

Feedforward Error Correction in Power Amplifiers*

JOHN VANDERKOOY AND STANLEY P. LIPSHITZ

University of Waterloo, Waterloo, Ont., Canada

The engineering community is presently putting much effort into designing low-distortion amplifiers with techniques more sophisticated than ordinary feedback. To guide this effort a detailed exposition of feedforward error nulling techniques is presented, and a recent commercial design is analyzed with an illustration of significant modifications. The paper thus consists of: 1) a brief history of error feedforward, why it was eclipsed by feedback, and why the time is now ripe to exploit its possibilities for total error nulling; 2) an analysis of Black's feedforward configuration and how it relates to more recent circuit concepts such as Macdonald's active error feedback, Sandman's error takeoff, Walker's "current dumping," and several new topologies; 3) an illustration of the only commercially available error feedforward circuit, the Quad "current dumping" amplifier; 4) significant modifications to the latter scheme using practical amplifiers, and generalizations of the bridge system incorporated in this concept; 5) an incorporation of error correction into class-D switching amplifiers with resulting relaxed design criteria.

0 INTRODUCTION

The year 1977 marked the fiftieth anniversary of the invention of negative feedback, as we know it today, by Harold S. Black in 1927. So contrary to intuition were the claims made in his patent application, and so far-reaching in their implications, that it took nine years before the patent was finally granted in 1937 [1]. It is enlightening to read the inventor's own account [2] for the historical perspective in which it places the discovery. This is something that is very difficult to appreciate nowadays, since negative feedback as an error-reduction or control mechanism is now all-pervasive and taken for granted in many areas of application. Even the more esoteric aspects of negative feedback systems, such as their stability criteria, are now well understood as a result of the work of Nyquist and Bode, among others. In fact, error *feedforward* as a distortion reduction process distinct from negative *feedback* is now virtually unknown, and it is sobering to realize that its invention in 1923 (and patenting in 1928 [3]), also by Harold Black, predates that of negative feedback by four years. What is feedforward, how does it differ from feedback, why has it been almost totally neglected, and can its use benefit the

audio industry in particular? These are some of the questions which we shall attempt to answer in the sequel. It is our belief, and we trust that we shall be able to substantiate it below, that error feedforward can bestow considerable advantages, and that the time is now ripe to begin to reap some of these benefits. To our knowledge there is at present only one feedforward audio amplifier on the market, namely, the Q405 "current dumping" power amplifier [4]–[6], and we shall therefore use its design principle to illustrate the latter portion of this discussion. We also show ways in which the principle can be extended to include even a feedforward pulse-width modulation (class-D) power amplifier within its ambit.

1 ERROR FEEDFORWARD VERSUS NEGATIVE FEEDBACK

The negative feedback principle is now so well known that it is sufficient to refer to Fig. 1 for its salient features. By feeding back to the input of amplifier A a fraction β of its output e_o in antiphase to the input signal e_i , the overall signal gain of the system is reduced by a factor $(1 + G\beta)$ below the open-loop gain G of the amplifier; that is, an excess gain factor of $(1 + G\beta)$ is required in the amplifier. In return for throwing away this gain when closing the negative feedback loop, we obtain a number of powerful

* Presented at the 63rd convention of the AES, Los Angeles, 1979 May 15–18, under the title "Error Correction in Power Amplifiers;" revised 1979 Oct. 25.

рынке в настоящее время есть только один звуковой усилитель со связью вперед, а именно, мощный усилитель "Gua 405" с токовым демпфером /4/ - /6/, и мы будем пользоваться принципом его конструирования, чтобы проиллюстрировать последнюю часть нашей дискуссии. Мы также покажем, каким образом этот принцип можно перенести и на мощный усилитель класса - Д со связью вперед с модуляцией ширины импульса.

1. Коррекция Ошибки с Помощью Связи

Вперед в Зависимости от Отрицательной Обратной Связи.

Принцип отрицательной обратной связи сейчас так хорошо известен, что достаточно посмотреть на Рис. 1, чтобы увидеть его характерные особенности.

Путем возбуждения назад в входу усилителя А, часть β выходного сигнала e_o находится в противофазе к входному сигналу e_i , общее усиление сигнала системы снижается на фактор $/1 + G\beta/$ ниже усиления G при разомкнутой петле усилителя; т.е., в усилителе необходим фактор избыточного усиления $/1 + G\beta/$. Если мы отбросим это усиление при замыкании петли с отрицательной обратной связью, то мы получим несколько как значительных преимуществ, так и менее желательных отрицательных явлений. Преимущества включают стабилизацию усиления сигнала $1/\beta$ при больших величинах усиления, снижение выходного импеданса на фактор обратной связи $/1 + G\beta/$, но кроме всего этого с нашей современной точки зрения мы получим снижение искажения всего усилителя на тот же самый фактор по сравнению с усилителем без обратной связи. К сожалению, эти преимущества сущест-

вуют в ограниченных величинах — в ограниченных, т.е., не в инженерных расчетах, а в теоретических соображениях, что видно из формул усиления Рис. I.

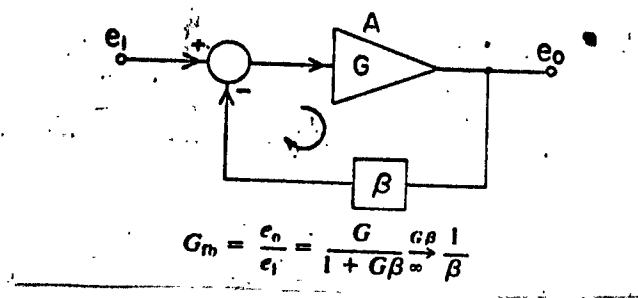


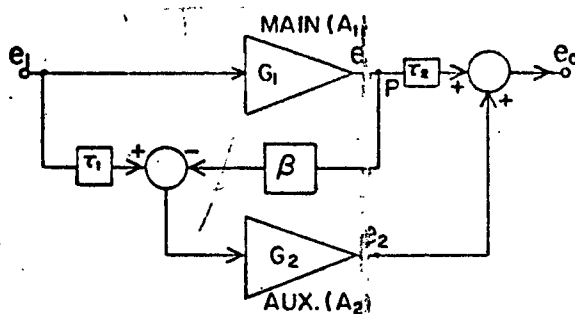
Рис. I. Стандартный усилитель с ООС с усилением цепи со связью вперед G и ослаблением обратной связи β . Усиление сигнала G_{fb} стремится к $1/\beta$ по мере того, как усиление петли $G\beta$ стремится к бесконечности. Искажение усилителя A снижено на фактор $1 + G\beta$.

Усиление разомкнутой петли G любого усилителя зависит от частоты /т.е., $G = G/\omega$ /, как по величине, так и по фазе, поэтому стремление к нулю знаменателя, т.е. $1 + G\beta = 0$ предупреждает о потенциальной неустойчивости, которой вы играете, используя отрицательную обратную связь /ООС/. Для стабильных характеристик величина и фаза усиления петли $G\beta$ должны тщательно регулироваться, т.е., $|G\beta|$ должно быть снижено до единицы прежде, чем $\angle G\beta$ станет равен 180° . На высоких частотах фазовый сдвиг усилителя с разомкнутой петлей увеличится благодаря полюсам и задержки распространения, так что, в конечном счете, выход будет в противофазе со входом, а на этих частотах усиление петли должно быть меньше единицы, и

