

М. Отала (M. Otala)

Переходные искажения в транзисторных аудиоусилителях мощности

IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics (том AU-18, №3, 1970 г.)
Факультет электротехники, Ун-т Оулу, Финляндия¹

Аннотация

Статья обсуждает механизм нового типа искажений, обнаруженный в транзисторных аудиоусилителях мощности. Показано, что эти искажения возникают из-за многокаскадной петли обратной связи, присутствующей в большинстве высококачественных усилителей, в условиях, когда переходной отклик усилителя мощности с разомкнутой петлей [обратной связи] медленнее переходного отклика предусилителя. Результаты анализа проверены измерениями на усилителе мощности. Получено несколько правил для разработчиков для исключения этих искажений.

Введение

Обычный транзисторный аудио-усилитель состоит из предусилителя и усилителя мощности. Типичный предусилитель имеет до восьми каскадов с местной обратной связью. Усилитель мощности обычно имеет три-четыре каскада, охваченных общей петлей обратной связи. Обычно усилитель мощности определяет полосу частот и искажения всего усилителя.

Для стационарных сигналов гармонические искажения усилителя мощности уменьшаются пропорционально глубине обратной связи при условии, что передаточная функция усилителя монотонно непрерывна и усиление всегда выше нуля. (Это, конечно, не выполняется при перегрузке и искажениях типа «ступенька».) При этих условиях интермодуляционные искажения снижаются похожим образом. Частотный отклик тоже улучшается пропорционально [глубине] обратной связи.

Может показаться, что обратная связь очень полезна для усилителя мощности. Однако цель настоящей статьи состоит в том, чтобы показать, что используемый частотный отклик усилителя не обязательно улучшается с введением обратной связи и что обратная связь при определенных обстоятельствах вызывает серьезные переходные искажения, похожие на интермодуляционные.

Эти факты известны разработчикам усилителей и обсуждались на феноменологическом уровне (см., напр., [1]). Однако они не получили количественного рассмотрения, за исключением некоторых специальных случаев [2,3].

Переходные сигналы в усилителях

Звук в целом и музыка в особенности состоят, в основном, из неожиданных изменений. Участок с резким нарастанием этих нестационарных (переходных) сигналов можно приблизительно описывать как единичную ступеньку при условии что передаточные функции микрофона и усилителя рассматриваются отдельно. Можно поэтому разделить усилитель, как на рис. 1. *A* – это предусилитель с микрофоном, *C* – усилитель мощности, *B* – петля обратной связи, охватывающая его.

¹ Перевод С. В. Гапоненко (audio-hobby@tut.by)

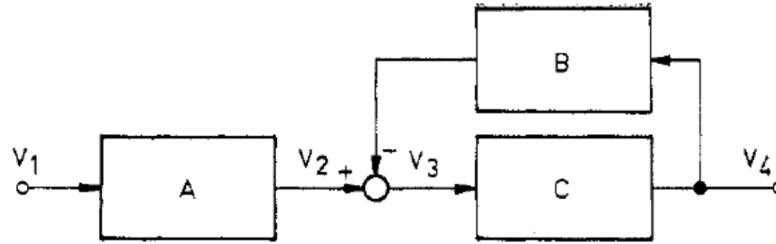


Рис. 1. Рассматриваемая схема. *A* – предусилитель с микрофоном, *C* – усилитель мощности, *B* – петля обратной связи.

Если к усилителю мощности применяется резистивная обратная связь, критерии устойчивости требуют, чтобы его передаточная функция содержала не более двух полюсов и один ноль в рабочей полосе частот. Поэтому передаточная функция без обратной связи может быть представлена в следующем виде:

$$F_c(s) = A_0 \frac{s\omega_1}{(s + \omega_0)(s + \omega_1)} \quad (1)$$

где A_0 – усиление в центре полосы без обратной связи, ω_1 и ω_0 – верхняя и нижняя круговые частоты среза, соответственно.

Передаточные функции источника сигнала и предусилителя могут быть любыми. Однако обычно полагают, что имеется несколько полюсов и нулей. Здесь мы рассмотрим два специальных случая.

Случай а). Передаточная функция плоская в середине полосы и имеет спад 12 дБ на октаву на обоих краях. Эта характеристика показана на рис. 2 кривой *a*.

Случай б). Передаточная функция на низких частотах похожа на случай *a*, а на высоких частотах имеется подъем на +6 дБ, начиная с частоты ω_4 , показано кривой *b* на рис. 2.

