

Питер Баксандалл

Конструирование звуковых усилителей мощности - 5

Wireless World, декабрь 1978

Отрицательная обратная связь и нелинейные искажения

*Почему низкая нота содержит звук высокой ноты?
(Аритотель)*

Июльская статья из этой серии завершила рассмотрение базовых методик обеспечения устойчивости петли обратной связи. Сейчас внимание будет уделено влиянию отрицательной обратной связи на нелинейные искажения и будет показано, что некоторые идеи, которые используются, более сложны, чем иногда считается.

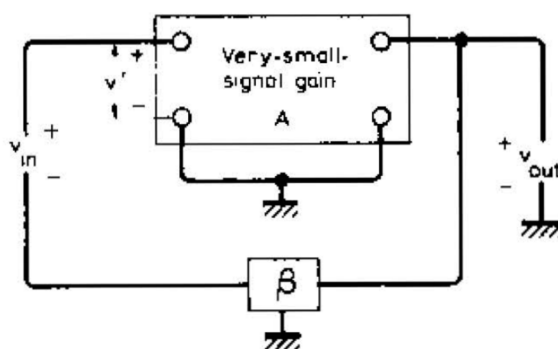
Следующее рассмотрение, которое прояснилось и расширилось за многие годы, позволит, как я надеюсь, читателю понять, как ответить на вопросы типа таких:

- А) справедлива ли критика использования глубокой ООС за то, что она конвертирует средний уровень гармоник низкого порядка и интермодуляционных искажений в множество продуктов искажений высокого порядка малой амплитуды, что может быть субъективно очень важно?
- Б) Всегда ли желательно конструировать усилитель так, чтобы он имел почти горизонтальную АЧХ в звуковом диапазоне до применения ООС?
- В) Гарантирует ли глубокая обратная связь на средних частотах при условии, что нет ограничения по скорости нарастания или других типов перегрузки, что две или более компоненты сигнала на ВЧ-краю аудиодиапазона дадут ничтожные продукты интермодуляции на средних частотах?
- Г) Важно ли для аудиоусилителя иметь низкие искажения при подаче на вход сигналов с частотой за пределами звукового диапазона?

Конечно, во многих схемах усилителей при анализе механизмов искажений следует учитывать частотно-зависимые эффекты из-за присутствия конденсаторов или трансформаторов или из-за недостаточной полосы у транзисторов. Однако в некоторых практических аудиосхемах такие эффекты могут быть пренебрежимо малы. Последующее рассмотрение вначале подразумевает отсутствие значительной зависимости от частоты и даст основы теоретического понимания, которые затем могут быть расширены с включением влияния частоты.

Усилитель с параболической передаточной функцией

Рассмотрим базовую конфигурацию усилителя с обратной связью (рис. 1.). Обозначения напряжений соответствуют мгновенным напряжениям, и каждая обозначенная полярность соответствует той, что существует, когда соответствующий символ имеет мгновенное положительное значение. Чтобы обратная связь была отрицательной, либо A , либо β должны быть отрицательны. В защиту принятых обозначений знака усиления см. с. 41 майской статьи (1978). В дальнейшем удобно брать A как положительную величину, тогда β будет отрицательной.



Надпись: коэффициент усиления для слабого сигнала A

Рис. 1. Базовая конфигурация усилителя с обратной связью.

Простейший для рассмотрения случай нелинейности – это тот, когда передаточная характеристика усилительного устройства, то есть график зависимости мгновенного выходного напряжения (или тока) от мгновенного входного напряжения (или тока) отличается от прямой линии только из-за присутствия квадратичного члена в соответствующем уравнении¹. С учетом рис. 1 можем записать:

$$v_{out} = Av' + \alpha (Av')^2 \quad (1)$$

График этой функции есть передаточная характеристика, показанная на рис.2. С принятыми удобными обозначениями, с равным масштабом по обеим осям 45° пунктирная линия представляет наклон в начале координат, а реальная характеристика отличается от идеальной прямой линии на величину $\alpha(Av')^2$, как показано (на рисунке).