обратная связь не сможет исправить никакие ошибки. Ниже этих крайних предельных частот обычно существуют 2 режима, в которых усиление разомкнутой петли превышает усиление замкнутой петли, и тогда уменьшение ошибки за счет обратной связи возможно. Прежде всего на частотах внутри полосы пропускания при разомкнутой петле ошибка просто уменьшается с помощью усиления петли на низкой частоте. Хотя будет существовать ошибка задержки из-за НЧ фильтра, который определяет ширину полосы разомкнутой петли; на этих частотах импульс сигнала, ограниченный до этой ширины полосы разомкнутой петли, вызовет почти полное наложение импульсов выходного сигнала и ошибки. Не будет трудности /как об этом упоминают в некоторых кругах/ с синхронизацией выхода и входа, чтобы обеспечить необходимое снижение ошибки. Во-вторых, ширина полосы разомкнутой петли обычно определяется доминирующим полюсом, и на высоких частотах усилитель приобретает свойства интегратора. Скачок сигнала на входе вызовет пропорциональное мгновенное изменение крутизны выходного сигнала /кроме случаев истинных задержек распространения, которые дают ощутимый эффект на крайних частотах, упомянутых ранее/. Будет достигнуто значительное уменьшение линейных и нелинейных ошибок благодаря скорости, получающейся от резервного усиления петли, хотя сигнал ошибки довольно существенный в этой частотной области. Усиление петли должно быть доведено ниже единицы на крайних частотах, где период сигнала соизмерим с задержкой распространения. Таким образом, возможна только конечная величина снижения ошибки, и, в принципе, теоретически невозможно полностью свести к нулю ошибку с помощью ООС. Нам следует заме-

титель, что мы будем пользоваться термином "Ошибка" в том смысле, в каком использовали ее Блэк /Black / /2, p.58/ и Сэндман /Sandman/ /7,8/, включая не только новые компоненты сигнала, представленные нелинейностями в G , но также и фон питания /гул/, шум, усиление, частотную характеристику и фазовые ошибки, присутствующие в выходном сигнале. Например, по мере стремления G к бесконечности $/G \rightarrow \infty/$ на Рис.1, усиление сигнала стремится к величине $1/\beta$. Любое отклонение усиления сигнала от желаемой величины /скажем, благодаря изменениям в значении G / может, таким обр., считаться ошибкой, которую следует исправить.

В отличие от схемы на Рис.1 основной принцип коррекции ошибки с помощью связи вперед дан на Рис. 2.



$$\text{If } \tau_1 = \tau_2 = 0: \quad e_o = e_1 + e_2$$

$$G_n = \frac{e_o}{e_1} = G_1 + G_2 - G_1 G_2 \beta$$

$$= \frac{1}{\beta} \quad \text{if } \begin{cases} \text{either } G_1 \beta = 1 \\ \text{and/or } G_2 \beta = 1 \end{cases}$$

Рис. 2. Принцип коррекции ошибки с помощью связи вперед, с основным усилителем A_1 , ошибки которого сведены к нулю с помощью вспомогательного усилителя A_2 при условии, если $G_2 \beta = 1$. Усиление сигнала G_{ff} в таком случае также $1/\beta$.

Если мы на мгновение отбросим линии задержки T_1 и T_2 , то получим то, что первоначально описывалось Блэком /3/. Ослабленный выходной сигнал βe_1 основного усилителя A_1 вычитается из входного сигнала e_1 , оставляя только сигнал "ошибки" для усиления его вспомогательным усилителем A_2 . Эта усиленная ошибка e_2 затем соединяется с выходным сигналом основного усилителя, чтобы дать выходной сигнал e_o , в котором ошибки усилителя A_1 полностью ликвидированы. Это немедленно усиливает одно основное различие между коррекцией ошибки с помощью связи вперед и ООС. С помощью связи вперед, в принципе, можно полностью свести к нулю все ошибки, вызванные основным усилителем, оставляя ошибки вспомогательного усилителя, которые, будучи "ошибками сигнала ошибки" являются ошибками второго порядка. С помощью ООС нельзя свести к нулю ошибки даже теоретически. Второе основное различие тоже очевидно. Отсутствует замкнутая петля, чтобы могла возникнуть потенциальная неустойчивость. Считается, что суммирующие / дифференцирующие цепи должны быть истинно двусопряженными, чтобы размыкание цепи со связью вперед не создавало потенциальную обратную связь, присутствующую в схемах в ООС -

1/ Мы будем использовать этот термин исправления ошибки с помощью связи вперед *"error feedforward"* /по Блэку/ от термина *"signal feedforward"* - /связь вперед сигнала/ - метод, часто используемый в конструкциях операционных усилителей как метод компенсации для улучшения стабильности замкнутой петли, когда применяется ООС, но это ничего не имеет общего с коррекцией ошибки.

2/ Ясно, что на практике возможны определенные комбинации усилителей и полярностей суммирующей /дифференцирующей цепи. На Рис.2 дается только одна из таких возможностей.

— в них нет удовлетворительного критерия стабильности.

Третье отличие — отсутствуют излишек усиления и ширина полосы частот, которые требуются основному усилителю.

Линия задержки /или фазовая корректирующая цепочка/ T_1 — нужна для регулировки временной задержки канала основного усилителя A_1 , чтобы разрешить должное синхронное вычитание демпфированного выходного сигнала из входного сигнала.

Аналогичным образом T_2 регулирует временную задержку вспомогательного усилителя A_2 . Важно отметить, что отсутствие коррекции временной задержки не вводит никакой потенциальной неустойчивости в схему. Просто это приводит к выявлению менее точной ошибки и подавлению по сравнению

с иными условиями. В этом смысле метод полностью отличается от фазовой компенсации, которая используется в усилителях с ООС для повышения стабильности. Следующее важное отличие между коррекцией ошибки с помощью связи вперед и ООС заключается в том, первый работает дополнительно, в то время как ООС корректирует ветвящимся процессом, — точность согласования усиления в разных частях усилителя с коррекцией ошибки связью вперед является моментом первостепенной важности. Это очевидно из рис.2 и формулы усиления полной системы.

Предположим, что в любое мгновение на выходе P усилителя A_1 кроме линейно усиленного $G_1 e_i$ входного сигнала e_i есть компонент δ , тогда $e_1 = G_1 e_i + \delta$

Ошибка ослабляется на коэффициент β , но полностью не подавляется во входной суммирующей цепочке и т.о. появляется на выходе A_2 как $e_2 = -G_2 \beta \delta$ —

Таким образом следует, что компонент δ будет полностью подавлен в выходной суммирующей цепочке, а e_o будет свободен от искажений, вызванных усилителем A_1 , если $G_2 \beta = 1$, то эти условия мы будем называть "выходной баланс цепи". Ес-

ли это условие удовлетворено, то мы гарантируем, что в пределах точности усилителя A_2 все ошибки, вызванные усилителем A_1 , будут сведены к нулю в выходном сигнале e_2 . Другое независимое условие соотносит усиление усилителя A_1 к ослаблению β . Если, например, мы выберем $G_1 \beta = 1$, т.е. $\beta = 1/G_1$, тогда все основные компоненты сигнала будут подавлены во входной суммирующей цепи, и останутся только компоненты ошибки, которые пройдут через вспомогательный усилитель A_2 . Мы назовем это условие "балансом входной цепи". Оно обеспечивает то, что вспомогательный канал несет только "чистое искажение", а не основной сигнал, и таким обр., сводит до минимума нагрузку на A_2 . Если, однако, мы установим баланс входной цепи немного отличным от $G_1 \beta = 1$, скажем, для коррекции общего усиления усилителя до значения, отличного от величины усилителя A_1 , тогда A_2 будет нести какой-то основной /коррекцию ошибки усиления/ сигнал в дополнение к компонентам искажения. Его возможности манипулирования сигналом должны быть пропорционально выше, так как теперь он используется не только как усилитель для полного подавления искажений, но также для перенормировки усиления. При наличии практических выходных суммирующих цепей для мощных усилителей могут появиться веские основания (далее) для разбалансировки входной цепи. Заметьте, на этом этапе невозможно достичь одновременно баланса и входной, и выходной цепей путем установления $G_1 = G_2 = 1/\beta$. Должно быть ясно, что поддержание баланса цепи является решающим требованием усилителя со связью вперед, т.к. его точность сведения ошибки к нулю зависит прежде всего от правильного вычитания и последующей прибавления. Его стабильность общего усиления также зависит от тех же самых условий, как мы далее увидим. Мы, наконец, должны отметить, что

с. 10 Выходной импеданс усилителя со связью вперед не уменьшается, как в усилителе с ООС, в то же время вводится измерение избытка, и при отказе усилителя A_1 или A_2 весь усилитель не прекращает работу, а просто это возвращает его к тому же самому режиму работы, как у отдельного /нестабилизованного/ усилителя, примерно, с тем же самым усилением, но пониженными выходными возможностями. Это преимущество "надежности" /"предохранения"/ может быть очень важным в определенных применениях.