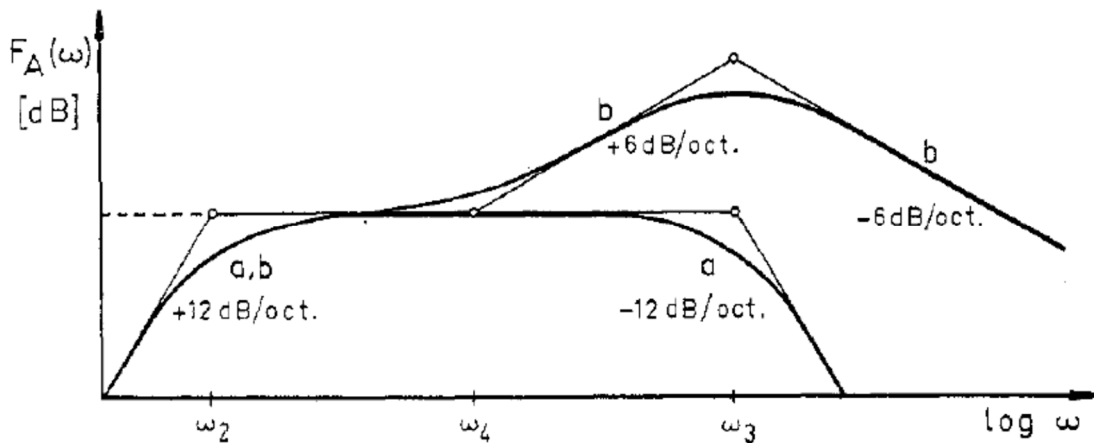


Рис. 2. Частотный отклик предусилителя, использованный в анализе.

Эти случаи, конечно, условны, но предполагается, что они репрезентативны: первый соответствует гладкой АЧХ, а второй – подъему высоких частот регулятором тембра.

Тогда для случая *a* имеем передаточную функцию в виде:

$$F_A(s) = \frac{s^2 \omega_3^2}{(s + \omega_2)^2 (s + \omega_3)^2} \quad (2)$$

а для случая b – в виде:

$$F_A(s) = \frac{s^2 \omega_3^2 (s + \omega_4)}{(s + \omega_2)^2 (s + \omega_3)^2 \omega_4} \quad (3)$$

где ω_2 и ω_3 – частоты среза, а ω_4 – частота настройки регулятора тембра.

Полагая, что входной сигнал имеет вид ступеньки

$$V_1(s) = \frac{v_p}{s}$$

а тракт обратной связи B резистивный, выходное напряжение как функция частоты для случая a

$$V_4(s) = \frac{A_0 s^2 \omega_1 \omega_3^2 v_p}{[(s + \omega_0)(s + \omega_1) + \beta A_0 s \omega_1] (s + \omega_2)^2 (s + \omega_3)^2} \quad (4)$$

а для случая b

$$V_4(s) = \frac{A_0 s^2 \omega_1 \omega_3^2 (s + \omega_4) v_p}{[(s + \omega_0)(s + \omega_1) + \beta A_0 s \omega_1] \omega_4 (s + \omega_2)^2 (s + \omega_3)^2} \quad (5)$$

где β – коэффициент усиления тракта обратной связи.

С этими же предположениями сигнал на входе в цепи обратной связи для случая a

$$V_3(s) = \frac{(s + \omega_0)(s + \omega_1) s \omega_3^2 v_p}{[(s + \omega_0)(s + \omega_1) + \beta A_0 s \omega_1] (s + \omega_2)^2 (s + \omega_3)^2} \quad (6)$$

а для случая b

$$V_3(s) = \frac{(s + \omega_0)(s + \omega_1) s \omega_3^2 (s + \omega_4) v_p}{[(s + \omega_0)(s + \omega_1) + \beta A_0 s \omega_1] \omega_4 (s + \omega_2)^2 (s + \omega_3)^2} \quad (7)$$

В хороших усилителях обычно выполняются условия

$$\omega_0 \ll \omega_1 \quad \omega_2 \ll \omega_3.$$

Преобразуя (4)-(7) и вводя нормированные переменные

$$1 + \beta A_0 = \alpha, \omega_1 / \omega_3 = \gamma, \omega_4 / \omega_3 = \epsilon, \text{ and } \omega_3 t = T,$$