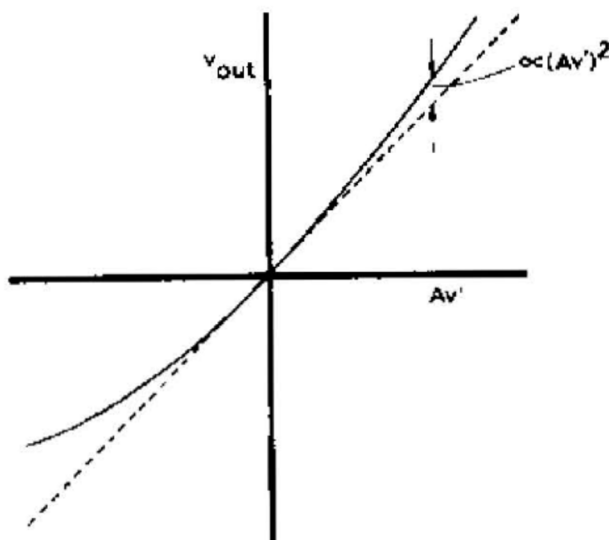


Рис. 2. Простая параболическая, или квадратичная, передаточная характеристика. α - константа, определяющая степень нелинейности, A и v' как на рис.1.

¹ Есть искушение назвать это уравнение передаточной функцией, но лучше так не делать, потому что этот термин имеет почти общепринятый смысл в несколько другом контексте, как объяснялось в мартовской статье (1978). Поэтому лучше просто говорить «уравнение передаточной характеристики».

Если в схеме на рис. 1 нет обратной связи ($\beta = 0$), v' становится равным v_{in} и полная схема имеет выражение для передаточной характеристики вида (1), но с v_{in} вместо v' . Представим, что v_{in} – синусоида (гармонический сигнал),

$$v_{in} = \hat{V}_{in} \sin \omega t \quad (2)$$

Подстановка этого в (1) вместо v' дает

$$v_{out} = A \hat{V}_{in} \sin \omega t + \alpha A^2 \hat{V}_{in}^2 \sin^2 \omega t \quad (3)$$

(Обратной связи нет)

Первый член дает желаемое выходное напряжение, а второй – искажение в виде второй гармоники, потому что

$$\sin^2 \omega t = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t \quad (4)$$

Эта элементарная тригонометрическая формула иллюстрируется на рис. 3. (Надеюсь, что читатели, знакомые с этими простыми соображениями, не бросят чтение и дождутся более интересных вещей, а я полагаю, что многим нравится неторопливый, начиная от основ, стиль).

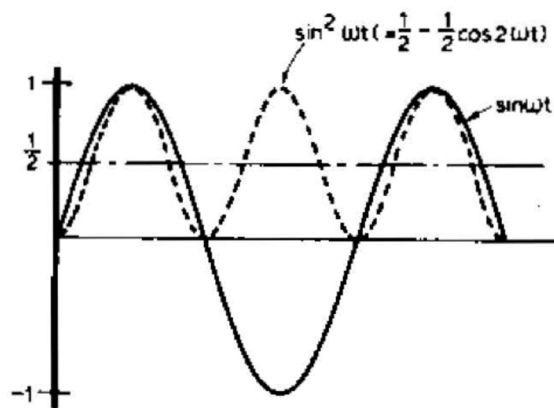


Рис. 3. Графики, иллюстрирующие основную тригонометрическую формулу.

Если (4) вставить вместо $\sin^2 \omega t$ в (3), увидим, что величина выходного напряжения для второй гармоники дается выражением:

$$\hat{V}_{2nd} = \frac{1}{2} \alpha A^2 \hat{V}_{in}^2 \quad (5)$$

(Нет обратной связи)

Величина выходного напряжения на основной частоте

$$\hat{V}_{fund} = A \hat{V}_{in} \quad (6)$$

(Нет обратной связи)

Делим одно на другое, умножаем на 100 и получаем процент искажений для второй гармоники

$$\%2nd = \frac{1}{2} \alpha A \hat{V}_{in} \times 100 \quad (7)$$

(нет обратной связи)

Таким образом, из (5) и (7) следует, что величина второй гармоники пропорциональна квадрату входного напряжения, а процент соответствующих искажений – прямо пропорционален входному напряжению. Это свойство любой схемы или устройства, где вторая гармоника доминирует в искажениях. (Нужно отметить, что утверждение типа «искажение пропорционально квадрату выходного напряжения» является весьма неоднозначным, так как «искажение» может подразумевать и «напряжение искажения», и «процент искажений». Эта неоднозначность часто присутствует в литературе и иногда вызывает действительно недоумение. Поэтому нужно требовать от авторов четко говорить, что они имеют в виду!)

