

# Коррекция искажений в звуковых усилителях мощности

М. Дж. Хауксфорд

Journal of Audio Engineering Society 1981, v. 29, p. 27-30.

Представлена методика конструирования усилителей мощности, способная минимизировать искажения, возникающие в выходных каскадах класса А и АВ.

Предлагается методика улучшенной обратной связи, которая специально ориентирована на применение в каскадах с усилением, близким к 1. Методика позволяет линеаризовать передаточную характеристику и минимизировать выходное сопротивление оконечного каскада. Таким образом, оказывается возможным создать усилитель с относительно неглубокой общей отрицательной обратной связью с минимальными искажениями типа «ступенька» и необходимым фактором демпфирования.

Рассматривается обобщенная структура прямой и обратной связи и модель на ее основе, способная скомпенсировать нелинейности передаточной характеристики, как по напряжению, так и по току. На основе этой теоретической модели предложено несколько схем, показывающих, что для реализации метода коррекции искажений достаточно использовать схему средней сложности.

В заключении описана философия конструирования звуковых усилителей мощности, которая применима как для биполярных, так и для полевых транзисторов, при этом используется неглубокая общая отрицательная обратная связь.

## 0. Введение

В настоящей статье обсуждаются проблемы минимизации переходных искажений в звуковых усилителях мощности класса А и АВ. Обычно для достижения приемлемой линейности применяют обратную связь по выходному напряжению с соответствующим смещением для выходных транзисторов. Однако, поскольку все транзисторы имеют нелинейность и так как транзисторы, особенно выходные, работают с отсечкой, возможности для успешного подавления искажений ограничены.

Существует несколько принципиальных проблем в применении отрицательной обратной связи для минимизации искажений в усилителях мощности.

1. Биполярные мощные транзисторы обычно имеют ограниченную полосу частот (обычно 1—5 МГц), поэтому, если требуется нединамическое поведение в пределах полосы звуковых частот, то возможно петлевое усиление только 30 дБ.
2. Поскольку искажения типа «ступенька» являются переходными (импульсными) по природе и широкополосными, неизбежно спадающее петлевое усиление на высоких частотах совместно с

задержкой в петле усиления жестко ограничивает возможность подавления искажений.

3. В усилителях с отрицательной обратной связью по выходному напряжению искажения, возникающие в выходных транзисторах, направляются обратно во входной каскад. Поэтому предвыходной каскад обрабатывает одновременно полезный входной сигнал и искажения выходного каскада. В результате ухудшается интермодуляция, особенно если полоса частот, в которой возникают искажения, значительно превышает полосу звуковых частот.
4. Если выходное сопротивление выходного каскада не равно нулю (независимо от величины обратной связи), громкоговоритель становится неотъемлемой частью петли обратной связи. Поэтому, если нагрузка имеет нелинейность, компоненты искажений снова попадают назад во входной каскад усилителя.

В настоящей статье предлагается методика, которая существенно линеаризует характеристики выходного устройства как по отношению к напряжению, так и к току. Развивается подход, помогающий преодолеть указанные выше проблемы.

## 1. Теоретическая модель

Принцип метода подавления искажений может быть описан путем рассмотрения обобщенной ошибки обратной связи (рис.1). В этой схеме есть чувствительная к ошибке прямая и обратная связь, применяемая по отношению к нелинейному элементу  $N$ . Входной сигнал не задан однозначно. Сигнал ошибки, используемый в системе, задается как разность сигнала на входе и на выходе. Поэтому, если  $N$  -- идеальный элемент ( $N=1$ ), сигнал ошибки равен нулю и коррекция отсутствует. Однако во всех реальных усилителях  $N$  отличается от единицы, поэтому возникает сигнал ошибки, представляющий собой в точности искажения каскада  $N$ .