При подобном положении дел можно исследовать более подробно характер стабилизации усиления и снижение искажения, которое обеспечивается как системой со связью вперед, так и с ООС. Например, вполне может быть ясно, что усилитель со связью вперед может обеспечить стабилизацию усиления. Обычно, чувствительность общего усиления G_t от параметра x , обозначенная $\int_x^{G_t}$, определяется:

$$\int_x^{G_t} = \frac{x}{G_t} \cdot \frac{\partial G_t}{\partial x}.$$

Это отражает процентное изменение в G_t , вызванное изменением на 1% в x . С точки зрения такой чувствительности действительное изменение ΔG_{ff} в G_{ff} , вызванное изменениями ΔG_1 в усилении G_1 усилителя A_1 и ΔG_2 в усилении G_2 усилителя A_2 на Рис.2, дается:

$$\frac{\Delta G_{ff}}{G_{ff}} = \int_{G_1}^{G_{ff}} \frac{\Delta G_1}{G_1} + \int_{G_2}^{G_{ff}} \frac{\Delta G_2}{G_2}$$

до первого порядка. Используя формулы общего усиления из Рис.2, мы находим /см. Клаассен /Klaassen/ и др. /9//, что для случая со связью вперед

$$G_{ff} = G_1 + G_2 - G_1 G_2 \beta = \frac{1}{\beta} \quad \begin{array}{l} \text{если } G_1 \beta = 1 \\ \text{и/или } G_2 \beta = 1 \end{array}$$

$$\sum_{G_1} G_{ff} = \frac{G_1 / 1 - G_2 \beta / 1}{G_1 / 1 - G_2 \beta / 1 + G_2} = \begin{cases} 1 - G_2 \beta, & \text{если } G_1 \beta = 1 \\ 0, & \text{если } G_2 \beta = 1 \end{cases}$$

$$\sum_{G_2} G_{ff} = \frac{1 / 1 - G_1 \beta / G_2}{G_1 + 1 / 1 - G_1 \beta / G_2} = \begin{cases} 0, & \text{если } G_1 \beta = 1 \\ 1 - G_1 \beta, & \text{если } G_2 \beta = 1 \end{cases}$$

$$\sum_{\beta} G_{ff} = - \frac{G_1 G_2 \beta}{G_1 + G_2 - G_1 G_2 \beta} = \begin{cases} -G_2 \beta, & \text{если } G_1 \beta = 1 \\ -G_1 \beta, & \text{если } G_2 \beta = 1 \\ -1, & \text{если } G_1 \beta = G_2 \beta \neq 1. \end{cases}$$

Отсюда следует, что:

1/ Баланс выходной цепи $G_2 \beta = 1$ делает $\sum_{G_1} G_{ff} = 0$ /т.е., усиление нечувствительно к G_1 /.

2/ Условие баланса входной цепи $G_1 \beta = 1$ делает $\sum_{G_2} G_{ff} = 0$ /т.е., усиление нечувствительно к G_2 /.

3/ Баланс обеих цепей делает общее усиление нечувствительным и к G_1 , и G_2 , т. что до 1-го порядка $\Delta G_{ff} = 0$. На самом деле, при таких условиях, можно показать, что до 2-го порядка

$$\frac{\Delta G_{ff}}{G_{ff}} = - \frac{\Delta G_1}{G_1} \cdot \frac{\Delta G_2}{G_2}.$$

Это говорит об том, что снижение ошибки усиления с помощью связи вперед представляет собой ветвящийся процесс. Напр., обе цепи сбалансированы до 1 %, общая ошибка усиления равна только 0.01 %!

Этому следует противопоставить ситуацию с ООС /Рис.1./,

где

$$G_{fe} = \frac{G}{1 + G \beta} \xrightarrow{\infty} \frac{1}{\beta}$$

$$\sum_G G_{fe} = \frac{1}{1 + G \beta} \xrightarrow{\infty} 0$$

$$\int_{\beta} G_{ff} = - \frac{G\beta}{1 + G\beta} \frac{G\beta}{\infty} - 1.$$

Мы отмечаем, что по мере приближения G /или $G\beta \rightarrow \infty$, предельные значения G_{ff} и функции чувствительности те же самые, как и для случая со связью вперед. Для конечных значений G , однако, они реализуются только приблизительно, в то время как для связи вперед они могут быть точно достигнуты для конечных G_1, G_2 .

Подобные соображения применимы для снижения ошибки. Из Рис. 2 видно, что искажение основного усилителя $/\delta_{A_1}/$ уменьшится с помощью связи вперед соответственно следующему:

$$\frac{\delta_{+1}}{\delta_{A_1}} = 1 - G_2\beta = 0, \text{ если } G_2\beta = 1.$$

Итак, мы увидели, что оно полностью сведено к нулю, если выходная цепь сбалансирована. Любое оставшееся искажение благодаря усилителю A_2 является искажением только 2-го порядка /т.е., искажение искажения, и поэтому меньше, чем искажение либо только усилителя A_1 , либо только A_2 , если входная цепь также сбалансирована, с тем, чтобы усилитель A_2 нес только сигнал искажения. Если же входная цепь несбалансирована, чтобы усилитель A_2 также нес компонент основного сигнала, то его искажение основного сигнала также появляется на выходе.

Однако, для Рис. 1

$$\frac{\delta_{+2}}{\delta_A} = \frac{1}{1 + G\beta} \frac{G\beta}{\infty} \rightarrow 0$$

И поэтому, хотя искажение снижено, т.к. увеличено усиление петли, все же нулевое искажение невозможно для конечного усиления петли.

Из всего сказанного ясно, что связь вперед и ООС — это два радикально различных подхода к коррекции ошибки. Они

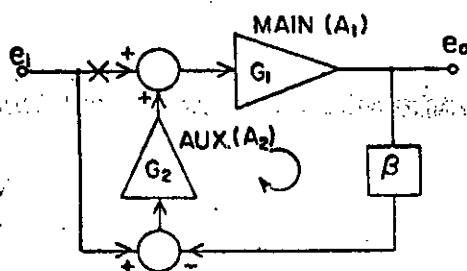
фундаментально отличаются по их принципу действия, и из них двоих только принцип связи вперед содержит перспективу полного сведения ошибки к нулю. Это, на самом деле, наиболее ясный метод, чем метод ООС и, в действительности, открыт раньше. Почему же тогда о нем ничего не слышали? Кроме большей сложности схемы причины лежат в требовании точного баланса усиления цепи, согласно уравнений на Рис.2. Обычные нестабилизированные усилители не могут достичь необходимого постоянства усиления. На самом деле, Блэк /2/ пишет о том, как им приходилось постоянно регулировать ток накала и высокое напряжение в их усилителе прототипе со связью вперед, чтобы поддерживать усиления трубок правильными. С изобретением обратной связи, которая не требовала такого критического баланса, связь вперед отошла на некоторое время на 2-й план. Обратная связь могла обеспечить то, что требовалось на том этапе. Но по мере увеличения рабочих частот и ширины полос, стало очень трудно создавать стабильный усилитель с ООС для работы. И тогда связь вперед с ее пониженным требованием к усилению на ширину полосы при разомкнутой петле, и отсутствием проблем стабильности Найквиста, снова стала пользоваться популярностью, и сейчас связь вперед используется в высокочастотных /VHF/ и микроволновых усилителях /10/ - /13/, где технология обратной связи не обеспечивает задачу. В работе /13/ Сейдель /Seidel/ утверждает: "В относительной ширине полосы, на абсолютной частоте, в достижении определенной степени коррекции, связь вперед заметно превосходит возможности обратной связи". Секрет успеха лежит в том, чтобы сделать каждый из 2-х усилителей A_1 и A_2 усилителем со стабилизированной ООС и что-

он его усиление точно регулировать, таким образом, исключить основную трудность, которая возникает при осуществлении принципа связи вперед. Чтобы не возникла мысль, что путем превращения усилителей A_1 и A_2 в усилители с обратной связью, мы заново превносим сами проблемы стабильности, которые были непреодолимыми барьерами ранее. Следует заметить, что это не так. Очень небольшая ООС создает стабильность усиления достаточной точности, чтобы можно было обеспечить коррекцию общей ошибки с помощью связи вперед для снижения нелинейных искажений во всей системе. Таким обр., решение проблемы заключается в сочетании 2-х принципов, а именно: введение связи вперед для коррекции ошибки в усилитель, охваченный обратной связью.