Проблема, которую мы сейчас рассмотрим – влияние на искажения конечной величины β , то есть применение отрицательной обратной связи, по-прежнему полагаем параболическую передаточную характеристику для основного усилителя. На эту проблему можно посмотреть под разными углами, и, как это часто бывает, использование разных точек зрения полезно для более полного понимания принципов.

Прежде всего, можно построить, точку за точкой, график v_{out} от v_{in} с включенной обратной связью и показать, что она более линейна, чем без обратной связи. Чтобы это сделать, берется некоторое значение v' и из уравнения (1), полагая A известным (усиление для малого сигнала), рассчитывается v_{out} . Затем определяется βv_{out} . Наконец, аккуратно учитывая знаки, получаем v_{in} из соотношения

$$v' = \beta v_{out} + v_{in} \quad (8)$$

Несложно понять, что с ростом A или β результирующая передаточная характеристика будет все ближе и ближе к идеальной прямой линии. С очень большим A или β , v_{in} становится намного больше чем v' , тогда полное усиление примерно равно

$$v_{out}/v_{in} = -1/\beta \quad (9)$$

(бесконечная обратная связь)

Изменение от параболической передаточной характеристики к прямой линии по мере того, как петлевое усиление растет от нуля до бесконечности – это мягкий и постепенный процесс. Все промежуточные передаточные характеристики абсолютно плавные, без намека на выбросы или другие «бьки». Но все ли они по-прежнему параболы или имеют меньшую кривизну?

Ответ на этот очень важный вопрос: нет. Указание на то, что должно быть именно так, может быть получено без разработки нового уравнения для передаточной характеристики. Начнем с $\beta = 0$ (обратной связи нет). Для входного синусоидального сигнала с частотой f на выходе будем иметь f и $2f$. Для конечного β некоторое количество компоненты $2f$ попадет на вход, так что усилитель получит на входе f и $2f$.

Теперь любое устройство с параболической, то есть квадратичной, передаточной характеристикой, с двумя входными сигналами разных частот, породит продукты интермодуляции с суммарной и разностной частотами, суммарная частота будет равна $3f$. (Это следует из факта, что $(\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t)^2$ дает член $2 \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t$, который равен $\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t$). Таким образом, хотя усилитель без обратной связи не дает никаких искажений, кроме второй гармоники для гармонического сигнала (с одной частотой), при приложении небольшой обратной связи появляется третья гармоника. Однако, это еще не вся история, потому что эта третья гармоника, как и вторая, оказывается через петлю обратной связи на входе, где опять генерируются суммарные и разностные продукты. Теперь суммарные продукты – это четвертая и пятая гармоники. Теоретически этот процесс бесконечен, то есть каждая новая гармоника, попадая на вход, порождает гармоники более высоких порядков.

Но прежде, чем выносить поспешно приговор обратной связи, разумно посмотреть на величину этих эффектов, а также на то, насколько важно предположение о близости поведения реальных устройств к чисто параболической передаточной характеристике. Может, они уже производят сопоставимые количества высших гармоник до подключения обратной связи? Очевидно, что полностью удовлетворительное понимание проблемы можно лучше всего достичь, сочетая теорию и эксперимент.