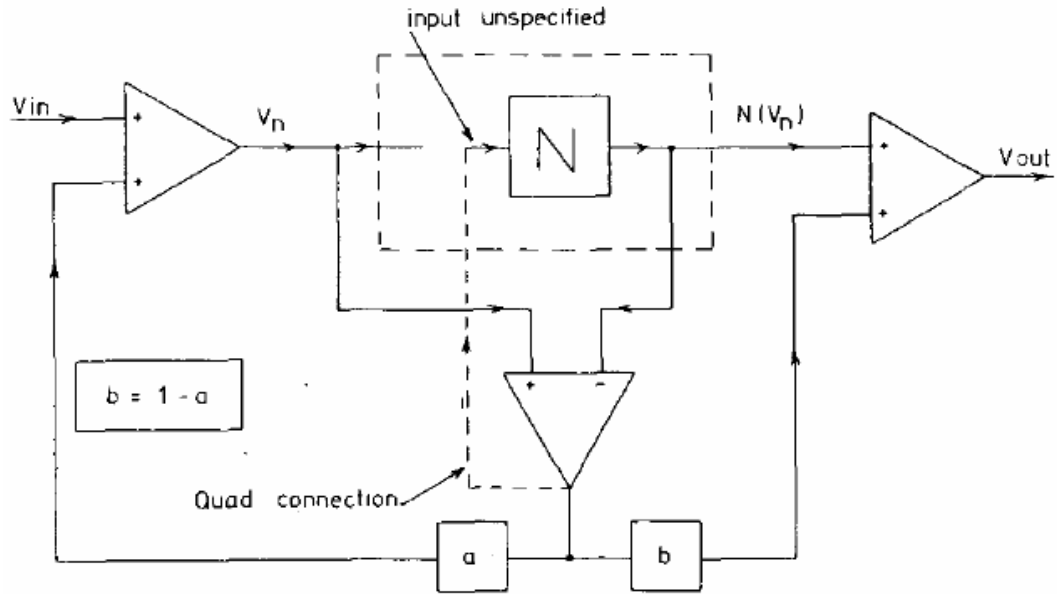


Рис. 1. Обобщенная структура прямой и обратной связи.

### 1.1. Анализ

Пусть  $V_n$  и  $N(V_n)$  – входное и выходное напряжения для  $N$ . Анализ сигналов на рис.1 дает

$$V_{out} = N(V_n) + b\{V_n - N(V_n)\}$$

$$V_n = V_{in} + a\{V_n + N(V_n)\}.$$

Исключая  $V_n$ , получаем

$$V_{out} = N(V_n) \left\{ (1 - b) - \frac{ab}{(1 - a)} \right\} + \frac{b}{(1 - a)} V_{in}. \quad (1)$$

Если

$$(1 - a) = b \quad (2)$$

то

$$V_{out} = V_{in}. \quad (3)$$

Таким образом, если поддерживается необходимая стабильность усилителя и выполняется условие (2), происходит подавление искажений.

Уравнения (2) и (3) показывают, что существует множество решений: от использования сигнала ошибки в обратной связи до использования сигнала ошибки в прямой связи.

Интересно отметить, что выходной сигнал  $N$  не определен. Поэтому он может быть получен непосредственно из  $V_n$ , а также и из любой точки схемы при условии обеспечения устойчивости. Например, полагая  $a = 0$ ,  $b = 1$ , приходим к классической схеме с прямой связью, в которой получается, что если на вход  $N$  подавать выходной сигнал усилителя разностной ошибки, приходим к схеме обратной связи Quad [1,2] (пунктир на рис.1).

В настоящей статье мы рассмотрим противоположный предельный случай, когда  $a = 1$ ,  $b = 0$ , и входной сигнал  $N$  равен  $V_n$ . Такая система впервые обсуждалась Левелином в 1941 г. [3] в связи с ламповыми усилителями и позднее Шерри [4] в 1978 г. Мы сейчас покажем, что такая система обратной связи особенно целесообразна для разработки выходных каскадов типа повторителей с единичным усилением. С применением простой схемы можно получить резкое улучшение характеристик. Теория также показывает, что возможна линеаризация устройств с нелинейным усилением по току.