2. Обобщение Отрицательной Обратной Связи.

первоб-
связь

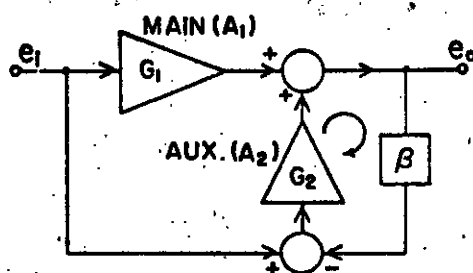
Прежде, чем переходить к более подробному рассмотрению возможных реализаций коррекции ошибки с помощью связи вперед, мы должны уточнить схему с ООС, которую иногда путают с связью вперед для коррекции ошибки. Это, используя терминологию Макдональда /Macdonald/ /14/, -- "активная обратная связь для коррекции ошибки", хотя аналогичные схемы появились намного раньше. Она имеет место в 2-х возможных конфигурациях, показанных на Рис. 3/A/ и /B/.



$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{G_1(1+G_2)}{1+G_1G_2\beta} = \frac{1}{\beta} \quad \text{if } G_1\beta = 1$$

$$\frac{a_o}{a_i} = \frac{1}{\beta}$$

(a)



$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{G_1 + G_2}{1 + G_2\beta} = \frac{1}{\beta} \quad \text{if } G_1\beta = 1$$

$$\frac{a_o}{a_i} = \frac{1}{\beta}$$

(b)

Fig. 3. Active error feedback in its two forms. In each case the input/output error is derived, amplified by A_2 , and injected into either the input (a) or the output (b) of the main amplifier A_1 . The signal gain stabilizes at $1/\beta$ as $G_2 \rightarrow \infty$.

Рис. 3. Активная обратная связь для коррекции ошибки в 2-х формах. В каждом случае входная/выходная ошибка выделена, усилена усилителем A_2 и инжектирована или на входе /а/ или на выходе /в/ основного усилителя A_1 . Усиление сигнала стабилизируется при $1/\beta$ по мере $G_2 \rightarrow \infty$.

Первая, которую мы назовем активной обр. связь для коррекции ошибки, "инжектированная на входе", и последняя — это активная обр. связь "инжектированная на выходе". На первый взгляд эти схемы /особенно последняя/ выглядят подобно схеме с истинной связью вперед для коррекции ошибки, т.к. выходной сигнал e_o ослабляется на β фактор, и затем вычитает-

ся из входного сигнала ε , чтобы дать истинную ошибку, вызванную основным усилителем A_1 . Этот сигнал ошибки затем усиливается усилителем A_2 и инжектируется или на входе /случай /а//, или на выходе /случай /в// основного усилителя. Однако, это как раз то, в чем лежит основное различие со связью вперед: ошибка инжектируется в систему до той точки, где она выделяется, т.е. до схемы $-\beta$. Это образует в обоих случаях петлю потенциальной обратной связи, как указано в цифрах, и как явствует из знаменателей формул усиления. Истинная связь вперед выделяет ошибку до той точки, на которой она корректируется, а не после, и таким образом, полностью избегается неустойчивость. Примеры схем с активной обратной связью, инжектированной на входе, включают схемы Бэггелли /Baggally /15/ в 1933 г. Макдональда /14/ в 1955 г., Боллена /Bollen /16/ в 1973 г. и Классена и др. /17/ в 1975 г. Клаасс-ен дал своей схеме псевдоним "квази-связь вперед" /"quasifeedforward"/, хотя, как показано выше, в реальности, это только ООС. Схемы с активной обр. связью для коррекции ошибки, инжектированные на выходе, включают схемы Хэнле /Hähle /18/ в 1933 г., Форда /Ford /19/ в 1945 г., Макдональда /14/ в 1955 и Макмиллана /McMillan /20/ в 1956 г. с "многократной обратной связью". В анализе некоторых изобретательных схем, представленных для снижения ошибки, требуется большая тщательность. В большинстве случаев обнаруживается, что по сути дела они сводятся к одной из трех схем: с ООС, с активной обратной связью или связью вперед для коррекции ошибки.

Хотя 2 схемы с активной обратной связью не являются схемами со связью вперед и не обеспечивают сведение к нулю ис-

тинной ошибки даже в принципе, несмотря на использование в них 2-х усилителей, они не совсем такие же, как обычные усилители с ООС, и поэтому заслуживают некоторых дальнейших комментариев. Явно, что ни одна схема не нуждается ни в каком снижении усиления в основном канале A_2 . Это утверждение, однако, немного вводящее в заблуждение, т.к. обе схемы, конечно же, требуют избыточного усиления, /а именно, G_2 /, оно идет во вспомогательный канал. Если анализировать на базе общего возможного усиления, что, в действительности, является более подходящей базой для сравнения, то они обе характеризуются тем же самым снижением усиления, что и ООС. На самом деле, если мы разведем верхнюю линию, /отмеченную крестом X/ на Рис. 3 /а/, то схема сводится точно к схеме на Рис. I с общим усилением $G = G_1 G_2$. Эффект верхней входной линии заключается в том, чтобы ввести дополнительный /обычно несущественный/ член в числитель формул усиления Рис. 3/а/. Запас стабильности, однако, в обоих случаях определяется полностью общим усилением петли $G\beta = G_1 G_2$, которое также определяет стабилизацию усиления, снижение искажения и изменение выходного импеданса. Что касается схемы Рис. 3/в/, то она обычно используется там, где усилитель A_1 представляет собой каскад с малым усилением /такой как, напр., эмиттерный повторитель/, с тем, чтобы большая часть усиления приходилась на вспомогательный усилитель A_2 /т.е., $G_2 \gg G_1$ /. Улучшения происходят полностью за счет усиления петли $G_2\beta$; усиление усилителя A_2 здесь ничего не дает. Другими словами, те же самые комментарии, приведенные выше, применимы здесь тоже.

Мы должны упомянуть, что в последнее время появилось не-

сколько сложных мощных выходных каскадов /21/ - /23/, использующих 2 отдельных усилителя в их топологии схем, и, таким образом, на первый взгляд они выглядят так, как будто они, действительно, могут представлять собой какую-то форму связи вперед для коррекции ошибок. Несмотря на утверждение обратного, /21/, они, тем не менее, оказываются просто умным применением ООС. При анализе таких топологий, которые могут представляться как предельный случай конфигурации с истинной связью вперед, следует быть очень осторожным и не приписать ошибочно этой предельной схеме тех свойств, которыми обладают обычные схемы.

✓

3. Реализация Связи Вперед для Коррекции Ошибки.

Наконец, мы подходим к реализации коррекции ошибки с помощью связи вперед по принципу Блэка /3/ в звуковых усилителях, в сопоставлении с высокочастотными усилителями-повторителями /VHF/. Мы будем цитировать Макальпина /Macalpine/ /24/, опубликованного в 1936 г., Кечледжа /Ketchledge/ /25/ - в 1956 г., Сэндмана /7/, /8/ - в 1973 г. /74 г., Клаассена и др. /9/ - 1975 г., Уолкера /Walker/ и Альбинсона /Alvinson/ /4/- /6/ - в 1975/76 г., схемы в работах /26/, /27/ и Стокчино /Stocchino/ /28/ - в 1978 г. Из этих работ только Клаассен и Стокчино используют некоторую форму компенсации временной задержки. Существует также некоторые реализации связи вперед, в которых автор имеет выбор сведения к нулю искажения основного усилителя, но предпочитает по другим причинам не делать этого. Такие реализации находятся в работах Макмиллана /20/ -

в 1956 г. и работе Дэвиса /Davis / /29/ - в 1958 г., "Общая дифференциальная обратная связь" в работе Дэвиса. Основные различия между этими реализациями и реализациями Сейдала и др. /10/ - /13/ заключаются в следующем: в то время как в высокочастотных схемах вполне осуществимо использование истинных двусопряженных цепей /трансформаторы с 3-мя обмотками/, или мостов Уитстоуна /Wheatstone/, например/, для определения ошибки и сведения к нулю, то для звуковых усилителей высокого качества, и особенно для мощных усилителей, это непрактично, и должны быть использованы альтернативные решения. Другое упрощение, обычно подходящее при высокоскоростном вспомогательном усилителе A_2 , заключается в ликвидации линий коррекции временной задержки T_1 и T_2 из схемы Рис.2. /Т.к. усилитель A_2 достаточно быстрый относительно необходимого соотношения /сигнал + ошибка/ на ширину полосы, то линия T_2 может быть исключена; и мы всегда можем свободно переопределить "ошибку", чтобы включить временную задержку усилителя A_1 с тем, чтобы мы могли всегда опустить линию T_1 , и это будет, конечно, за счет повышения требований к усилителю A_2 .