Прежде чем представить для сравнения экспериментальные результаты, проследим дальше теорию обратной связи для идеального параболического устройства, чтобы получить действительные величины разных гармоник. Полный анализ сложен, но в целом подход выглядит так. Цель заключается в получении выражения для передаточной характеристики при замкнутой петле в виде степенного ряда

$$v_{out} = a_1 v_{in} + a_2 v_{in}^2 + a_3 v_{in}^3 + \dots \quad (10)$$

Потом подставляем сюда $v_{in} = \hat{V}_{in} \sin \omega t$ и получаем результирующие величины гармоник. Для получения степенного ряда исходим из (8), а величину v' оттуда подставляем в (1). Это дает квадратное уравнение, связывающее v_{in} и v_{out} , которое можно решить и получить v_{out} как функцию v_{in} . Эта функция, однако, содержит квадратный корень и не является степенным рядом. Затем для получения желаемого степенного ряда используется биномная теорема (бином Ньютона?).

Подстановка $v_{in} = \hat{V}_{in} \sin \omega t$ в этот ряд дает члены $\sin \omega t$, $\sin^2 \omega t$, $\sin^3 \omega t$ и т.д. Как показано на рис.3, $\sin^2 \omega t$ дает вторую гармонику, а простое расширение этого принципа показывает, что $\sin^3 \omega t$ даст третью гармонику и т.д.² В итоге амплитуды различных гармоник получаются как функции входной амплитуды $\hat{V}_{in}$. Более удобно выразить их в процентах от $\hat{V}_{in}$. Это связано с тем, что при оценке усилителей важно знать процент различных гармоник при определенном уровне выходного напряжения, и как эти проценты зависят от глубины ООС. Результаты анализа даны в табл. 1, α – константа искажений из (1), A – коэффициент усиления прямого тракта для очень слабого сигнала, β – коэффициент обратной связи.

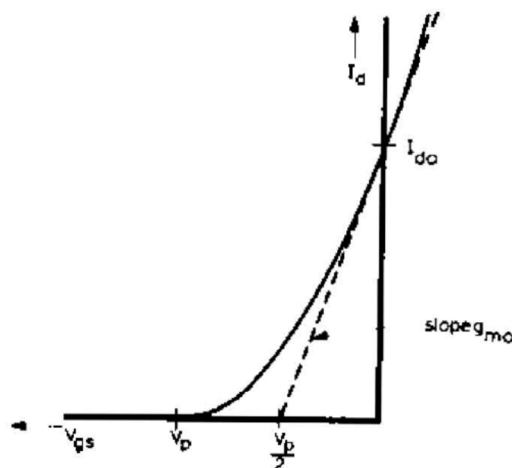


Рис. 4. Идеальная параболическая характеристика для полевого транзистора. Надпись: наклон g_{m0}

Полезно построить кривые по формулам таблицы 1 и сравнить их с измерениями, используя в качестве параболического прибора полевой транзистор.

² Небольшой вклад в третью гармонику может дать член $\sin^5$ при режиме, близком к перегрузке. Но в экспериментах использовались уровни намного ниже перегрузки, и им можно пренебречь.

Таблица 1. Теоретические формулы для искажений усилителя с обратной связью с параболической передаточной характеристикой в прямом тракте

Номер гармоники	Процент от основной (частоты)	Отношение амплитуд гармоник Гармоники Отношение	
Harmonic number	Percentage of fundamental	Ratio of harmonic amplitudes	
		Harmonics	Ratio
2	$\frac{50\alpha \hat{V}_{out}}{1-A\beta}$	2nd : 3rd	$1 \times \frac{1-A\beta}{\alpha \hat{V}_{out} A\beta }$
3	$\frac{50 A\beta \alpha^2 \hat{V}_{out}^2}{(1-A\beta)^2}$	3rd : 4th	0.800 " "
4	$\frac{62.50A^2\beta^2\alpha^3 \hat{V}_{out}^3}{(1-A\beta)^3}$	4th : 5th	0.714 " "
5	$\frac{87.50 A\beta ^3\alpha^4 \hat{V}_{out}^4}{(1-A\beta)^4}$	5th : 6th	0.667 " "
6	$\frac{131.25A^4\beta^4\alpha^5 \hat{V}_{out}^5}{(1-A\beta)^5}$		

Сейчас нужно заметить, что произведение $\alpha \hat{V}_{out}$ в различных степенях присутствует в формулах и нужно выбрать величину, прежде чем строить кривые, как те, что на рис.7. Удобная процедура - выбрать величину α так, чтобы теоретический процент второй гармоники в искажениях без обратной связи по формуле в таблице 1 ($50\alpha \hat{V}_{out}$) была такой же, как измеренное значение второй гармоники в искажениях при выбранном значении $\hat{V}_{out}$. Это эффективно приводит в соответствие величину α к такой же величине для практической схемы, и это более удобно, чем определение α другими средствами.

