводился с различными записями, включая непосредственно нарезанные диски Шеффилда. Наибольшие мгновенные выходные уровни после дифференцирующей цепочки были вызваны случайными пылинками и доходили до 0,4 В, но на музыке они никогда не превышали 0,14 В. Последнее соответствует скорости нарастания 0,14 В/ус, что соответствует при амплитуде ± 10 В скорости нарастания для синусоидального сигнала частотой около 2,2 кГц.

Сказанное выше означает, что усилитель с полосой $f_{crit} = 2,2$ кГц, то есть способный выдать полную амплитуду синусоидального сигнала с частотой 2,2 кГц без наступления ограничения по скорости нарастания и в достаточной степени не имеющий обычных нелинейных искажений, будет вполне удовлетворительно воспроизводить эти записи. Я уже слышу высказывания некоторых читателей: «Это смешно, ведь хорошо известно, что усилители должны обеспечивать без ограничения по скорости нарастания полосу хотя бы до 20 кГц!». Но было ли это действительно надежно установлено? Не думаю. Однако из-за возникающих сомнений целесообразно посмотреть на проблему с другой стороны.

Максимальная мгновенная записанная скорость на записи существует в полосе примерно 700 Гц – 8 кГц и примерно находится около 30 см/с [6]. Представим, что усиление системы с RIAA коррекцией таково, что синусоидальный сигнал 1 кГц с записью 30 см/с дает на выходе пик в 10 В.

Поскольку для синусоидального напряжения с пиком V пиковая скорость изменения напряжения равна $V \times 2\pi f$, пиковая скорость изменения 1 кГц-синусоидального напряжения с пиком 10 В составит 0,063 В/ус. Возможно кажется необычным, что для пиковой скорости 30 см в сек запись проводится с частотой 8 кГц, но если это произошло, то, игнорируя на мгновение влияние RIAA-коррекции, скорость нарастания выходного напряжения будет равна $8 \times 0,063$, то есть 0,5 В/мкс. Однако для 8 кГц RIAA-коррекция вносит потери в 11,7 дБ ($\times 3,85$) по отношению к 1 кГц, так что значение 0,5 В/ус сокращается до примерно 0,13 В/ус. Это, как видим, хорошо согласуется с экспериментально определенным выше значением 0,14 В/ус.

Дифцепочка на рис. 6 также использовалась для анализа записи на мастер-пленке скрипичной музыки с акомпанементом на фортепиано предположительно весьма высокого качества. При настройке на максимальное напряжение 10 В, мгновенный пик на дифцепочке был

0,083 В, то есть пиковая скорость нарастания была 0,083 V/us. Такую же скорость нарастания имеет синусоидальный сигнал 1,3 кГц амплитудой 10 В.

Подобные тесты с использованием программы FM-тюнера дали в общем такой же результат, если рассматривать реальную форму аудиосигнала, но с усложнением из-за того, что в стереотрансляции из-за несовершенной фильтрации в тюнере боковые полосы L-R сильно поднимали пиковое значение dv/dt на выходе дифцепочки, и при +10В аудиоуровне дали цифру 0,4 V/us. Применяя 10-кГц фильтр в системе управления можно почти исключить мультиплексирование, тогда пиковая скорость нарастания становится 0,15 V/us. Ясно, что без фильтра предел по скорости нарастания будет в основном определяться количеством мультиплексированного сигнала на выходе тюнера, так как возникнут нежелательные интермодуляционные эффекты, если усилитель не способен адекватно отслеживать сигнал. Эффект мультиплексирования сильно изменяется от экземпляра к экземпляру тюнера.

Указанные выше довольно низкие скорости нарастания покажутся не такими неожиданными, если вспомнить, что успех схем типа «пре-эмфазиз -- де-эмфазиз» (предварительное изменение частотного спектра плюс обратное преобразование), которое широко используется в системах записи и ЧМ-вещания, в значительной степени зависит от того факта, что ВЧ-компоненты во всех нормальных аудиосигналах имеют намного меньшую амплитуду, чем НЧ-компоненту.

Необходимый предел скорости нарастания для усилителя

Если усилитель не перегружен и имеет достаточную глубину обратной связи, чтобы обеспечить низкий уровень искажений в режиме, пока не достигнут предел по скорости нарастания, определенно нет абсолютной необходимости делать скорость нарастания усилителя выше максимальной скорости изменения обрабатываемого сигнала. Это утверждение заслуживает особенного внимания, потому что при чтении интересных статей Jung-a может легко возникнуть ощущение, что существует фундаментальная необходимость иметь многократное превышение скорости нарастания усилителя над скоростью нарастания напряжения в сигнале. То, что это не так, можно увидеть мысленно или изготовив реально усилитель по схеме рис. 1, но заменив транзистор Tr1 не простым дифкаскадом, а более сложной схемой с глубокой внутренней обратной связью. Тогда искажения части усилителя до конденсатора С будут низкими вплоть до перегрузки выше предельной скорости нарастания. Такой усилитель заведомо не будет удовлетворять «новому критерию по скорости нарастания» Jung-a, но все-таки при условии низких искажений в выходном каскаде он не даст субъективно детектируемых искажений для типичного аудиоматериала.

С дифкаскадом на входе вносимые им искажения будут содержать, в основном, третью гармонику с явно подавленными более высокими гармониками при условии, что скорость нарастания усилителя сделана выше в разумное число раз, скажем в два или три раза, чем максимальная скорость нарастания в аудиозаписи. Искажения при этом будут похожи на искажения при записи на хорошем магнитофоне, имея заметный уровень только для верхнего участка аудиочастот. Если искажения (усилителя) поддерживаются с помощью обратной связи на достаточно низком уровне, то есть намного ниже искажений в записи, чтобы быть в безопасной области, они будут субъективно не обнаружимы.

Литература

1. Jung, W. G., Stephens, M. L. and Todd, C. C., "Slewing induced distortion in audio amplifiers", Feb. 1977 articles series preprint, *The Audio Amateur*, Box 176, Peterborough, New Hampshire 03458 (USA).
2. Jung, W. G., Stephens, M. L. and Todd, C. C., "Slewing induced distortion and its

- effect on audio amplifier performance – with correlated measurement/listening results." AES Preprint 1252, AES Convention May 1977.
3. Jung, W. G., "Slewing induced distortion," *Hi-Fi News*, Nov. 1977, pp.115-123.
 4. Baxandall, P. J., "Low distortion amplifiers – Part 2," *J. British Sound Recording Association*, Nov. 1961, pp.246-258.
 5. Taylor, E. F., "Distortion in low-noise amplifiers," *Wireless World*, August 1977, pp.28-32.
 6. Kogen, J. H., "Gramophone-record reproduction: development, performance and potential of the stereophonic pickup," *Proc. IEE*, vol. 116, No. 8, August 1969, pp.1338-1344.