Как мы указали выше, спускание истинной двусопряженной выходной суммирующей цепи обычно вызывается практическими соображениями, когда рассматриваются высококлассные звуковые /мощные/ усилители во связью вперед. Это имеет 2 наиболее значительных последствия, которые можно понять, рассмотрев Рис. 4/а/ и /в/, на которых показаны две возможные реализации замысла Рис.2.

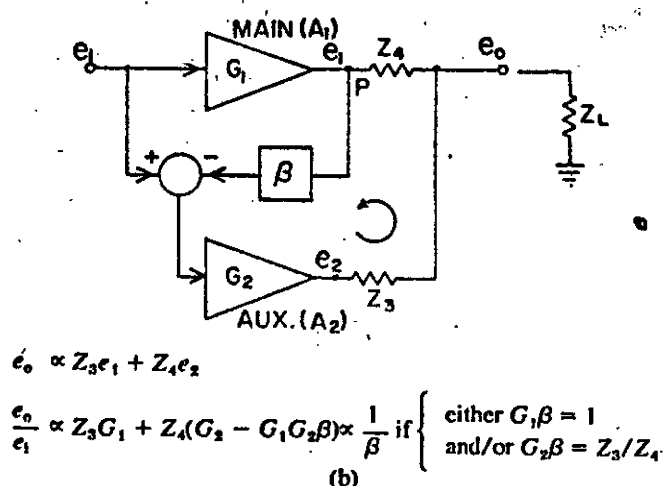
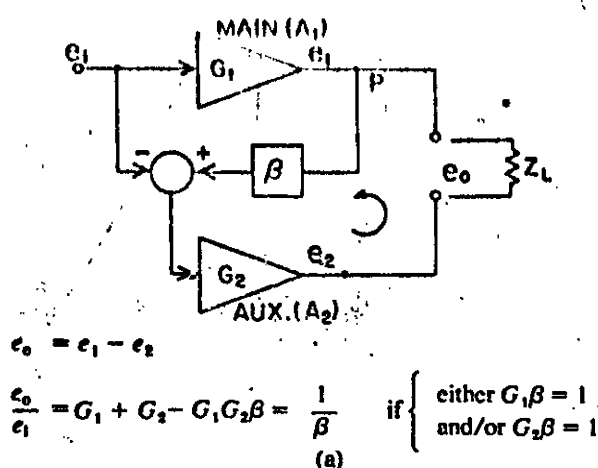


Fig. 4. Two practical realizations of the error feedforward idea of Fig. 2. The series type of output summing network (a) requires full output current sinking capability from the auxiliary amplifier, while the parallel network (b) can be arranged to considerably reduce the output requirements of amplifier A_2 .

Рис. 4. Две конкретных реализации идеи коррекции ошибки с помощью связи вперед Рис.2. Последовательный тип выходной суммирующей цепи /а/ требует от вспомогательного усилителя способности пропускания полного выходного тока, в то время как параллельная цепь /в/ может быть расположена так, чтобы значительно снизить выходные требования усилителя A_2 .

В схеме на Рис. 4/а/ используется последовательное сложение 2-х выходных сигналов, и поэтому возникает неудобство подвешенной нагрузки, а на Рис. 4/в/ показывается использование пассивной /скажем, омической/ параллельной выходной сум-

мирующей цепи. Примеры обеих выходных конфигураций, могут быть найдены в работах, на которые мы ссылаемся. В обоих примерах недостаток соотнесения между выходами дает, прежде всего, взаимодействие между усилителями A_1 и A_2 , и второе — образование нежелательной петли ООС /как указано/ в усилителе A_2 с его потенциальной обратной связью. Чтобы справиться с возникающими по этой причине проблемами, обе схемы рассчитываются с малыми выходными импедансами A_1 и A_2 . В частности, чем ниже выходной импеданс усилителя A_1 , тем больше ослабление петли, охватывающей усилитель A_2 , и поэтому уменьшается проблема обратной связи. На практике же, и петля обратной связи, и взаимное распределение нагрузок усилителей может стать проблемой. В последовательной конфигурации Рис. 4/а/ каждый усилитель должен пропускать выходной ток от другого, т.к. оба несут полный ток нагрузки. Это значит, что вспомогательный усилитель должен иметь способность пропускания полного выходного тока даже, если, в действительности, он используется для коррекции небольших ошибок, вызванных усилителем A_1 . Это самый большой недостаток реализации последовательного типа выходной суммирующей цепи. В параллельной выходной схеме, показанной на Рис. 4/в/, вы будете обычно иметь $Z_v \ll Z_L$ и $Z_v \ll Z_3$ /т.е. $Z_3 \parallel Z_v \ll Z_L$ / для практичного мощного усилителя с малым выходным импедансом, в котором усилитель A_1 обеспечивает основную часть тока нагрузки. Малый выходной импеданс A_1 снижает значение проблемы обратной связи, в то время как преднамеренная разбалансировка входной цепи /выбрав $G_{I1} \neq I$ /, а поэтому пропускание не только сигнала ошибки, но также и компонента основного сигнала через усилитель A_2 , может исключить требования пропускания тока, которые усилитель

при других обстоятельствах надо удовлетворить. Таким образом очевидно, что схема усилителя мощности, представленная на рис. 4в более практична. Основную схему первого современного усилителя со связью вперед, а именно схему *Quad* - 405 - усилителя с ^{"таким же демпфером"} ~~"током опрокидывания"~~, описанного Уолкером / *walker* / и Альбинсоном / *Alvinson* / в [4] - [6], мы будем рассматривать позже.⁴ Выходной баланс схемы $G_2\beta = 1$, при котором гарантируется сведение к нулю искажений, генерируемых усилителем A_1 , теперь принимает некоторую модифицированную форму из-за ослабления и отсутствия сопряжения выходной суммирующей цепочки. При предположении, что A_1 и A_2 имеют нулевой импеданс, выходной сигнал e_0 связан с e_1 и e_2 уравнением

$$e_0 = \frac{Z_L}{Z_L + Z_3 Z_4 / (Z_3 + Z_4)} \cdot \frac{Z_3 e_1 + Z_4 e_2}{Z_3 + Z_4} \approx \frac{Z_3 e_1 + Z_4 e_2}{Z_3 + Z_4}$$

и т.о., чтобы на выходе не было искажений необходимо выполнить условие $\frac{e_2}{e_1} = \frac{Z_3}{Z_4}$.

В условиях выходного баланса схемы при $G_2\beta = 1$ $\frac{G_2\beta e_1}{e_1} = \frac{Z_3}{Z_4}$

т.о. $G_2\beta = \frac{Z_3}{Z_4} \quad (1).$

⁴ - Термин усилитель с ^{"таким же демпфером"} ~~"током опрокидывания"~~ происходит от функции основного усилителя A_1 , его функцию можно рассматривать как ~~демпфер~~ ^{демпфер} и ток на нагрузку, некоторые ошибки, вносимые им в процесс, будут корректироваться вспомогательным усилителем A_2 . Странная нумерация импедансов Z_3 и Z_4 введена для связи наших последних обозначений с обозначениями в статье [5].