Характеристики полевого транзистора

Большинство учебников дают следующее уравнение для тока стока I_d полевого транзистора, для которого напряжение сток-исток V_{ds} намного выше напряжения отсечки V_p :

$$I_d = I_{do} \left[\frac{V_{gs}}{V_p} - 1 \right]^2 \quad (11)$$

Это параболическое соотношение, как показано на рис. 4, и из этой диаграммы следует, что

$$g_{mo} = \frac{2I_{do}}{V_p} \quad (12)$$

(g_m - крутизна. – Прим. переводчика). Таким образом, полевой транзистор оказывается идеальным параболическим устройством для проверки развитой выше теории искажений. Однако некоторое время назад я задумался, что должно быть нечто странное, если устройство точно имеет свойства, описываемые уравнением (11), по следующим причинам.

Дифференцирование (11) дает

$$g_m = \frac{dI_d}{dV_{gs}} = \frac{2I_{do}}{V_p} \times \left[\frac{V_{gs}}{V_p} - 1 \right] \quad (13)$$

но из (11) имеем

$$\frac{V_{gs}}{V_p} - 1 = \sqrt{\frac{I_d}{I_{do}}}$$

и подстановка этого в (13) дает

$$g_m = \frac{2I_{do}}{V_p} \sqrt{\frac{I_d}{I_{do}}}$$

Наконец, используя (12) из этого получаем

$$g_m = g_{mo} \sqrt{\frac{I_d}{I_{do}}} \quad (14)$$

Согласно этому выражению с уменьшением рабочего тока стока, g_m падает пропорционально квадратному корню из I_d . Для биполярного транзистора g_m изменяется с током коллектора по формуле:

$$g_m = I_c \times \frac{q}{kT} \quad (15)$$

где q – заряд электрона, k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура. Здесь g_m пропорционально не квадратному корню из тока коллектора, а просто току коллектора, и для планарных кремниевых транзисторов это выполняется вплоть до токов величиной наноамперы. Поэтому, хотя полевой транзистор имеет меньшее g_m , чем биполярный транзистор, при токе, скажем, 1 мА, более плавный спад с уменьшением тока для полевого транзистора, при достаточно продолжительном спаде даст для полевого транзистора большее значение g_m , чем для биполярного, при малых токах. С учетом очень фундаментальных величин в формуле (15) я чувствую, что этот результат слишком хорош, чтобы быть верным. Поэтому были измерены значения g_m для полевого транзистора в широком интервале тока стока (рис.5).

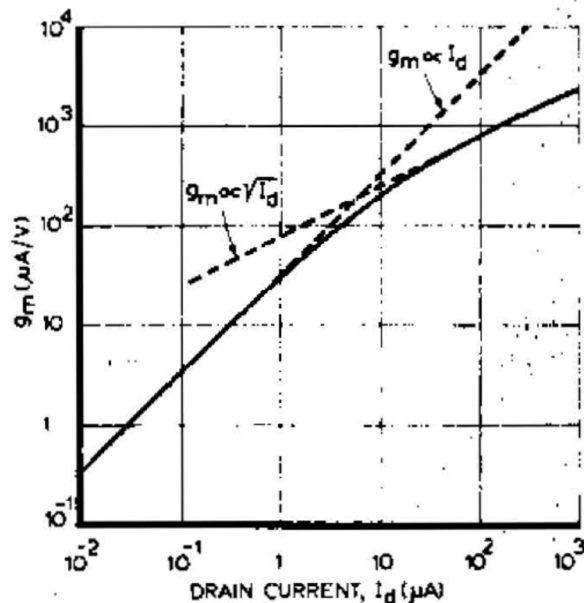


Рис. 5. Измеренная крутизна для полевого транзистора.

