

Теория динамических интермодуляционных искажений.

Матти Отала и Ееро Лейнонен.

Существующая теория динамических интермодуляционных искажений (ТИМ) дополнена вычислениями длительности интермодуляционных выбросов. Показано, что обратная связь глубиной свыше 40 дБ вызывает большие внутренние перегрузки внутри усилителя. Ограничение по напряжению (клиппирование) этих перегрузок, вызванное не бесконечным динамическим диапазоном каскадов усилителя, описано для объяснения причин длительных периодов, во время которых усилитель находится в режиме отсечки. Длительность этих периодов рассчитана, и математические результаты проверены с помощью цифровой и аналоговой симуляций. В заключении обсуждается взаимосвязь между ТИМ, скоростью нарастания выходного напряжения и мощностной полосой пропускания.

Введение

Применение сильной отрицательной связи в усилителях звуковой частоты стало обычной практикой в последние десять лет потому, что бестрансформаторные транзисторные усилители облегчают её применение.

В эру ламповых усилителей выходные каскады строились по трансформаторной схеме, в которой выходной трансформатор, в силу природы своей передаточной характеристики, исключал применение обратной связи глубиной более 20-30 дБ. Даже тогда разработчики усилителей обсуждали специфическую вуаль, которая появляется в звучании, когда обратная связь становится очень глубокой. В то же время отстаивалась идеология усилителей, имевших ширину рабочей полосы свыше 1 МГц в малосигнальной области, как единственных, дающих адекватное качество звучание. Представленная теория в некоторой мере подтвердит эти представления.

Позже, нелинейность, присущая ранним транзисторным усилителям, вынуждала разработчиков использовать сильную отрицательную связь для соответствия требованиям по низкому уровню гармонических и интермодуляционных искажений. Даже когда важность этих основных характеристик была снижена в последние годы, очевидное удобное использование обратной связи как панацеи для почти всех проблем усилителей продолжается и промышленные усилители мощности, имеющие ООС глубиной 60-100 дБ, на сегодняшний день не являются редкостью.

В это же время продолжают споры приверженцев лампового и транзисторного звучания, и различие в их звучании является объектом интенсивного изучения. Это удивительно, что ламповый и транзисторный усилители, имеющие схожие параметры, которые с запасом перекрывают возможности слуха, могут звучать в высшей степени по разному. Причинами этой очевидной дилеммы видится следующее:

1. Существующие методы измерения технических параметров усилителя частично не соответствуют звуковым характеристикам усилителя; и/или
2. Существующие методы измерения технических параметров усилителя не позволяют обнаружить эффекты деградации звука.

Недавно был открыт основной механизм искажений, который не выявляется существующими методами измерений параметров усилителей – переходные интермодуляционные искажения (ТИМ). Это побочный эффект использования слишком сильной отрицательной ОС, которая делает современные транзисторные усилители подверженными ТИМ.

Основа теории переходных интермодуляционных искажений проста и понятна. Выявлено, что ТИМ являются распространенной проблемой для промышленных усилителей звуковой частоты и слух очень чувствителен к таким искажениям. Описаны методы по их устранению, и было построено несколько т.н. ТИМ-free усилителей. Недавно начались публичные обсуждения эффекта ТИМ в нескольких странах.

Целью этого документа является развитие теории ТИМ для вычисления времени нахождения усилителя в режиме отсечки, для объяснения некоторых поведенческих моделей этого феномена, и для того, чтобы установить ограничения применению обратной связи в усилителях звуковой частоты. Также будет коротко освещена взаимосвязь ТИМ и некоторых других характеристик усилителей.

Базовая схема

Мы будем испытывать базовую схему усилителя с обратной связью, изображенную на рис.1. Здесь β – цепь чисто резистивной обратной связи, охватывающая усилитель А с усилением без ОС, равным A_0 . С – это предусилитель, который представлен включенным в передаточную функцию источника сигнала, и для анализа входного сигнала V_1 можно считать, что он имеет бесконечно широкую полосу усиления. Важно отметить, что сигнал V_1 может содержать составляющие очень высокой частоты. Предусилитель С действует как фильтр НЧ, выдавая входной сигнал V_2 для усилителя А, содержащий только составляющие, попадающие в звуковую полосу частот.

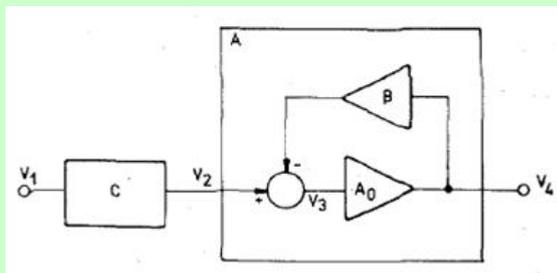


Рис.1. Схема базового усилителя. Усилитель мощности А имеет усиление A_0 при разомкнутой петле ОС, его охватывает чисто резистивная обратная связь β , С – предусилитель.