Из уравнения (1), для входного баланса цепи при $G_1 \beta = 1$ справедливо уравнение

$$\frac{G_2}{G} = \frac{G_2 \beta}{G_1 \beta} = G_2 \beta = \frac{Z_3}{Z_4}$$

и, таким образом

$$\frac{G_2}{G_1} = \frac{Z_3}{Z_4} \quad (2).$$

Если внесем разбаланс во входную цепь для уменьшения требований усилителя A_2 по пропусканию тока, то для схемы на рис. 4в удачным будет выбор $e_2 = e_1$, не будет нагрузки ($Z_L = \infty$) — усилитель A_2 не пропустит ток, в то же время требования A_2 по пропусканию тока значительно уменьшатся $Z_3 \parallel Z_4 \ll Z_L$.

Из рис. 4в

$$e_2 = G_2 \left(\frac{e_1}{G_1} - \beta e_1 \right) = e_1$$

таким образом

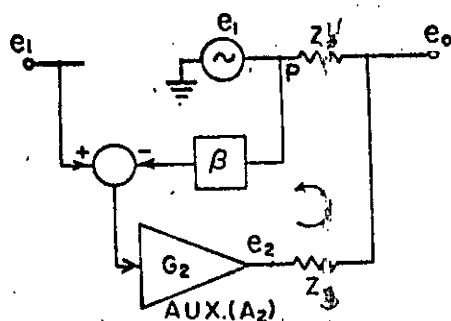
$$\frac{G_2}{G_1} = G_2 \beta + 1$$

Из уравнения 1 следует, что

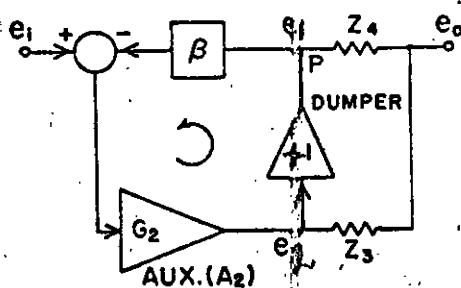
$$\frac{G_2}{G_1} = \frac{Z_3}{Z_4} + 1$$

Это уравнение следует сравнить с выражением для простого баланса уравнения (2).

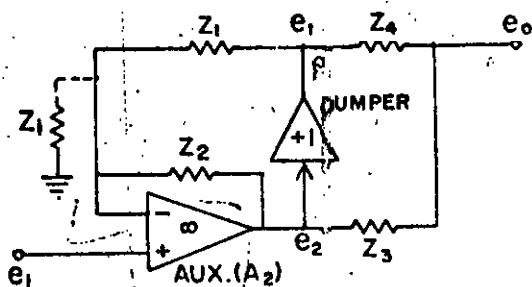
На этой стадии следует упомянуть один из самых важных моментов. Схема со связью вперед разработана так, что, если поддерживается баланс выходной цепи, то ошибки усилителя A_I /и нелинейное искажение, и ошибки усиления/ полностью подавляются на выходе усилителя. Например, даже если усилитель A_I становится неоперативным, то весь усилитель продолжает работать с тем же самым общим усилением, но конечно же, со сниженным выходным возбуждением. А это значит, что сигнал на выходе P усилителя A_I может быть совершенно произвольным, не влияя на выходной сигнал e_o . На практике, чтобы снизить нагрузку на A_2 , мы, вероятно бы, предпочли приблизить сигнал e_i , как можно больше, к желаемому сигналу, но тот факт, что точка P , воспринимающая ошибку, является узловой точкой, на которой любой инжектированный сигнал подавляется от входного сигнала e_o , является наиболее значительным. Это значит, что основной усилитель A_I можно не возбуждать от входа сигналом e_i , а он может быть возбужден от любой удобной в схеме точки.



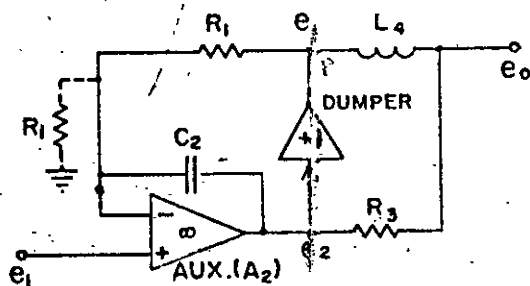
If $G_2\beta = \frac{Z_3}{Z_4}$: $\frac{e_o}{e_1} \propto Z_4 G_2 = \frac{Z_1}{\beta}$ independent of e_1
(a)



If $G_2\beta = \frac{Z_3}{Z_4}$: $\frac{e_o}{e_1} \propto Z_4 G_2 = \frac{Z_1}{\beta}$ independent of e_1
(b)



If $\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{Z_3}{Z_4}$, e_o is independent of e_1
(c)



If $R_1 R_3 = \frac{L_4}{C_2}$, e_o is independent of e_1
(d)

Fig. 5. Conceptual development of "current dumping" from the error feedforward arrangement of Fig. 4(b). The independence of the output e_o upon e_1 (a) enables us to rearrange the main amplifier drive (b). Replacing A_2 with an operational amplifier leads to a four-component bridge (c) whose elements can be chosen to be complex (d).

Рис.5. Развитие идеи "токового демпфирования", вытекающее из расположения схемы Рис. 4/в/ со связью вперед. Независимость выхода e_6 от e_1 /а/ позволяет нам перерасположить запуск основного усилителя /в/. Замена A_2 на операционный усилитель ведет к 4-х-компонентному мосту /с/, элементы которого можно выбрать сложными /д/. 1 - если; 2 - независимо от ; 3 - демпфер.

Рис. 5 /а/ иллюстрирует независимость выхода от A_I , когда вместо A_I ставится генератор произвольного сигнала e_1 , инжектируя его выход в точке Р: выходной сигнал полностью независим от сигнала e_1 при условии, если выходная цепь сбалансирована. Предположим, что усилитель A_I является выходным каскадом типа эмиттерного повторителя с единичным усилением. Тогда будет смысл возбуждать его от выхода вспомогательного усилителя A_2 , как показано на Рис.5/в/. Такое расположение автоматически обеспечивает тот факт, что условие пропускания минимального тока $e_2 = e_1$ для усилителя A_2 удовлетворяется. Конфигурация Рис.5/в/ представляет собой схему с токовым демпфером. Мы отмечаем, что "демпфер" с его низким выходным импедансом сейчас ухудшает проблему обратной связи в усилителе A_2 за счет ослабления петли в $\mathcal{L}_3$ и $\mathcal{L}_4$ и внесения фазового сдвига демпфера в петлю. Это значит, что необходима большая осторожность в выполнении, чтобы обеспечить стабильность - токовое демпфирование затрагивает сложный баланс обратной связи и связи вперед. Следует также заметить, что в конфигурации с токовым демпфером в цепь со связью вперед включается только демпфирующий каскад. Так как теперь

вспомогательный усилитель A_2 несет компонент основного сигнала полного уровня, то его ошибки появляются прямо на выходе и не снижены в порядке, как это имеет место при простой связи вперед, когда усилитель A_2 несет только сигнал ошибки. Вследствие этого, характеристики A_2 накладывают ограничения на общие характеристики такого усилителя. /Это также остается в силе относительно схемы, предложенной Кечледжем /25/.

Т.к. мы теперь разработали принцип связи вперед таким образом, что ~~первичная~~ связи вперед токового демпфирования стала ясна, то стоит завершить полное ответвление действительной цепи в этой схеме. Все, что необходимо, это - перерасположение входной цепи Рис.5/в/, чтобы использовать операционный усилитель в качестве A_2 . Это показано на Рис.5/с/, где следует заметить, что, если Z_1 и Z_2 выбраны так, что

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{Z_3}{Z_4}, \quad /4/$$

т.е., так, что четырех-компонентный пассивный мост, образованный Z_1, Z_2, Z_3 и Z_4 , сбалансирован, то тогда условие баланса выходной цепи уравнения /1/ удовлетворено. Это происходит потому, что усиление вспомогательной цепи от e_1 до e_2 равно $-G_2 \beta = -Z_2 / Z_1$. Это обеспечивает демпферу полное сведение искажение к нулю и требование минимальной мощности от вспомогательного усилителя, корректирующего ошибку. Наконец, заметив, что Z не обязательно должно быть действительным, чтобы достичь мостикового баланса, и так как реальный мощный усилитель должен иметь по возможности очень низкий выходной импеданс, мы заменяем Z_4 на индуктивность, L_4 , а Z_2 на конденсатор C_2 . Таким обр., мы получаем конфигурацию с токовым демпфированием, показанную на Рис. 5 /d/.