Похоже, что законы природы вступают в игру и не допускают, чтобы g_m полевого транзистора превысил эту величину для биполярного транзистора. Будет видно, что более крутая пунктирная

асимптота очень близка к той, что ожидается для биполярного транзистора, и если ее продолжить вправо, даст g_m почти 40 мА/В при 1 мА.

Из-за отмеченного несовпадения между обычным соотношением из учебника (11) и тем, что установлено на практике, не следует ожидать, что передаточная характеристика, для полевого транзистора, соответствующая рис. 4, будет чисто параболической. Соответственно, даже без обратной связи кроме второй гармоники будут присутствовать в некоторой степени и другие гармонические компоненты.

Однако несмотря на вышесказанное, предположение, что передаточная характеристика полевого транзистора имеет вид (11), достаточно близко к реальности и позволяет рассчитать вторую гармонику для каскада усиления без обратной связи, при условии, что ток не очень мал (рис.5). Из ур-ия (11) можно получить, что

$$\%2nd = 12.5 \frac{\hat{I}}{I_{dc}} \quad (16)$$

(полевой транзистор без обратной связи),

где $\hat{I}$ - размах тока стока основной частоты, а I_{dc} – постоянный рабочий ток стока. Уравнение (16) можно сравнить с результатом для идеального управляемого напряжением биполярного транзистора:

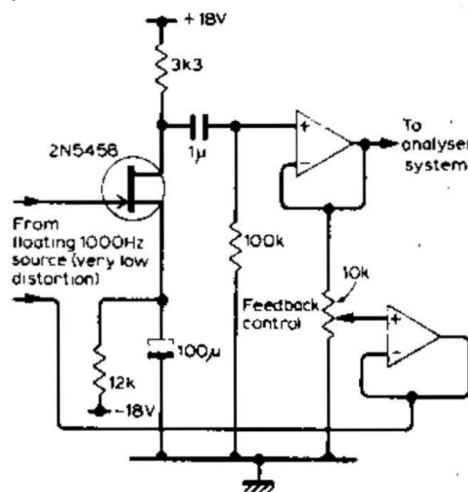
$$\%2nd = 25 \frac{\hat{I}}{I_{dc}} \quad (17)$$

(биполярный транзистор без обратной связи).

Можно записать и другую формулу [1,2]³

$$\%2nd = \hat{V}_{in} \quad (18)$$

где $\hat{V}_{in}$ - пиковое напряжение входного сигнала в милливольтках. Но для полевого транзистора таких простых результатов получить нельзя.



Надписи: незаземленный 1000 Гц источник с очень низкими искажениями; управление обратной связью, к анализатору

Рис. 6. Тестовая схема для измерения гармонических искажений

³ В формуле (15) явная опечатка: слева проценты, а справа напряжение. Возможно, вместо знака равенства должен стоять знак пропорциональности. – Прим. переводчика

Испытательная схема для полевого транзистора

Экспериментальная схема, использовавшаяся для измерения искажений каскада на полевом транзисторе с обратной связью и без нее, показана на рис. 6. Дорогое оборудование не использовалось. Источник сигнала 1000 Гц состоял из самодельного RC-генератора с низкими искажениями, сигнал которого подавался на вход усилителя Quad 50E, «очищающая» схема с воздушным сердечником подключалась к незаземленному выходу. Анализатор состоял из параллельного узкополосного режекторного Т-фильтра на 1000 Гц, выход которого подключался ко входу RC-генератора, переделанного так, чтобы работать как очень чувствительный селективный усилитель, подключенный к электронно-лучевому осциллографу. Для всех измерений, кроме измерения второй гармоники, перед селективным усилителем подключался пассивный узкополосный режекторный фильтр, настроенный на вторую гармонику. После настройки на определенную гармонику, вход анализатора подключался к другому генератору, работающему на частоте гармоники, и его известное выходное напряжение подстраивалось, чтобы дать такой же размер картинки на экране осциллографа. С соответствующими мерами против фона и радиочастотных помех эта система одновременно обладала и высокой чувствительностью, и достаточной точностью. Был сделан тест, в котором источник сигнала с повышенным уровнем подключался через 3,3 ком резистор прямо к интегральному повторителю. Уровень гармоник на выходе любой интегральной схемы при том же уровне основной (первой) гармоники был ничтожен в сравнении с уровнем при подключении полевого транзистора.