## **2. Топология схем с линеаризацией выходного каскада**

В усилителях мощности обычно используются биполярные выходные транзисторы с нелинейным усилением тока. Поэтому, при включении таких транзисторов по схеме комплементарного эмиттерного повторителя, преобразованная нагрузка (громкоговоритель), приведенная к базам транзисторов, становится нелинейной и вносит вклад в искажения усилителя.

Если использовать обратную связь с коррекцией ошибки, которая чувствительна к входному току, можно скомпенсировать изменения усиления тока. Тогда, совместно с обратной связью, чувствительной к ошибке по напряжению, можно получить выходной каскад с единичным усилением и конечным выходным сопротивлением.

На рис. 2 показана схема, включающая цепи, чувствительные к току и к напряжению. На рис. 3 показана ее практическая реализация.

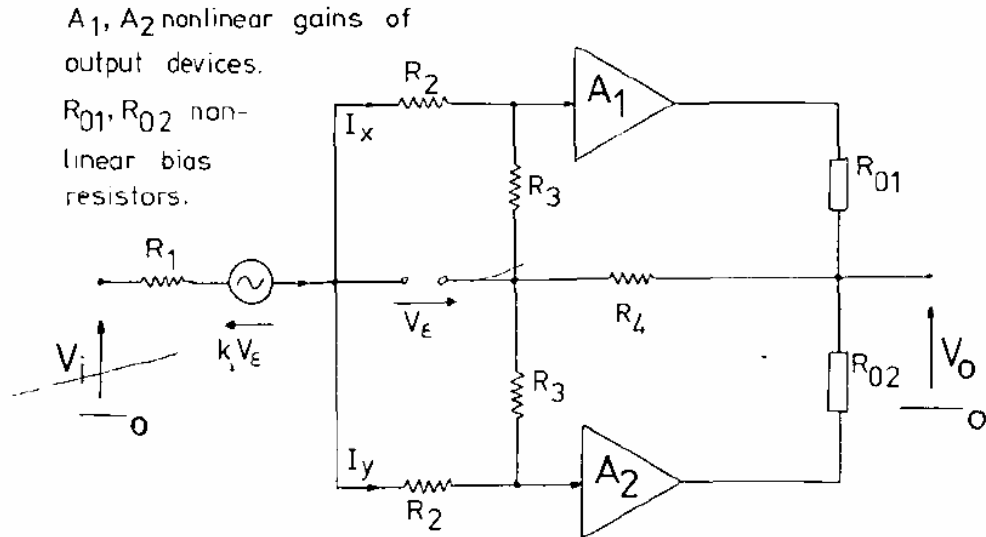


Рис. 2. Обобщенная схема с прямой и обратной связью.