Частотную характеристику предусилителя примем соответствующей рис.2. На нем изображены две разные характеристики: одна соответствует линейной характеристике, вторая имеет подъем в области верхних частот. Частотную характеристику усилителя мощности возьмем соответствующей рис.3. Из соображений устойчивости введены идеальные спады усиления величиной -6 дБ/окт при разомкнутой петле ОС. Это условие не всегда выполняется в реальных усилителях, где фазовый сдвиг не всегда равен $\pi/2$, и в которых применяются различные схемы частотной компенсации для достижения частотной характеристики, соответствующей изображенной на рис. 3. Результаты анализа, конечно, могут быть использованы в качестве основных соображений при разработке, и последствия перехода от идеализированной модели должны быть тщательно проанализированы отдельно.

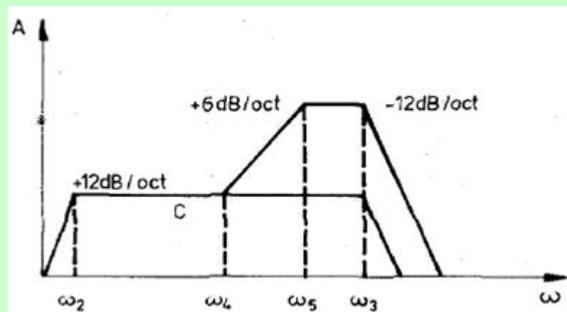


Рис.2. АЧХ предусилителя, используемая для анализа. Прямая кривая относится к линейной АЧХ, подъем отображает случай подъема верхних частот. Уровень подъема составляет $\epsilon = \omega_4/\omega_5 = 0,05$.

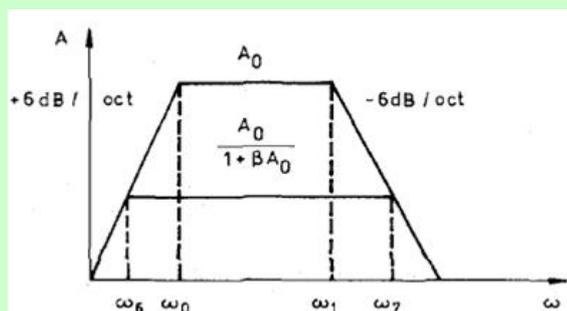


Рис.3. АЧХ усилителя мощности при разомкнутой петле ОС (верхняя кривая), изменяемая действием ОС (нижняя кривая). Спад крутизной -6дБ/окт добавлен в целях устойчивости.

Когда обратная связь β приложена к усилителю, коэффициент усиления последнего уменьшается по отношению к A_0 и становится равным:

$$A = A_0 / (1 + \beta A_0) \quad (1a)$$

и верхняя сопрягающая частота усилителя с разомкнутой цепью ОС ω_1 увеличивается:

$$\omega_7 = \omega_1 (1 + \beta A_0). \quad (1b)$$

Для простоты будем считать, что нижняя сопрягающая частота равна нулю, т.е.:

$$\omega_2 = \omega_0 = \omega_6 \approx 0 \quad (2)$$

Влияние такого предположения на результат является незначительным, если верхняя и нижняя сопрягающие частоты довольно значительно отдалены, как это имеет место в высококачественном звуковоспроизведении.

При выполнении условия $\omega_1 < \omega_3$, т.е. ширина рабочей полосы усилителя мощности A при разомкнутой цепи ОС меньше, чем у предварительного усилителя C , напряжения $V_1 \div V_4$ приобретают форму, изображенную на рис.4 для скачка напряжения на входе предусилителя

$$V_1 = v_1/s. \quad (3)$$

Напряжение на входе усилителя мощности V_2 имеет время нарастания, определяемое предусилителем. Тем не менее, в напряжении V_3 , действующем на выходе сумматора, присутствует выброс, вызванный стремлением обратной связи компенсировать малое быстродействие усилителя мощности A , определяемое ω_1 . Этот выброс по факту уменьшает время нарастания в малосигнальной области усилителя с обратной связью.

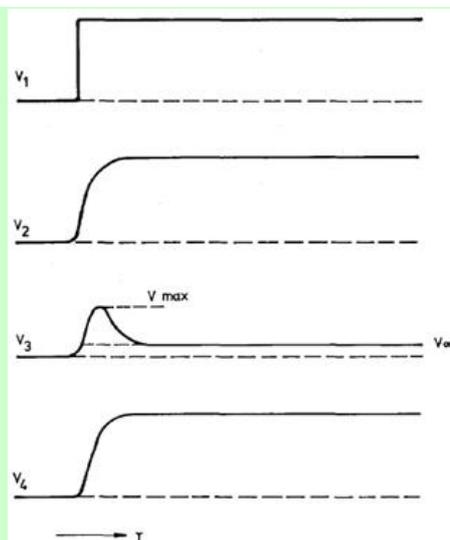


Рис.4. Отклик схемы на рис.1 на воздействие скачка напряжения на входе.