можем получить обратное преобразование во временной области для случая a

$$v_4(T) = \frac{A_0 v_p}{\alpha} \left\{ 1 - \frac{e^{-\alpha \gamma T}}{(1 - \alpha \gamma)^2} + \left[\frac{\gamma T}{1 - \alpha \gamma} - \frac{\gamma(\alpha \gamma - 2)}{(1 - \alpha \gamma)^2} \right] \alpha e^{-T} \right\} \quad (8),$$

$$v_3(T) = \frac{v_p}{\alpha} \left\{ 1 - \frac{(\alpha - 1)e^{-\alpha \gamma T}}{(1 - \alpha \gamma)^2} + \left[\frac{(\gamma - 1)T}{1 - \alpha \gamma} - \frac{1 + \gamma(\alpha \gamma - 2)}{(1 - \alpha \gamma)^2} \right] \alpha e^{-T} \right\} \quad (9),$$

и для случая b

$$v_4(T) = \frac{A_0 v_p}{\alpha} \left\{ 1 + \frac{\alpha \gamma - \epsilon}{\epsilon(1 - \alpha \gamma)^2} e^{-\alpha \gamma T} + \left[\frac{\gamma(\epsilon - 1)T}{\epsilon(1 - \alpha \gamma)} - \frac{\gamma(1 - 2\epsilon + \epsilon \alpha \gamma)}{\epsilon(1 - \alpha \gamma)^2} \right] \alpha e^{-T} \right\} \quad (10),$$

$$v_3(T) = \frac{v_p}{\alpha} \left\{ 1 + \frac{(\alpha - 1)(\epsilon - \alpha\gamma)}{\epsilon(1 - \alpha\gamma)^2} e^{-\alpha\gamma T} + \left[\frac{(\gamma - 1)(\epsilon - 1)T}{\epsilon(1 - \alpha\gamma)} - \frac{(\alpha\gamma - 1)(\gamma\epsilon - 1) - (\gamma - 1)(\epsilon - 1)}{\epsilon(1 - \alpha\gamma)^2} \right] \alpha e^{-T} \right\} \quad (11).$$

Результаты расчетов по этим уравнениям показаны на рис. 3-8. Очень хорошо видно, что сигнал обратной связи v_3 содержит выброс для обоих случаев передаточной функции предусилителя. В случае *b* это напряжение имеет еще и отрицательный выброс.

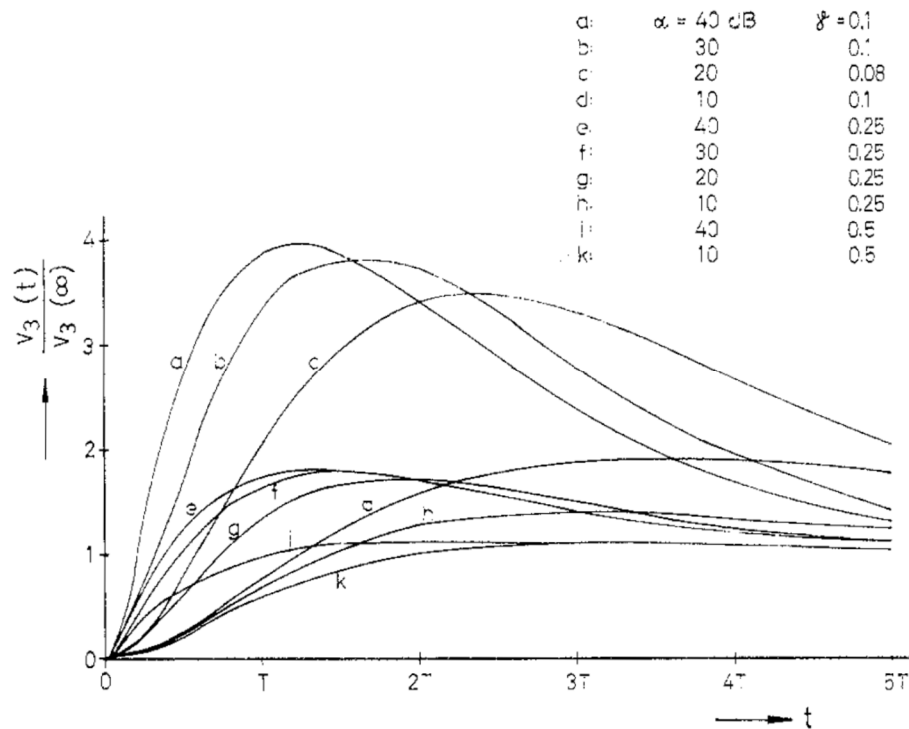


Рис. 3. Нормированное входное напряжение v_3 как функция нормированного времени для различных параметров. Случай *a*.