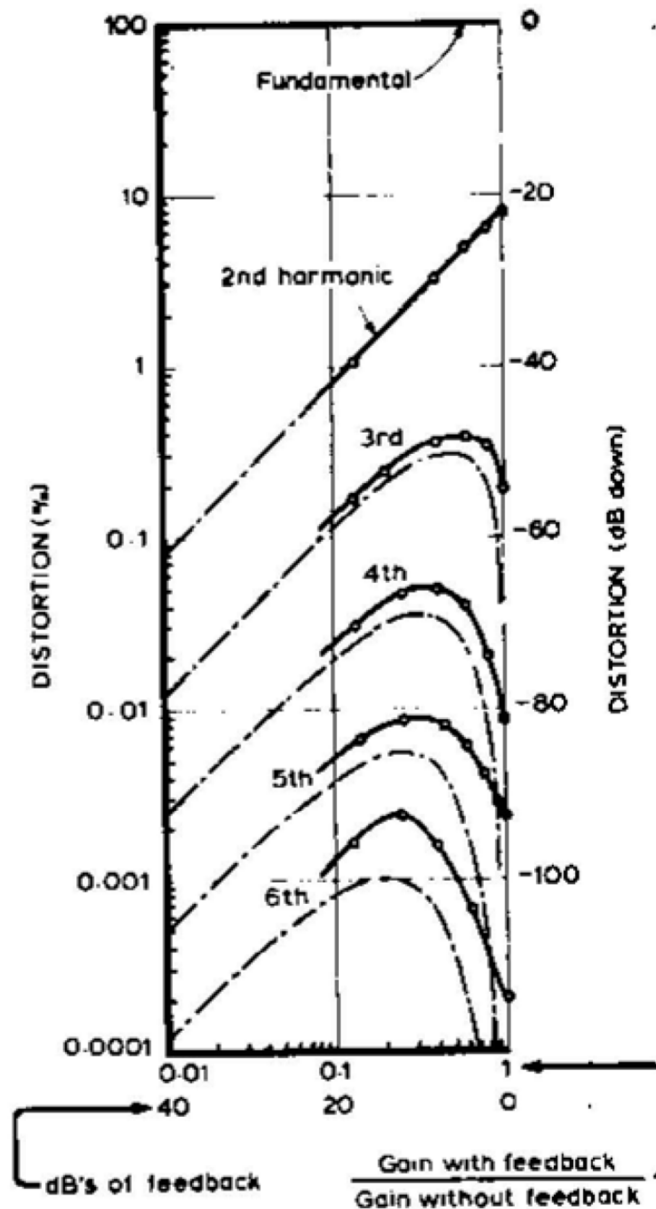
Анализ результатов

На рис. 7 сплошной линией показаны результаты измерений для схемы рис.6, штрих-пунктирные линии построены по формулам таблицы 1. Все графики относятся к пиковому напряжению основной гармоники на выходе 3 В. (Удобный факт: даже при высоком уровне второй гармоники пиковое значение основной гармоники равно в точности половине величины от пика до пика общего выходного сигнала.)

Средний ток стока на рис.6 равен 1,55 мА. Нагрузка 3,2 ком, что дает пиковый ток 0,94 мА при пике напряжения 3,2 В. Уравнение (16) предсказывает в этом случае уровень второй гармоники $12,5 \times (0,94/1,55) = 7,6\%$. Можно видеть, что предсказанное и измеренное значения близки. Однако, как и ожидалось, полевой транзистор без обратной связи не имеет ни в коем случае параболическую характеристику, в измерении видны заметные уровни гармоник высокого порядка, хотя самая большая из них – третья, имеет уровень всего 0,19%, несмотря на довольно высокий уровень сигнала на выходе.