Определение динамических интермодуляционных искажений

Выброс в сигнале V_3 может в тысячи раз превосходить по амплитуде номинальный уровень входного сигнала. Он может в значительной степени превысить динамический диапазон усилителя и, следовательно, может привести к компрессии и клиппированию внутри усилителя, особенно в каскаде, предшествующем частотной компенсации. Во время такой перегрузки усиление других сигналов, присутствующих на входе уменьшается, вызывая мгновенный всплеск интермодуляционных искажений. Этот всплеск называется динамическими интермодуляционными искажениями, потому что приводит к влиянию одного сигнала на амплитуду другого (=интермодуляция), и зависит от временной и амплитудной характеристик входного сигнала сильнее, чем просто от амплитудной характеристики, как в случае простых интермодуляционных искажений.

Граничные условия

Мы обозначим следующие величины:

$$\gamma = \omega_1 / \omega_3 \quad (4a)$$

и:

$$\alpha = 1 + \beta A_0 \quad (4b)$$

Также мы введем два дополнительных нормализующих параметра:

$$\varepsilon = \omega_4 / \omega_5 \quad (4c)$$

обозначающий подъем усиления на высоких частотах, и:

$$T = \omega_3 t \quad (4d)$$

где t – реальное время, а T – нормализованное.

Для того, чтобы найти подходящую комбинацию $\alpha \cdot \gamma$ для реальных усилителей, мы можем оговорить, что минимальным требованием к любому высококачественному усилителю будет верхняя частота сопряжения при замкнутой цепи ОС ω_7 равная, скажем, 30 кГц. Максимальное значение этой частоты будет зависеть от качества компонентов и схемы, но уровень в 1 МГц, кажется, достичь очень трудно, хотя и возможно на практике. Эти граничные величины определяют частотную компенсацию, добавляемую в усилитель для обеспечения устойчивости.

Допуская что верхняя частота сопряжения предусилителя равна:

$$\omega_3 / 2 \pi = 30 \text{ кГц}$$

мы в явном виде получаем

$$1 \leq \alpha \gamma \leq 33,3 \quad (5)$$

На рис.5 изображены возможные значения γ как функции от величины обратной связи α . Последующий анализ выполнен при использовании значений $\alpha \cdot \gamma$, обозначенных окружностями.

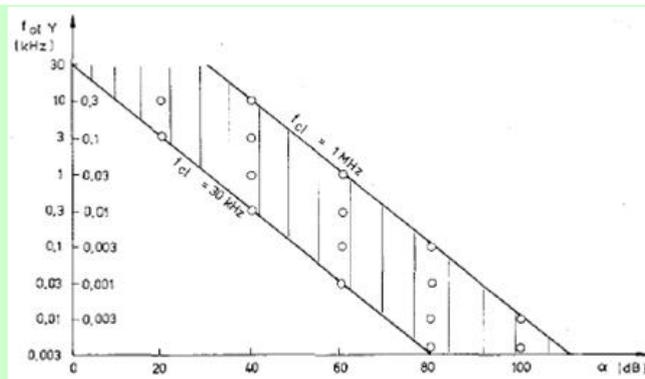


Рис.5. Возможные значения верхней частоты сопряжения при разомкнутой петле ОС f_{01} как функции от обратной связи α . Верхняя линия соответствует f_{01} , равной 1 МГц, нижняя линия соответствует частоте 30 кГц. В преобразовании этих характеристик относительно значения γ , для предусилителя верхняя сопрягающая частота выбрана равной 30 кГц. Окружностями обозначены пары значений $\alpha\gamma$, использованные при анализе.

Феномен выброса

Основываясь на предыдущих допущениях, возьмём усиление по напряжению предусилителя равным единице, и зададим $\omega_5 = \omega_3$, тогда напряжение после сумматора V_3 усилителя А становится:

$$V_3(s) = \frac{(s + \omega_1)\omega_3^2 V_1(s)}{[s + (1 + \beta A_0)\omega_1] (s + \omega_3)^2} \quad (6a)$$

для линейной частотной характеристики, и

$$V_3(s) = \frac{(s + \omega_1)\omega_3^2 (s + \omega_4)V_1(s)}{[s + (1 + \beta A_0)\omega_1] \omega_4 (s + \omega_3)^3} \quad (6b)$$

для случая усиления высоких частот.

Для случая скачка напряжения на входе (3), эти напряжения в нормализованном временном интервале

$$V_3(T) = \frac{v_1}{\alpha} = \left\{ 1 + \frac{(\alpha - 1) \exp(-\alpha\gamma T)}{(1 - \alpha\gamma)^2} + \left[\frac{(\gamma - 1)T}{1 - \alpha\gamma} - \frac{1 + \gamma(\alpha\gamma - 2)}{(1 - \alpha\gamma)^2} \right] \alpha \exp(-T) \right\} \quad (7a)$$

для линейной частотной характеристики, и

$$V_3(T) = \frac{v_1}{\alpha} \left\{ 1 - \exp(-T) + \frac{(\alpha - 1)(\epsilon - \alpha\gamma)}{\epsilon(1 - \alpha\gamma)^3} [\exp(-\alpha\gamma T) - \exp(-T)] + \left[\frac{(\gamma - 1)(\epsilon - 1)T^2}{2\epsilon(1 - \alpha\gamma)} - \frac{(\alpha\gamma - 1)(\gamma\epsilon - 1) - (\gamma - 1)(\epsilon - 1)}{\epsilon(1 - \alpha\gamma)^2} T \right] \alpha \exp(-T) \right\} \quad (7b)$$

для случая усиления частот. Обратите внимание, что эти уравнения отличаются от тех, что даны в предыдущей работе [1] из-за более реалистичной взятой частотной характеристики предварительного усилителя (рис.2).