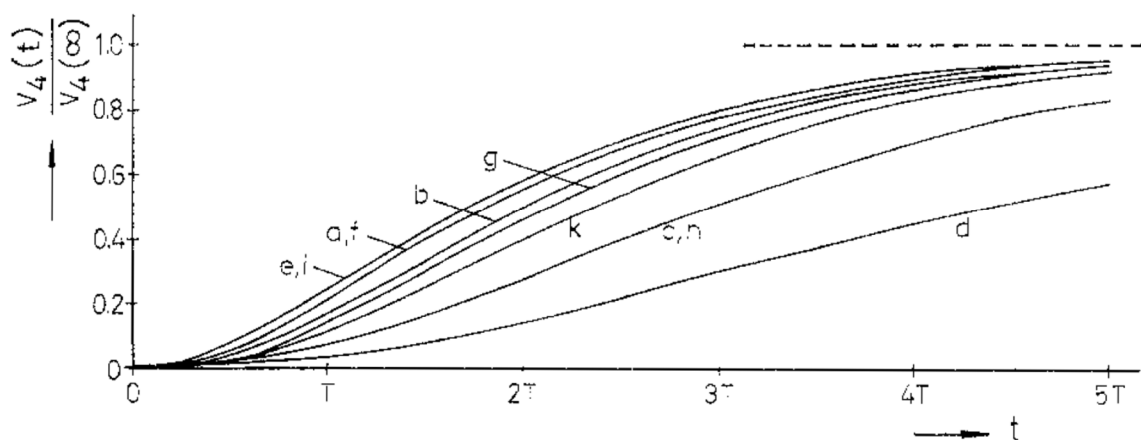


Рис. 4. Нормированное выходное напряжение v_4 как функция нормированного времени для различных параметров. Случай *a*.

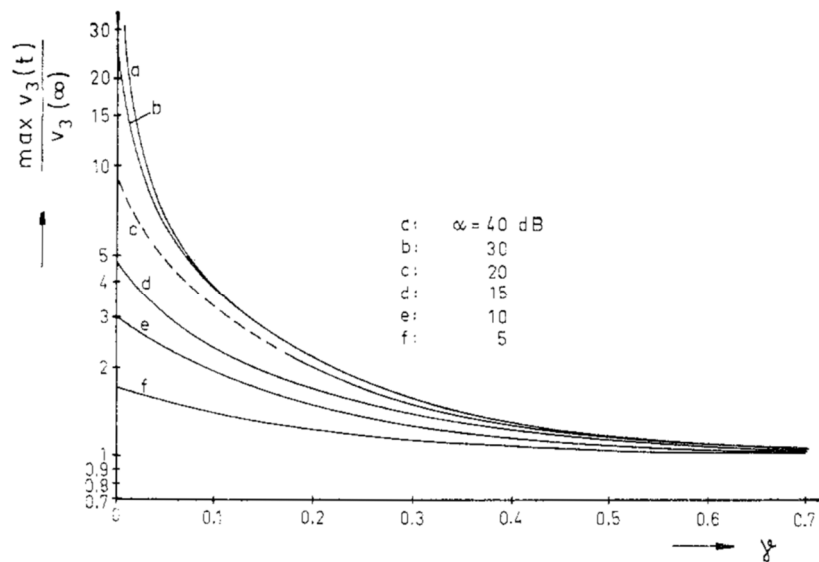


Рис. 5. Максимальное значение $v_3(t)$, деленное на конечное значение как функция относительной частоты среза γ . Случай *a*.