При подключении обратной связи измеренная величина третьей гармоники, удобно выраженная в процентах относительно основной гармоники на выходе, сначала растет по мере того, как все больше и больше второй гармоники попадает с выхода на вход и интермодулирует с напряжением основной гармоники между затвором и истоком, генерируя таким образом сумму на частоте третьей гармоники. При дальнейшем росте глубины обратной связи улучшение линейности усилителя оказывает доминирующее влияние и при большой глубине обратной связи уровень третьей гармоники (при постоянном выходном напряжении основной частоты) становится прямо

пропорциональным величине $1/(1-A\beta)$. Похожие эффекты существуют также для других гармоник, и можно будет увидеть, что измеренные искажения при глубокой обратной связи близки к искажениям, рассчитанным исходя из чисто параболической передаточной характеристики. Таким образом, как минимум для полевого транзистора (хотя на самом деле это применимо и к биполярному) основной механизм искажений типа третьей и более высоких гармоник при условии достаточно глубокой обратной связи – интермодуляция, а не кубические и более высокие члены в степенном ряде, описывающем передаточную характеристику.



Надписи: искажения (%), искажения (dB вниз), дБ обратной связи, усиление с ООС/без ООС

Рис.7. Сплошные линии – измерения для схемы на рис 6. Штрих-пунктирные – расчет в предположении идеального параболического отклика полевого транзистора, как показано на рис.4. Все кривые построены для выходного напряжения 3 В в пике.

Выводы

На основании вышеизложенного можно сделать следующие важные выводы.

- 1) Даже полевой транзистор без обратной связи генерирует гармоники высокого порядка и поэтому при воспроизведении аудиогаммы будут генерироваться продукты интермодуляции высоких порядков.
- 2) Небольшое количество отрицательной обратной связи (напр., 6 дБ) в однотактном каскаде хотя и снижает искажения в виде второй гармоники и общие искажения примерно на 6 дБ, увеличивает искажения высоких порядков, и качество воспроизведения может заметно ухудшиться при субъективной оценке.
- 3) Если глубина ООС достаточно велика, все существенные гармоники (и соответствующие продукты интермодуляции) мог быть уменьшены до намного низшего уровня, чем без ООС,

правда необходимая для этого глубина связи возрастает с ростом номера гармоники, которую нужно подавить. (Напр., обращаясь к Рис. 7, 16,5 дБ обратной связи достаточно для получения третьей гармоники на уровне, как без ООС, тогда как 35 дБ требуется для снижения 6-ой гармоники до без-ООС-ного уровня).

- 4) Величина гармоник очень высоких порядков увеличивается при использовании ООС при любой глубине ООС, но это не имеет последствий, если они при этом малы, скажем 120 дБ ниже основной гармоники.
- 5) Рис. 7, как уже отмечалось применим для конкретного выходного уровня ЗВ в пике для схемы на рис.6, максимальный размах тока стока при этом составляет 60% от рабочего тока - иными словами это режим класса А. Когда уровень сигнала меньше, разные гармоники снижаются с разной скоростью, как видно из Табл.1. Процент второй гармоники пропорционален амплитуде выходного напряжения, в то время как, например, процент пятой гармоники пропорционален 4-ой степени этой амплитуды⁴. На логарифмическом масштабе, как на рис. 7, эффект от уменьшения уровня выходного сигнала состоит в том, что все кривые имеют одинаковую форму, но каждая смещается вниз на расстояние, пропорциональное $(n - 1)$, где n – номер гармоники, так что расстояние между кривыми увеличивается. Таким образом при снижении уровня сигнала высшие гармоники быстро становятся ничтожно малыми.

References

1. Baxandall, P. J., "Low-distortion amplifiers – Part 2", *J. British Sound Recording Association*, Nov. 1961, pp. 246-256.
2. Taylor, E. F., "Distortion in low-noise amplifiers", *Wireless World*, Aug. 1977, pp. 28-32.

⁴ Из таблицы 1 четко видно, что амплитуда гармоники с номером n пропорциональна $V_{out}^{(n-1)}$. Странно, что автор об этом не пишет. – Прим. переводчика.