Вычисление возможного уровня выброса несложно и приводится на рис.6. Здесь коэффициент максимального уровня выброса

$$V_{\max} \approx \max V_3(T) \quad (8a)$$

и уровень статичного сигнала

$$V_{\infty} = V_3(\infty) \quad (8b)$$

дан как функция относительного быстродействия усилителя с обратной связью α в качестве параметра. Сплошные линии между стрелок на рис.5 отображают возможные комбинации α и γ . Нижняя группа кривых применима для линейной частотной характеристики, верхняя группа применима для подъема усиления высоких частот с $\epsilon = 0,05$, соответствующему подъему на 12,5 дБ.

Рисунок 6 показывает, что для нашей идеализированной модели величина обратной связи более 40 дБ неизбежно ведет к довольно большим выбросам внутри усилителя. ОС величиной в пределах 60-80 дБ ведет к выбросам, которые могут превысить обычный динамический диапазон усилителей, если только не применены особые схемные решения и особо тщательная разводка.

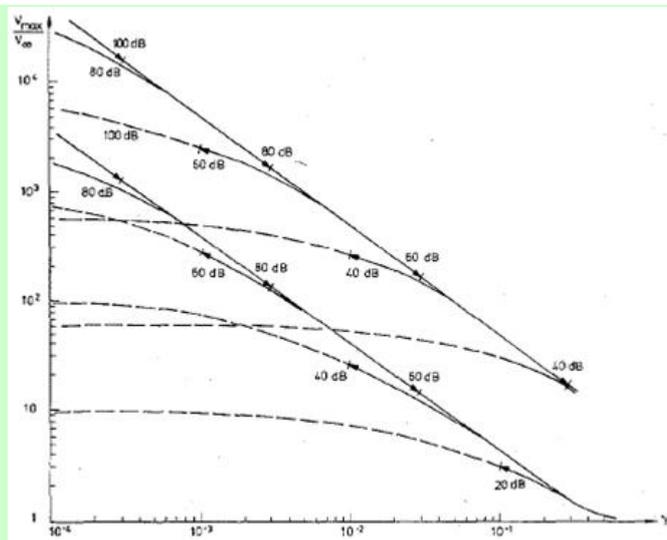


Рис.6. Максимальный уровень амплитуды V_{max} выброса $V_3(T)$ как функция от частотного отношения γ с глубиной обратной связи как параметром. Сплошные линии между стрелками отображают возможные комбинации α и γ , изображенные на рис.5. Нижняя группа кривых применима к линейной АЧХ, верхняя группа – для случая усиления верхних частот $\varepsilon = 0,05$, описывающего усиление примерно на 12,5 дБ.

Феномен клиппирования

Для анализа возникновения клиппирования входного напряжения представим усилитель А таким, как на рисунке 7. На нём усилители A_1 и A_2 обозначают предоконечный каскад вместе с входным и оконечный каскад соответственно, и в целях упрощения анализа допущено, что они не имеют полюсов и нулей на своих передаточных функциях. Сопрягающая частота при разомкнутой цепи ОС ω_1 задается пассивной RC-цепочкой между двумя усилителями, в которую выведена инерционность реального усилителя. Эти допущения задают частотную характеристику, аналогичную изображенной на рис.3. В реальных усилителях физическим аналогом такой RC-цепочки почти всегда являются цепи компенсации задержки. Напряжение $V_3(T)$ усиливается блоком A_1 перед интегрированием в RC-цепочке. Усиленный в блоке A_1 выброс в напряжении $V_3(T)$ становится дополнительной энергией, необходимой для ускорения заряда конденсатора С.

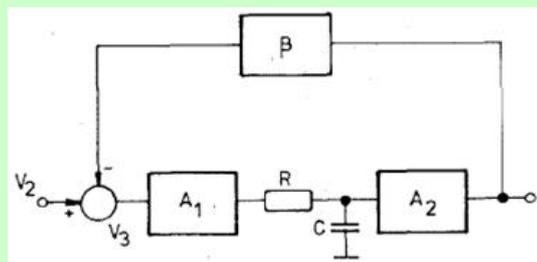


Рис.7. Структурная схема усилителя мощности. Инерционность, обычно цепи частотной компенсации, эмулируются компонентами R и C. Для облегчения анализа усиление блока A_2 взято равным единице.