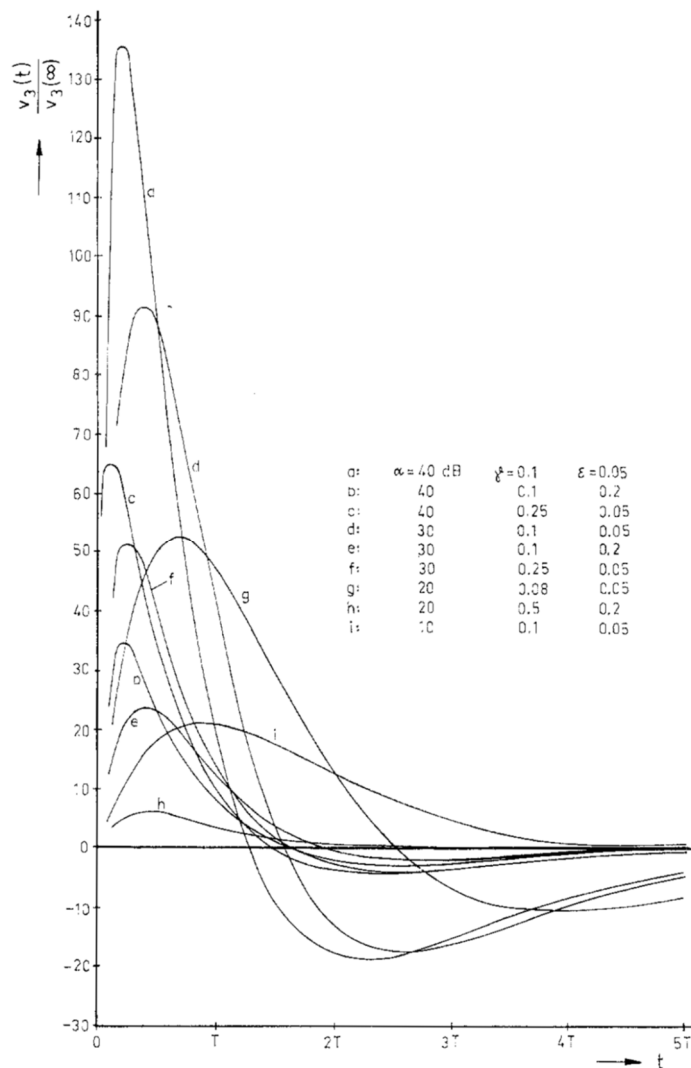


Рис. 6. Нормированное входное напряжение v_3 как функция нормированного времени для различных параметров. Случай *b*.

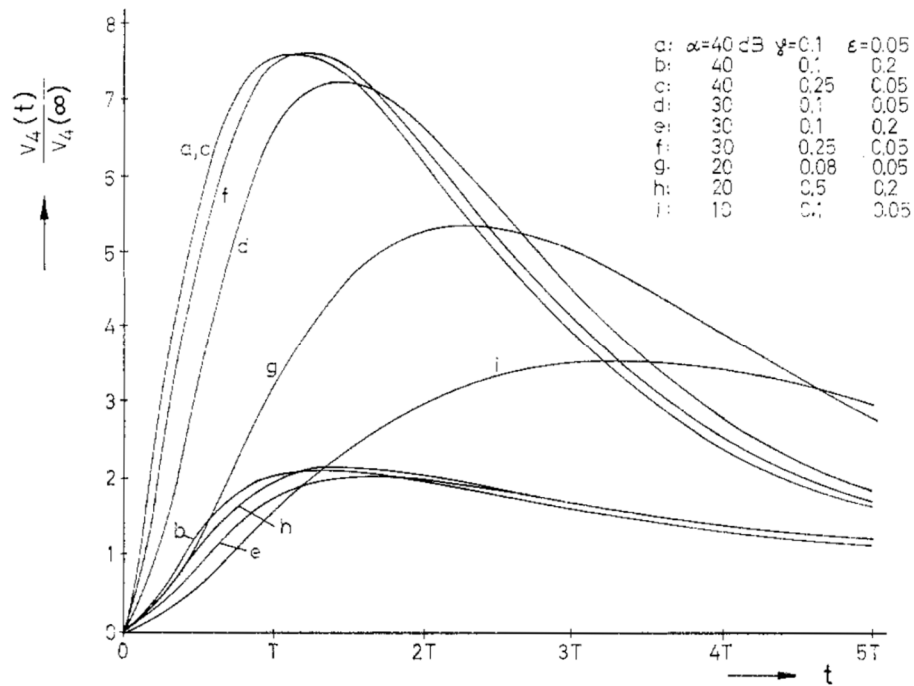


Рис. 7. Нормированное выходное напряжение v_4 как функция нормированного времени для различных параметров. Случай *b*.