/см. /4 - /6/ I/.

Интересно заметить, что после опубликования работы /5/ - схемы с токовым демпфированием, появилось много различных толкований относительно режима работы */modus operandi/* усилителя. Некоторые заявляли, что это усилитель не со связью вперед, а с искусным применением ООС /30/ - /33/, но некоторые поняли режим его работы правильно. /34/ - /44/. Мы надеемся, что вышеуказанное описание прольет свет на характер истинной связи вперед.

Как последний комментарий на этой стадии, мы заметим, что основной усилитель A_I схемы со связью вперед может быть абсолютно произвольной конструкции. Мы уже видели, как может быть помещен эмиттерный повторитель в эту позицию. Мы можем сделать еще более общее заявление. Например, усилитель A_I мог бы быть мощным усилителем */кл.Д/* с модуляцией ширины импульса. Такие схемы представляют хорошую перспективу для высокоэффективных, высококлассных, высокомошных звуковых усилителей. Эту идею мы будем развивать дальше в своей работе. Родственная идея была предложена Дайваном */Divan/* и Гейтом */Ghate/* /45/ для создания переключающего регулятора с очень хорошими характеристиками.

I/ Импедансы Z_i и R_i , обозначенные пунктиром на Рис. 5/с/ и /д/, соответственно, позволяют сделать регулирование общего усиления. Или же /см. далее/ неинвертирующий вход мог бы быть заземлен, и сигнал e_i подан на инвертирующий вход через Z_i /или R_i /.

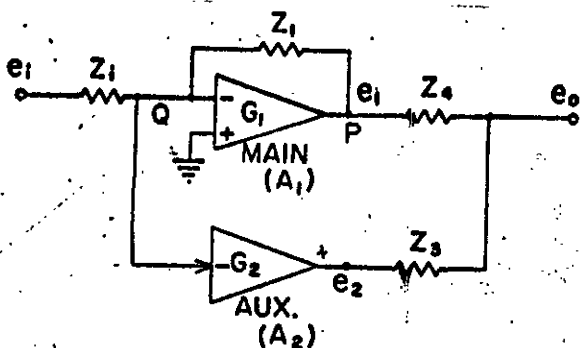
4. Выделение Ошибки и Токовое Демпфирование.

В этом разделе следует отметить также полезное изобретение для выделения сигнала истинной ошибки /представляющего и ошибку усиления и нелинейное искажение/ основного усилителя A_I , если он операционный. Эта схема, в принципе, показана на Рис. 6/а/ и получила псевдоназвание от Сэндмана "выделение ошибки" /8/, хотя еще раньше она использовалась Макмилланом /20/ и Кечледжем /25/.

Рис.6 Схема на принципе Сэндмана "выделение ошибки", по которому любые ошибки /включая ошибки усиления так же, как и нелинейные искажения/, вызванные усилителем A_I , появляются на его действительной заземленной суммирующей точке Q , и, таким образом, их можно усилить с помощью вспомогательного усилителя A_2 , а затем вычесть из выходного сигнала. /в/ Схема перерасположена так, чтобы использовать операционный усилитель для A_2 . /с/ Показывается, как "токовое демпфирование" выводится из /в/. При отсутствии резистора R_x усилитель A_I может получить свой входной сигнал от выхода усилителя A_2 . Если A_2 имеет большое усиление, тогда не будет искажения в e_c , если

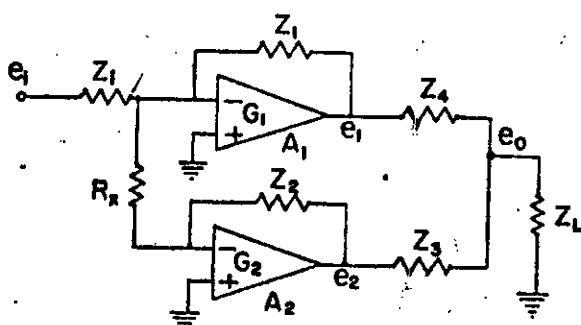
$$Z_I Z_3 = Z_2 Z_4.$$

I - для нулевой ошибки;



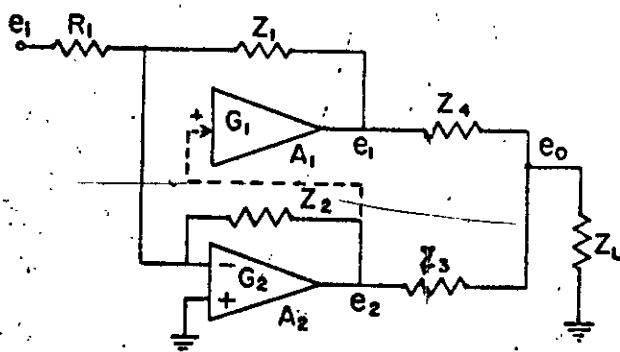
For error null $G_2 \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_1} = \frac{Z_3}{Z_4}$

(a)



For error null $\frac{Z_1 Z_2}{Z_1 Z_1 + Z_1 R_x + Z_1 R_x} = \frac{Z_3}{Z_4}$

(b)



For error null $\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{Z_3}{Z_4}$

(c)

Fig. 6. (a) Sandman's "error take-off" principle, in which any errors (including gain errors as well as nonlinear distortions) caused by A_1 appear at its virtual ground summing point Q and are thus available for amplification by the auxiliary amplifier A_2 and subsequent subtraction from the output signal. (b) The circuit rearranged to make use of an operational amplifier for A_2 . (c) Showing how "current dumping" is derived from (b). The resistor R_x has been removed, and A_1 can derive its input signal from the output of A_2 . If A_2 has a large gain then there will be no distortion in e_o if $Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4$.

Если усилитель A_1 совершенный, то его инвертирующий вход является фактически заземленным. Любой сигнал, появляющийся в точке Q , представляет собой ослабленный вариант $\beta \delta$ компонента ошибки δ сигнала e_1 , появляющегося в точке P , равный:

$$\beta \delta = \frac{Z_i}{Z_i + Z_1} \delta.$$

Отсюда Q является подходящей точкой выделения ошибки для возбуждения вспомогательного усилителя A_2 , /который теперь должен быть инвертирующим/, и ясно, что для сведения ошибки к нулю, условие баланса, уравнение /1/, становится:

$$G_2 \cdot \frac{Z_i}{Z_i + Z_1} = \frac{Z_3}{Z_4} \quad /5/$$

Если только необходимо подать на усилитель A_2 нелинейные ошибки и искажения, а не ошибки усиления /т.е., если мы хотим поддержать условие баланса входной цепи, / то точка выделения ошибки может быть смещена до удобно выбранного ответвления, идущего вдоль Z_1 , в такой точке, где подавляются все компоненты основного сигнала.

Эта конфигурация выделения ошибки может быть повторена, если сделать усилитель A_2 инвертирующим операционным усилителем, ошибка которого ощущается на его инвертирующем входе и корректируется далее вспомогательным усилителем A_3 , выход которого возбуждает нагрузку далее через выходной суммирующий импеданс. Таким методом может быть достигнута коррекция ошибки с помощью связи вперед произвольно высокого порядка. Такие схемы показаны Макмилланом /20/ и Сэндмана /8/, а также Кечледжем /25/.

На Рис.6/в/ дается схема с выделением ошибки, взятая из работы Сэндмана /8/, при использовании итеративного /повторного/ метода, но без 3-его усилителя A_3 . Цель заключается в том, чтобы получить сигнал e_1 , который представляет собой $-Z_1/Z_i \cdot e_i$, но ошибки в усилителе A_1 мешают достижению этой цели из-за недостаточности как нелинейной ошибки, так и усиления. Ошибка появится на входе в усилитель A_1 , и эта предположительно малая ошибка может быть инвертирована усилителем A_2 и добавлена к выходному сигналу на правильном уровне, чтобы подавить все ошибки и усиления, и ошибки нелинейности, появляющиеся при нагрузке.