Выброс в напряжении $V_3(T)$ будет ограничен на выходе блока A_1 , если амплитуда выброса превысит запас по перегрузке усилителя A_1 . A_1 содержит входной каскад усилителя, который, чаще всего, рассчитывается с максимально возможным соотношением сигнал-шум, и таким образом, не имеет достаточно широкого динамического диапазона. Измерение запаса по перегрузке относительно статичного уровня V_{∞} у нескольких промышленных усилителей [2] дало значение от 2 до 15.

Процесс клиппирования показан на рисунке 8, где, для упрощения, коэффициент усиления блока A_2 взят равным единице. Левая часть рисунка показывает случай отсутствия клиппирования. Если ограничение по напряжению возникает на уровне перегрузки V_{01} , как изображено в правой части рисунка, время отсечки T_{off} становится гораздо больше, чем можно было ожидать. Это происходит из-за отсутствия резкого всплеска, и время на заряд конденсатора С до амплитуды выходного напряжения V_4 увеличивается. По закону сохранения энергии заштрихованные области на обоих рисунках должны быть равны по площади, они отображают заряд виртуального конденсатора С.

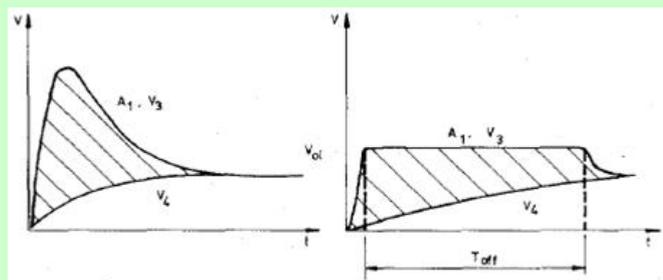


Рис.8. Механизм клиппирования. Заштрихованные области равны для обоих случаев, с ограничением при определенном уровне перегрузки V_{01} и без ограничения, так как отражают процесс заряда конденсатора С одинаковым количеством энергии.

Вычисление времени отсечки T_{off} может быть выполнено с помощью программы численного кусочного интегрирования, работающей по алгоритму, изображенному на рисунке 9. Напряжения (рис.1) определены следующими уравнениями:

$$V_3(T) = V_2(T) - \beta V_4(T - \tau) \quad (9)$$

$$V_4(T) = V_4(T - \tau) + [A_0 V_3(T) - V_4(T - \tau)][1 - \exp(-\tau/RC)] \quad (10)$$

τ является приращением времени в программе. Эти уравнения, для удобства, подразумевают коэффициенты усиления $A_1 = A_0$, $A_2 = 1$, как на рисунке 8. Тем не менее, результаты не зависят от расположения каскада, в котором возникло ограничение по напряжению, а также от распределения усиления между блоками A_1 и A_2 - важным параметром является нормализованный уровень перегрузки V_{01}/V_{∞} для клиппирующего каскада.

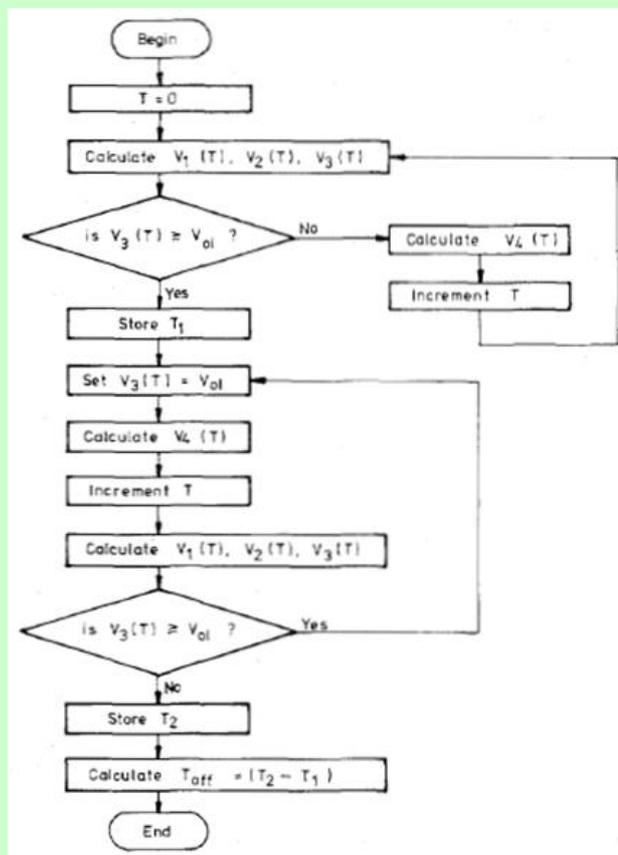


Рис.9. Алгоритм программы вычисления времени отсечки по формулам (9) и (10).

Рисунки 10-12 показывают вычисленное время отсечки как функцию от нормализованного уровня перегрузки V_{01}/V_{∞} . Кривые для линейной частотной характеристики (сплошные линии на рисунках 10-12) следуют простому правилу ограничения напряжения, показанному на рисунке 8. Результаты для случая подъема высоких частот отличаются, что показано на рисунке 13. Как видно из рисунка, в данном случае появляется выброс противоположной полярности в сигнале V_3 что приводит к двухстороннему ограничению при определенном уровне V_{01} . Это явление отражается пунктирными линиями на рис.10-12. Если время T_{off} мало, то появляется большое различие между случаями с линейной АЧХ, и АЧХ с подъемом высоких частот. Если время T_{off} достаточно большое, влияние подъема верхних частот исчезает прежде, чем усилитель выйдет из режима отсечки. Это объясняет, почему кривые для разных частотных характеристик объединяются в верхней части кривых.