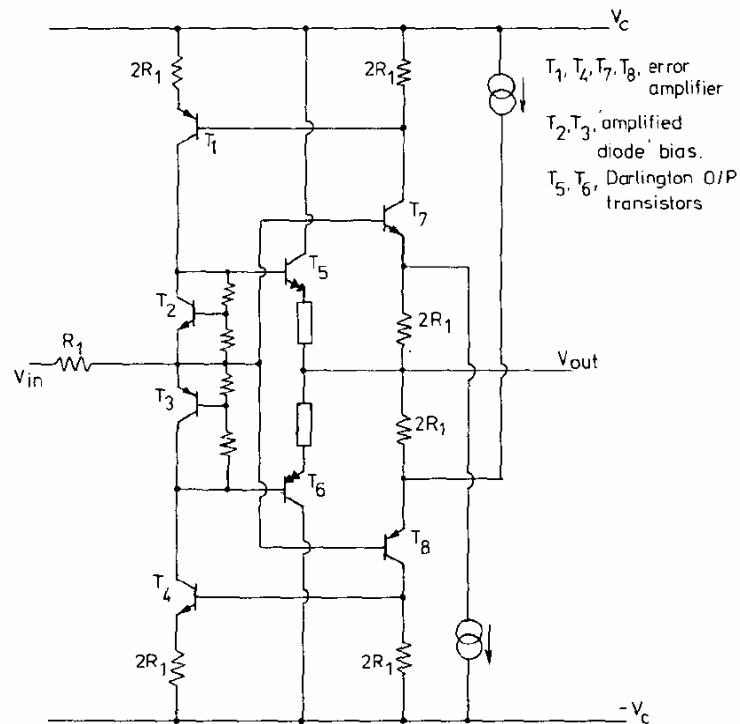


Рис. 3. Схема выходного каскада, чувствительного к ошибке по току и по напряжению.

Анализ показывает, что если

$$k_1 = 1 + \frac{2R_1}{R_2} \quad (4)$$

$$R_1 R_3 = R_2 R_4 \quad (5)$$

то усиление равно 1 даже если токи баз транзисторов T1 и T2 конечны и  $V_{BE}/I_E$  вносит нелинейность.

Отметим, что сопротивление резистора R1 включает выходное сопротивление драйверного каскада. Это значит, что драйверный каскад не должен иметь нулевое выходное сопротивление.

## 2.1. Вывод

Поскольку усиление по напряжению равно единице, это значит, что выходное сопротивление каскада равно нулю даже при конечном выходном сопротивлении драйверного каскада. В результате, для работы усилителя с использованием такой системы обратной связи с коррекцией ошибки не требуется петля общей обратной связи по выходному напряжению для достижения требуемого демпфирования громкоговорителя. Одновременно нагрузка – громкоговоритель – эффективно развязана от петли общей обратной связи и именно благодаря этому исключается проникновение продуктов искажений, возникающих в громкоговорителе, во входной каскад усилителя мощности.

На рис. 3—5 показаны три практические схемы. Схема на рис. 3 имеет чувствительность и по току, и по напряжению. Она построена в соответствии с рис. 2. Однако если выходные транзисторы имеют соответствующее усиление по току (как MOSFET или транзисторы Дарлингтона), чувствительность по току не нужна. Тогда можно использовать более простые схемы (рис. 4 и 5) с применением только чувствительности к ошибке по напряжению. Схема на рис. 5 наиболее привлекательна, так как транзисторы T3 и T4 образуют одновременно комплементарный усилитель разностной ошибки и «диоды с усилением» для формирования смещения выходных транзисторов.

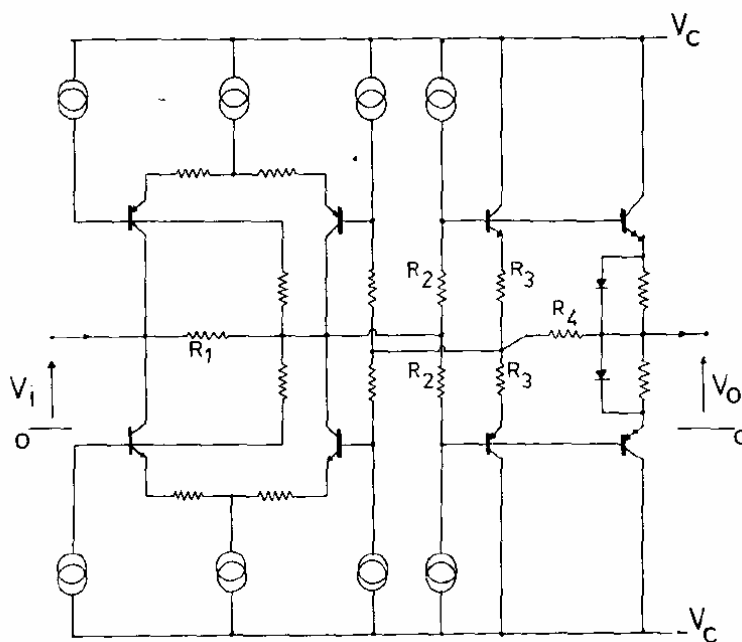


Рис. 3. Схема выходного каскада с чувствительностью по току и по напряжению.