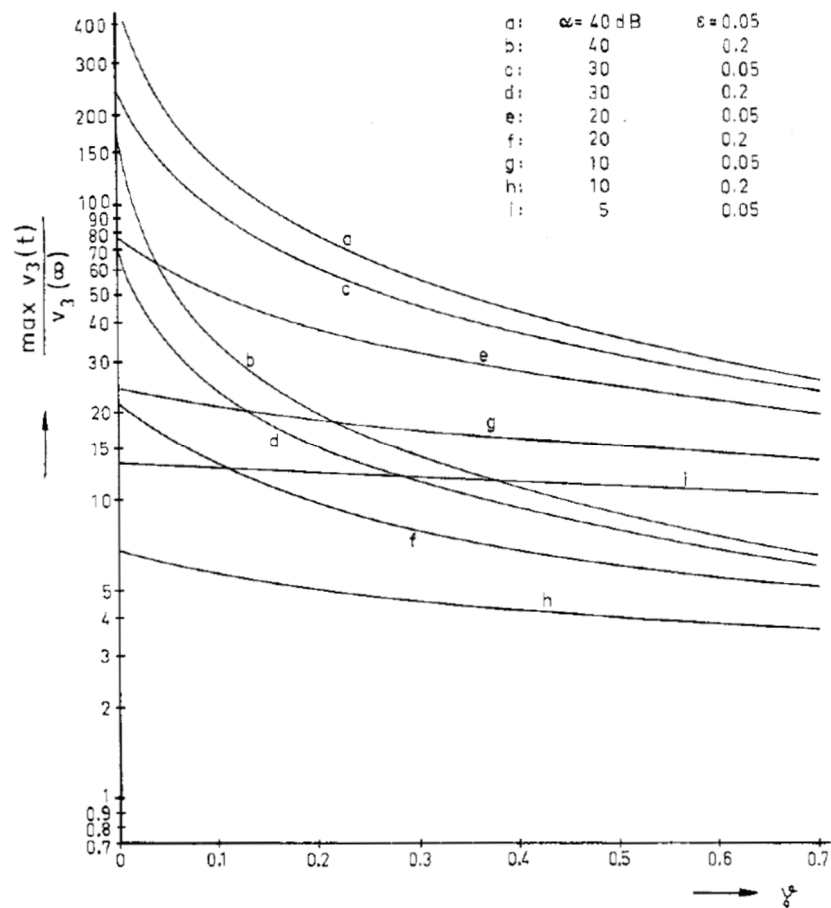


Рис. 8. Максимальное значение $v_3(t)$, деленное на конечное значение как функция относительной частоты среза γ . Случай *b*.

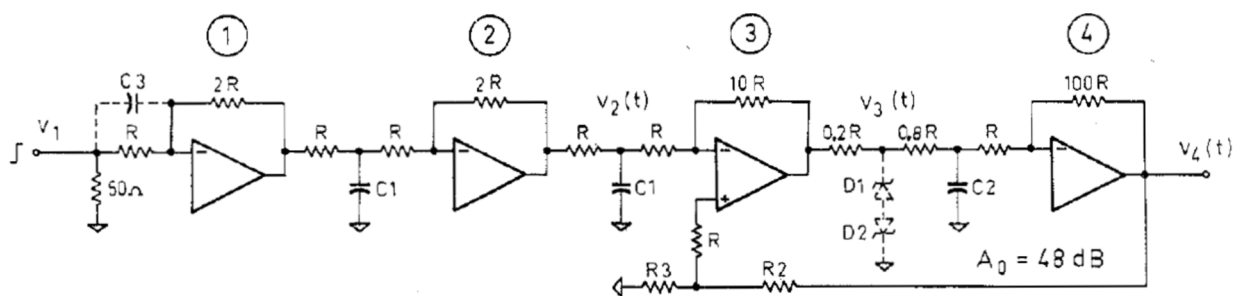


Рис. 9. Симуляция аудиоусилителя. ОУ 1 и 2 соответствуют предусилителю, а 3 и 4 – усилителю мощности.

Экспериментальные результаты

Для проверки рассчитанных величин, был построен модельный усилитель по схеме рис. 9. ОУ 2 и 3 образуют предусилитель, а 3 и 4 – усилитель мощности. Усилитель мощности имеет с разомкнутой петлей усиление 48 дБ, необходимую относительную верхнюю частоту γ можно устанавливать конденсаторами C_1 и C_2 . Глубина обратной связи изменяется подбором резисторов R_2 и R_3 . Подъем на ВЧ осуществляется конденсатором C_3 . Измеренные кривые удовлетворительно соответствуют рассчитанным, при этом выбросы очень отчетливы. Фотографии кривых, измеренных для различных наборов параметров, показаны на рис. 10-15. Обратите внимание, что полярность напряжения v_3 на этих рисунках изменена на противоположную, чтобы сделать возможным сравнение.