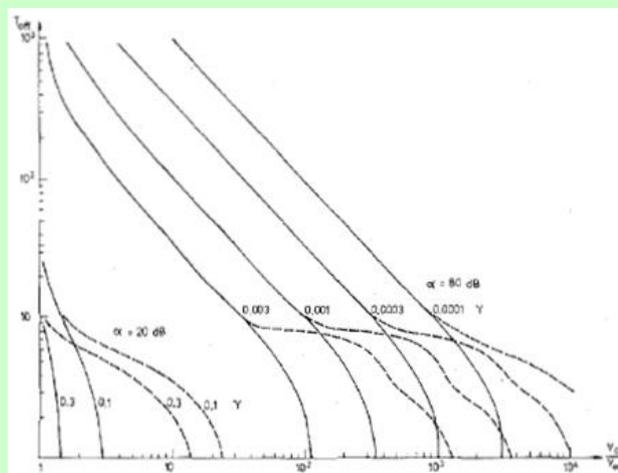


Рис.10. Длительность времени ограничения T_{off} как функция от нормализованного уровня перегрузки V_{01}/V_{∞} при глубине обратной связи от 20 до 80 дБ. Сплошные линии отображают линейную частотную характеристику, штриховые - подъем верхних частот с $\epsilon = 0,05$.

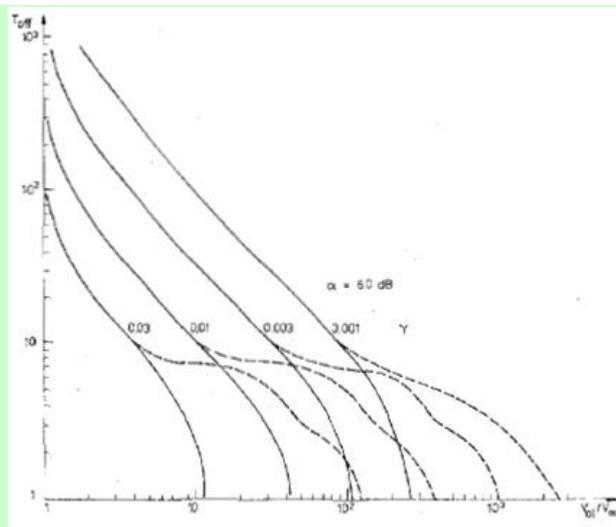


Рис.11. Кривые, эквивалентные рис.10; глубина ОС 60 дБ.

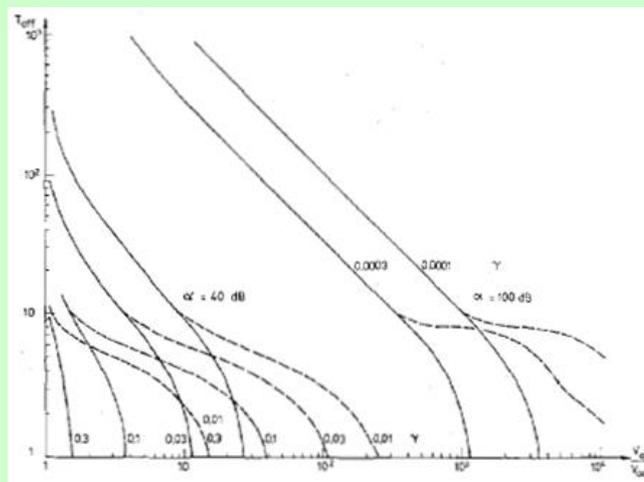


Рис.12. Кривые, эквивалентные рис.10; глубина обратной связи 40 и 100 дБ.

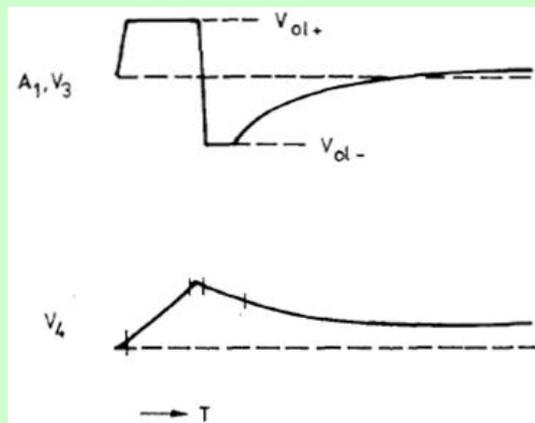


Рис.13. Явление ограничения для случая подъема верхних частот. При определенном уровне сигнала и/или запасе по перегрузке возникает двухстороннее ограничение. Это объясняет неровную форму штриховых линий на рис.10-12 для глубины ОС от 60 до 100 дБ. Места отсечки помечены линиями на кривой $V_4(t)$.