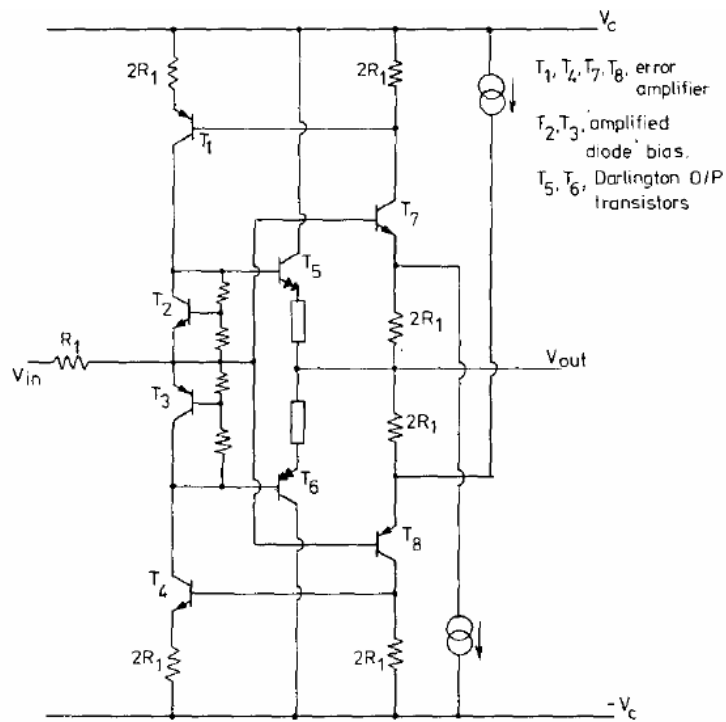


Рис. 4. Пример схемы с чувствительностью к ошибке по напряжению. T1, T4, T7, T8 – усилитель ошибки. T2, T3 – «диоды с усилением», T5, T6 – транзисторы Дарлингтона.