Переходные искажения

Как видно из рассчитанных и измеренных графиков, если отношение частот среза с разомкнутой петлей $\gamma < 1$, появляется выброс. Это случай, с которым мы сталкиваемся в большинстве высококачественных усилителей. Обычно современные мощные транзисторы для аудио, которые сегодня используются в транзисторных высококачественных усилителях, имеют $f_T = 0,5 \dots 2$ МГц. Поскольку они обычно работают в варианте с общим эмиттером, частотный отклик усилителя определяется частотой среза f_b усиления транзистора по току. Хотя она обычно не указывается, она находится в диапазоне 10...25 кГц, очень редко достигает 50 кГц. Поэтому типичная частота среза усилителей составляет от 8 до 30 кГц, хотя без специальных усилий измерить ее трудно. Частота среза источников сигнала и предусилителей обычно выше - от 20 до 100 кГц. Типичное значение γ поэтому обычно составляет от 0,1 до 1. Для этих значений выбросы могут иметь величину от нуля до 100-кратного превышения номинального входного напряжения обратной связи.

Большинство современных транзисторных высококачественных усилителей построены по симметричному комплементарному принципу без применения трансформатора. Этот тип усилителей, хоть и прост в принципе, имеет несколько механизмов искажений. Минимизация искажений требует аккуратного конструирования. С точки зрения переходных искажений усилитель такого типа уязвим, потому что верхняя частота среза определяется частотой среза мощных транзисторов, усиливающих ток, или цепью компенсации запаздывания в коллекторе транзистора драйверного каскада. В обоих случаях перегрузка для стационарного сигнала обычно достигается в один и тот же момент времени и в мощных транзисторах, и в драйверном каскаде. С переходным сигналом, описанным выше, драйверный транзистор достигает перегрузки сначала из-за выброса v_3 . Это приводит к обрезанию вершины (клиппингу) выброса, и в дальнейшем будем это называть *переходными искажениями*. В модельном усилителе на рис. 9 клиппинг обеспечивается стабилитронами D_1 и D_2 .

<p>Рис.10. Измеренные напряжения усилителя с 30 дБ обратной связи и отношением частоты среза $\gamma = 0,13$ для случая <i>a</i>. Все напряжения нормированы так, чтобы разница между начальным и конечным значением была равно одному делению. На горизонтальной шкале одно деление равно $1,5T$.</p>	<p>Рис. 12. Измеренные напряжения усилителя с 30 дБ обратной связи и отношением частоты среза $\gamma = 0,13$ для случая <i>b</i>. $\varepsilon=0,05$. Вертикальные шкалы: разница между начальными и конечными v_1 - одно деление, v_2 - 0,2 дел., v_3 - 0,03 дел., v_4 - 0,25 дел. Горизонтальная шкала: 1 дел. - $0,3T$.</p>	<p>Рис. 14. Напряжения, как на рис. 11 с ограничением с помощью стабилитронов D1 и D2 по уровню $3v_4$. Шкалы как на рис.11, за исключением v_3 - 0,5 дел.</p>
<p>Рис. 11. Измеренные напряжения усилителя с 30 дБ обратной связи и отношением частоты среза $\gamma = 0,5$ для случая <i>b</i>. $\varepsilon=0,05$. Вертикальные шкалы: разница между начальными и конечными v_1 - одно деление, v_2 - 0,2 дел., v_3 - 0,2 дел., v_4 - 0,4 дел. Горизонтальная шкала: 1 дел. - $0,3T$.</p>	<p>Рис. 13. Напряжения, как на рис. 10 с ограничением с помощью стабилитронов D1 и D2 по уровню $1,3v_4$.</p>	<p>Рис.15. Интермодуляционные искажения, вызванные переходным сигналом. На входе в усилитель - синусоида плюс ступенька. Из-за клиппинга ступеньки синусоида обрезается по уровню v_3 и v_4. Это эквивалентно мгновенному значению интермодуляционных искажений 100%. Параметры и вертикальные шкалы - как на рис. 14. Горизонтальная шкала: 1 дел. равно $0,5T$. Синусоида имеет высокую частоту для ясности. Ее уровень был увеличен при фотографировании v_2 и v_4.</p>

Влияние переходных искажений

Если выброс обрезается по амплитуде («клиппируется»), усиление усилителя для всех присутствующих в это время сигналов равно нулю. Это вызывает мгновенные 100%-ные интермодуляционные искажения, как показано на рис. 13-15. Очевидно, что ощущение присутствия переходных искажений возникает из-за этой интермодуляции, поскольку увеличение времени нарастания из-за клиппинга вряд ли вызовет что либо иное, кроме небольшого изменения окраски нестационарного звука [звука в виде переходного процесса]. Похоже, что небольшие слуховые эксперименты подтверждают эту теорию.