Нормализованный уровень перегрузки V_{01}/V_{∞} может быть измерен в реальном усилителе для нахождения каскада, в котором происходит ограничение, и определит тип ограничения [2]. Используя прямоугольный сигнал с малой амплитудой в качестве входного сигнала, соотношение выброс-статичный сигнал V_{max}/V_{∞} измеряется на выходе клиппирующего каскада, а уровень входного сигнала необходимо медленно увеличивать, пока это отношение не начнет уменьшаться, что будет означать начало компрессии. Достигнутая амплитуда является напряжением перегрузки V_{01} . Продолжая увеличивать уровень входного сигнала нужно добиться максимального размаха выходного напряжения. Напряжение среза прямоугольной волны, измеренное на выходе клиппирующего каскада, является уровнем статического сигнала V_{∞} при полном выходном напряжении. Важно отметить, что для большинства усилителей напряжения V_{01} и V_{∞} различны для отрицательных и положительных сигналов. По результатам этого измерения может быть высчитан нормализованный уровень перегрузки V_{01}/V_{∞} . Измерив значения глубины обратной связи α и отношение частот сопряжения γ , и используя рис.10-12 можно найти время отсечки при полном напряжении. Для меньших входных уровней напряжение статического сигнала V_{∞} пропорционально уменьшается и время T_{off} смещается по кривой вправо.

В порядке применения кривых на рис.10-12 к разработке реального усилителя необходимо денормализовать время T . В большинстве случаев достаточно принять $\omega_3/2\pi$ равной 30 кГц, как реальную верхнюю частоту пропускания источника сигнала и предварительного усилителя. В этом случае нормализованное значение времени T должно быть умножено приблизительно на 5 мксек для получения реального значения времени отсечки.

Для примера рассмотрим 100 Вт усилитель, имеющий ширину полосы при замкнутой цепи ОС 100 кГц в малосигнальной области, предусилитель с шириной полосы 30 кГц, глубина обратной связи 80 дБ, предоконечный каскад имеет нормализованный уровень перегрузки равный 100. γ здесь равно $3 \cdot 10^{-4}$. Время отсечки для различных уровней мощности сведено в табл.1. Как можно увидеть, отсечка присутствует на удивительно низких уровнях мощности, всё же оставаясь довольно короткой.

Вычисление времени отсечки для рассматриваемого 100 Вт усилителя

Мощность	t_{off} . (мксек) для линейной АЧХ	t_{off} . (мксек) для случая усиления ВЧ
100 (Вт)	160	160
10	48	48
1	0,1	36
100 (мВт)	0	20
10	0	0,1

Было предложено много методов прямого измерения ТИМ. Они основываются на измерении интермодуляционного спектра между низкочастотной прямоугольной волной и высокочастотной синусоидальной волной.

Точность анализа

Результаты анализа были подвергнуты интенсивной проверке [9].

Цифровая проверка значений уровня выброса была выполнена вычислением различных потенциалов цепи при воздействии на неё скачка напряжения с помощью компьютерной программы ANP 3. Результаты согласуются с вычислениями по формуле (7) с точностью до 1 процента.

Цифровая проверка времени отсечки была выполнена с помощью программы числовой симуляции, специально разработанной для таких целей [9]. Расхождение между результатами симуляции и результатами данной работы также не превысило одного процента. Такое малое расхождение вызвано кусочной природой программы.

Аналоговая симуляция была выполнена на специально разработанном симуляторе [9]. Уровни выброса были проверены при глубине ОС до 60 дБ, время отсечки проверялось в диапазоне от 0,6 до 400 Т. Предполагаемая точность симулятора была в пределах 3 процентов, расхождение между вычисленными результатами и симуляцией составило около 5 процентов. Главным источником ошибок при аналоговой симуляции было малое отношение сигнал/шум, вызванное необходимостью получить большой динамический диапазон для выбросов.

Результаты показывают, что вычисления были корректными, и физическая природа явления была интерпретирована верно.

ТИМ, скорость нарастания выходного напряжения и мощностная полоса пропускания

Скорость нарастания выходного напряжения, мощностная полоса пропускания и ТИМ характеризуют в той, или иной степени высокочастотные способности усилителя, и желательно иметь возможность одну характеристику выводить из остальных. В некоторых случаях такое возможно сделать, но в общем случае невозможно дать обобщения, ввиду слишком разной природы этих характеристик.

Скорость нарастания выходного напряжения определяется как максимум функции dV/dt на выходе усилителя для очень большого входного сигнала. При данных условиях усилитель работает в режиме перегрузки по крутизне и приобретает очень высокую нелинейность. Распространенной практикой является увеличение скорости нарастания при разработке усилителя для достижения мягкого ограничения передаточной характеристики. Усилитель становится чрезмерно нелинейным задолго до достижения скорости нарастания. Так как ТИМ появляются уже когда выброс компрессируется, несомненно усилители могут иметь тенденцию создавать ТИМ на фронтах сигнала задолго до достижения скорости нарастания [10]. Следовательно, ТИМ могут быть предсказаны из скорости нарастания только в таких усилителях, в которых предоконечные каскады имеют жесткое ограничение. В экспериментах автора ТИМ у некоторых усилителей могли появляться при достижении менее одной десятой от скорости нарастания.