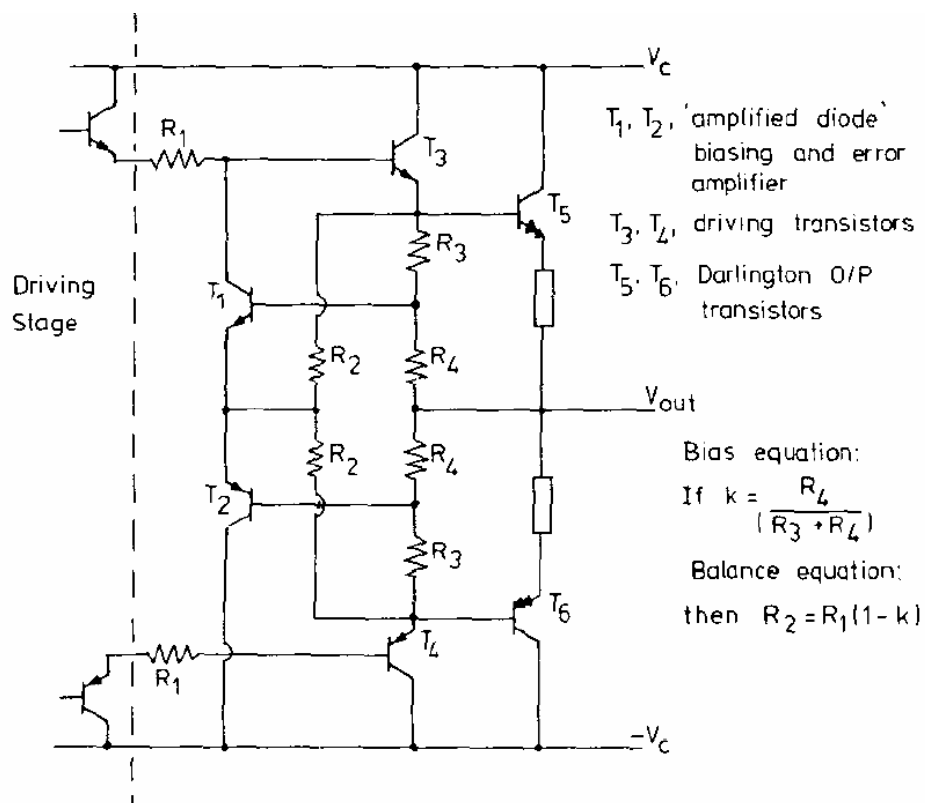


Рис. 5. **Схема с чувствительностью к ошибке по напряжению**, в которой усилитель ошибки выполнен на «диоды с усилением». T1, T2 – «усиленные диоды» для обеспечения смещения и усиления сигнала ошибки, T3, T4 драйверный каскад, T5, T6 – транзисторы Дарлингтона.

### 3. Заключение

В настоящей статье описан подход к построению усилителя мощности, при котором нелинейные искажения, возникающие в выходных транзисторах, компенсируются простой быстродействующей местной схемой, что обеспечивает высокую линейность и может применяться в выходных каскадах типа повторителей класса А и АВ.

Такой подход должен приветствоваться сторонниками школы конструирования усилителей с применением слабой обратной связи, так как корректирующая обратная связь применяется только при возникновении искажений в выходном каскаде. Поэтому, если выходной каскад *N* разработан так, чтобы иметь максимальную линейность, то можно иметь минимальные сигналы ошибки.

Поскольку искажения выходного каскада и громкоговорителя принципиально изолированы от входных каскадов, эти каскады могут иметь незначительное усиление по напряжению, ввиду того, что не требуется большое петлевое усиление для достижения линейности усилителя. Следовательно, петлевое усиление может быть низким и широкополосным, обеспечивая нединамическое поведение «петли» в полосе частот, превышающей звуковой диапазон.

При разработке практических схем чувствительность к балансировке будет сильно зависеть от тока покоя выходных транзисторов. Балансировка критична при очень низком смещении. При нормальном уровне смещения подстройка не критична, чему также способствует и неглубокая общая обратная связь.

Были исследованы несколько схем-прототипов и показана эффективность подхода. В этих усилителях не возникло проблем с устойчивостью за исключением чувствительности к осцилляциям в мощных транзисторах Дарлингтона, зависящей от особенностей монтажа. Благодаря низкому петлевому усилению, нестабильность, зависящая от нагрузки, минимальна. Поэтому применялись стандартные цепочки Цобеля. На практике полоса пропускания цепи коррекции велика, что позволяет получить быструю коррекцию искажений выходного каскада. Именно частично за счет скорости петли коррекции и удастся сильнее подавить искажения по сравнению системами с общей обратной связью.

### Литература

- [1] P.J. Walker and M. P. Albinson, "Current Dumping Audio Amplifier," presented at the 50th Convention of the Audio Engineering Society, London, 1975, March 4-7.
- [2] P. J. Walker, "Current Dumping Audio Power Amplifier," Wireless World, vol. 81, pp. 560-562 (1975 Dec.).
- [3] F. B. Llewellyn, "Wave Translation Systems," U.S. Patent 2,245,598, 1941 June 17.
- [4] E. M. Cherry, "A New Result in Negative-Feed-back Theory and Its Application to Audio Power Amplifiers," Int. J. Circuit Theory Appl., vol. 6, pp. 265-288 (1978 July)