Если для конкретного усилителя нужно избежать интермодуляции, входной сигнал нужно уменьшать, чтобы не было клиппинга. Поскольку выходная мощность пропорциональна квадрату входного напряжения, становится понятным, что неискаженная выходная мощность составит лишь некоторую долю от номинальной мощности усилителя.

Выброс сильно зависит от [глубины] обратной связи, когда $\gamma \ll 1$. Поэтому переходные искажения растут с ростом глубины обратной связи. Поскольку гармонические и интермодуляционные искажения снижаются с ростом глубины обратной связи, существует оптимум для глубины обратной связи, при котором субъективно ощущаемые искажения минимальны. Этот оптимум зависит от типа усиливаемого сигнала. Нужно также понимать, что обычные методы измерения искажений не выявляют переходные искажения.

Заключение

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы для случая большой глубины обратной связи и низкого значения отношения верхней частоты среза γ .

- 1) Для минимизации переходных искажений полезно, чтобы частотный спектр всего усилителя задавался предварительным усилителем.
- 2) В этом случае необходимая АЧХ предварительного усилителя определяется амплитудно-частотной характеристикой усилителя мощности *без обратной связи*. Тогда обратная связь в усилителе мощности не обязательно увеличивает полезную полосу пропускания всего усилителя.
- 3) Если высококачественное воспроизведение требует от усилителя верхней частоты среза 20 кГц, усилитель должен ее обеспечить *без обратной связи*.
- 4) В этом случае частота среза усилителя мощности *с обратной связью* должна быть как минимум равна 20 кГц, умноженному на усиление в петле обратной связи. (Например, 630 кГц для усилителя с обратной связью 30 дБ и 2 МГц для 40 дБ-ООС).
- 5) Существует оптимальная глубина обратной связи для усилителя. Любое отклонение от нее приведет к ощущению субъективных искажений.
- 6) Не рекомендуется использовать обычный прием компенсации запаздывания для получения устойчивости усилителя с обратной связью. Уменьшение верхней частоты среза усилителя мощности приведет к росту переходных искажений.

Эти выводы справедливы в пределах справедливости сделанных при анализе допущений. Они хорошо работают для симметричных комплементарных транзисторных аудиоусилителей мощности, особенно в случае применения «медленных» мощных транзисторов. Переходные искажения можно уменьшить, применяя радиочастотные мощные транзисторы, местную обратную связь в мощных транзисторах (не шунтировать эмиттерные резисторы), низкое сопротивление импеданса, «видимое» базами выходных транзисторов, и правильно выбирая глубину обратной связи.

Благодарности:

Автор признателен В.Р.Хаттунену за критический анализ рукописи и стимулирующие дискуссии во время этого исследования, а также П.Карьялайнену за помощь в расчетах.

- [1] T. M. Köykkä, "Katkoäänien rikkoutuminen äänentoistossa" (in Finnish), *ERT*, vol. 22, no. 1, pp. 27–32, 1969.
- [2] D. G. Daugherty and R. A. Greiner, "Some design objectives for audio power amplifiers," *IEEE Trans. Audio Electroacoust.*, vol. AU-14, pp. 43–48, March 1966.
- [3] M. Ojala, "Transistoroitujen pientaajuuspäättevahvistinten transienttisärö" (in Finnish), *Sähkö*, vol. 43, no. 1, pp. 7–11, 1970.



Матти Отала родился в Оулу, Финляндия 26 декабря 1931 г. Он получил высшее образование в техническом ун-те Хельсинки, Финляндия, в 1963 и 1967 г. Он получил степень д-ра техн. наук в ун-те Оулу, Финляндия в 1969 г.

В период 1962-1966 он работал в Оу Helvar, Хельсинки, разрабатывая оборудование для стереофонического вещания, а позднее в качестве технического менеджера Industrial Electronic Group.

В 1966-1968 он работал в должности руководителя проекта в Оу Nokia Electronics, Microwave Link Department в Хельсинки. В 1967 г. получил должность профессора электроники в ун-те Оулу. С тех пор он работает над физическими измерениями, главным образом по применению туннелирования в сверхпроводниках.

Член Финского общества электронных инженеров, Финского акустического об-ва, Инженерного об-ва Финляндии.