Мощностная полоса пропускания определяется при заданном КНИ, обычно не более 1 процента. ТИМ могут быть предсказаны из мощностной полосы пропускания при условии, что применена неглубокая ОС, скажем 20-30 дБ. Если, тем не менее, применена более глубокая ОС, то предположения о величине ТИМ становятся абсурдными, так как ограничение по напряжению на высоких частотах при переходных процессах возникают при КНИ, намного меньше одного процента. При испытании автором усилителя с глубиной ОС, равной 60 дБ и мощностную полосу пропускания в 50 кГц, ТИМ возникали при входном сигнале, имеющем верхнюю сопрягающую частоту 20 кГц.

Как можно увидеть, взаимосвязь этих трех характеристик зависит от принципов разработки, заложенных в усилитель. Низкий показатель скорости нарастания или узкая мощностная полоса пропускания могут сигнализировать о наличии ТИМ, однако обратное еще не является свидетельством их отсутствия. Соответственно, высокая скорость нарастания и широкая мощностная полоса пропускания не означают автоматического снижения уровня ТИМ. При нереально низком уровне КНИ, который может свидетельствовать о возможном применении глубокой ОС, и следовательно, жесткой частотной компенсации, также можно подозревать наличие ТИМ в усилителе [10].

Выводы

Был рассмотрен основной механизм динамических интермодуляционных искажений. Были показаны следующие ключевые моменты.

1. Применение глубокой ОС, скажем 60 дБ, может вызвать большие выбросы сигнала в каскадах усилителя, обусловленных применением жесткой частотной компенсации. В зависимости от конструкции усилителя, эти выбросы могут в несколько тысяч раз превышать номинальный уровень сигнала, хотя входной сигнал при этом находится в диапазоне звуковых частот.
2. Так как предоконечные каскады обычно имеют меньший запас по перегрузке, чем необходимо для прохождения выброса, наиболее вероятно возникновение клиппирования в каскаде, предшествующем инерционности усилителя. Время отсечки увеличивается по закону сохранения энергии.
3. Если существует подъем верхних частот, время отсечки увеличивается приблизительно на порядок амплитуды. Это также может привести к двухстороннему ограничению.
4. ТИМ взаимосвязаны со скоростью нарастания выходного напряжения и мощностной полосой пропускания, но прогнозировать одну величину по другим возможно только в случае, если применяется малая глубина ОС и предоконечные каскады имеют передаточную характеристику с жестким ограничением.

Благодарности

Авторы хотят выразить искреннюю благодарность всем друзьям и коллегам, которые в бесчисленных обсуждениях и спорах помог выделить основные принципы, описанные в этой работе, и кто присоединил свой опыт в разработке усилителей к ним. Авторы особо благодарны доктору Р. Смоллу за его конструктивную экспертную критику.

Список литературы:

- [1] M. Otala, "Transient distortion in transistorized audio power amplifiers", IEEE Trans. Audio Electroacoust., vol. AU-18, pp. 234-239, Sept. 1970.
- [2] M. Otala and R. Ensomaa, "Transient intermodulation distortion in commercial audio amplifiers", J. Audio Eng. Soc., vol. 22, no. 4, pp. 244-246, 1974.
- [3] H. Lewitt et al., "Perception of slope-overload distortion in delta-modulated speech signals", IEEE Trans. Audio Electroacoust., vol. AU-18, pp. 240-247, Sept. 1970.
- [4] M. Otala, "Circuit design modifications for minimizing transient intermodulation distortion in audio amplifiers", J. Audio Eng. Soc., vol. 20, no. 6, pp. 396-399, 1972.
- [5] J. Lohstroh and M. Otala, "An audio amplifier for ultimate quality requirements", IEEE Trans. Audio Electroacoust., vol. AU-21, no. 6, pp. 545-551, Dec. 1973.
- [6] J. Linsley Hood, "The straight wire with gain?" Studio Sound, pp. 22-27, Apr. 1975.
- [7] W. M. Leach, "Transient IM distortion in power amplifiers", Audio, pp. 34-42, Feb. 1975.
- [8] J. L. Stuart, "An approach to audio amplifier design", Wireless World, Part 1, pp. 387-391, Aug. 1973; Part2, pp. 439-446, Sept. 1973; Part 3, pp. 491-494, Oct. 1973.
- [9] E. Leinonen, "Digital and analogue simulation of the transient intermodulation distortion", Electron. Lab., Tech. Res. Centre Finland, Oulu, Finland, publication S-16/1976, p. 14.
- [10] E. Leinonen, M. Otala, and J. Cure, "Method for measuring transient intermodulation distortion", preprint 1185, presented at the 55th Conv. AES, NY, 1976; J. Audio Eng. Soc., to be published.

Перевод выполнил Зверев В.В.