Чтобы проанализировать схему, давайте примем, что A_1 — несовершенный усилитель, но его вход не создает активную нагрузку на контур обратной связи.

Предположим, что сигнал e_1 определен как

$$e_1 = -\frac{Z_1}{Z_i} e_i + \delta \quad /6/$$

где δ есть ошибки общего усиления, включая и линейные, и нелинейные компоненты. Мы предположим для простоты анализа, что усилитель A_2 имеет бесконечное усиление. Легко доказать, что сигнал e_2 выражен формулой

$$e_2 = -\frac{Z_2}{R_x} \left\{ \frac{Z_1 R_x e_i + Z_i R_x e_1}{Z_i Z_1 + Z_1 R_x + R_x Z_i} \right\} \\ = -\frac{Z_2}{R_x} \cdot \frac{Z_i R_x}{Z_i Z_1 + Z_1 R_x + R_x Z_i} \delta \quad /7/$$

так что e_2 содержит только ошибку. Выходное напряжение сигнала e_o может быть для удобства выражено через e_i и δ , используя приведенные выше уравнения для e_1 и e_2 :

$$e_0 = \frac{\mathcal{Z}_1 \parallel \mathcal{Z}_3}{\mathcal{Z}_4 + \mathcal{Z}_1 \parallel \mathcal{Z}_3} e_1 + \frac{\mathcal{Z}_L \parallel \mathcal{Z}_4}{\mathcal{Z}_3 + \mathcal{Z}_L \parallel \mathcal{Z}_4} e_2$$

$$= \left(\frac{\mathcal{Z}_1 \parallel \mathcal{Z}_3}{\mathcal{Z}_4 + \mathcal{Z}_1 \parallel \mathcal{Z}_3} \right) \left(-\frac{\mathcal{Z}_1}{\mathcal{Z}_i} e_i + \delta \right)$$

$$+ \left(\frac{\mathcal{Z}_L \parallel \mathcal{Z}_4}{\mathcal{Z}_3 + \mathcal{Z}_L \parallel \mathcal{Z}_4} \right) \left(-\frac{\mathcal{Z}_2}{R_x} \frac{\mathcal{Z}_i R_x}{\mathcal{Z}_i \mathcal{Z}_1 + \mathcal{Z}_1 R_x + R_x \mathcal{Z}_i} \delta \right)$$

Для того, чтобы члены ошибки в δ стремились к нулю, нам необходимо, чтобы

$$\frac{\mathcal{Z}_3}{\mathcal{Z}_4} = \frac{\mathcal{Z}_i \mathcal{Z}_2}{\mathcal{Z}_i \mathcal{Z}_1 + \mathcal{Z}_1 R_x + \mathcal{Z}_i R_x} \quad /8/$$

что мы считаем как условие баланса, чтобы убрать искажение из $\mathcal{Z}_L$. Заметьте, что $\mathcal{Z}_I$ отсутствует в условии баланса, как и предполагается, когда ошибки при нагрузке сведены к нулю. Мы отмечаем также, что напряжение снижается от ожидаемого сигнала $-1/\mathcal{Z}_L \cdot \mathcal{Z}_i / e_i$ с помощью пассивного аттенюатора, образованного $\mathcal{Z}_3$ и $\mathcal{Z}_4$, если считать, что e_2 является точкой заземления. Выходной импеданс усилителя является параллельной комбинацией $\mathcal{Z}_3$ и $\mathcal{Z}_4$, даже если усилитель A_I может иметь большой внутренний импеданс. Уравнение /8/ можно подставить в уравнение /5/ для реализации схемы на Рис. 6/в/.

На практике мы будем считать усилитель A_I основным мощным усилителем, а A_2 - корректором ошибки. Логично будет взять $\mathcal{Z}_4$ очень маленьким по отношению к $\mathcal{Z}_I$, а $\mathcal{Z}_3$ намного больше, чем $\mathcal{Z}_4$.

Мы сейчас покажем, как демпфирование тока может быть сопоставлено со схемой выделения ошибки Сэндмана, данной на Рис. 6/в/. Заметьте, что усилитель A_I не нуждается во входе. Неправильный сигнал для e_1 делает δ больше в уравнении /6/.

и тогда усилитель A_2 должен работать в усиленном режиме, чтобы свести к нулю эту большую "ошибку" усилителя A_1 . Таким образом, A_1 может получить не выход любой соответственный сигнал, который может уменьшить нагрузку, например, на усилитель A_2 . Кроме этого, мы отмечаем, что R_x может быть сделано нулевым без особого ущерба, и тогда условие баланса для нулевого искажения становится вместо уравнения /8/ следующим:

$$\frac{\overline{Z_3}}{\overline{Z_4}} = \frac{\overline{Z_2}}{\overline{Z_1}} \quad /9/$$

условие идентичное условию токового демпфирования /Ур./4/ /. На Рис. 6/с/ показано это расположение. Вход усилителя A_1 может быть оставлен неопределенным. В токовом демпфировании "демпфер" A_1 является высокомоушным эмиттерным повторителем почти с единичным усилением, и чтобы снизить до минимума нагрузку на усилитель A_2 , вход эмиттерного повторителя может возбуждаться от корректора ошибки-усилителя A_2 , как это показано на Рис. пунктирной линией.

Компоненты Z_1, Z_2, Z_3 и Z_4 образуют своего рода мост, и уравн. /9/, выражающее условие баланса, может быть записано как

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4 \quad /10/$$

Заметьте, что усилитель A_1 Рис. 6/с/ включается в точку, которую мы определяем как узловую точку. Любое возмущение, приложенное к клемме, обозначенной e_1 , не появляется при нагрузке. Это, ни в коем случае, не значит, что e_1 должен быть нулевым в течение отклонений нагрузки. Наоборот, e_1 должен быть таким, чтобы он подавал большую часть нагрузочной мощности через Z_4 с тем, чтобы нагрузка на A_2 была минимальной. Это значит, что, если усилитель A_1 дает искаженный вариант предполагаемого сигнала как e_1 , тогда A_2 обеспечит любой

необходимый ток ошибки, но естественно, что самое лучшее, если бы этот сигнал ошибки поддерживался бы очень малым.

5. Анализ Токового Демпфирования и Несколько Модификаций.

Единственный промышленный современный звуковой мощный усилитель со связью вперед для коррекции ошибки — это модель "405 Quad", созданный Акустической Производственной Компанией Хантгидона, Англия. Его упрощенная блок-схема показана на Рис.7.

Рис.7. Упрощенная диаграмма усилителя со связью вперед "Quad 405". Вход, обозначенный e_i , мог бы быть заземлен, и входной сигнал приложен к неинвертирующему входу усилителя A_2 . Если A_2 имеет большое усиление, тогда для $Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4$ e_o будет свободен от искажения. Выходным импедансом усилителя является Z_3 , соединенное параллельно с Z_4 .

I. демпфер.

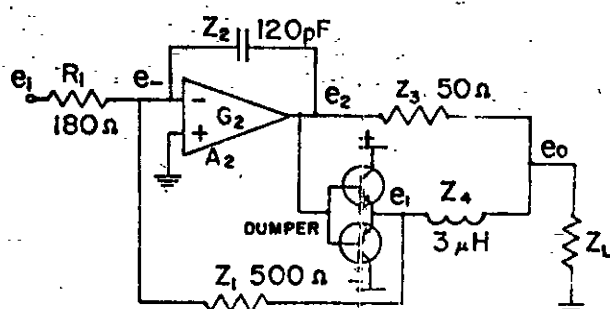


Fig. 7. A simplified diagram of the Quad 405 error feedforward amplifier. The input labeled e_i could be grounded and the input signal applied to the noninverting input of A_2 . If A_2 has a large gain, then for $Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4$, e_o will be free of distortion. The output impedance of the amplifier is Z_3 in parallel with Z_4 .

Компоненты, обозначенные L_1, L_2, L_3 и L_4 , подобраны так, чтобы они могли удовлетворить условие

$$L_2 L_4 = L_1 L_3 \quad /II/$$

которое абсолютно аналогично уравн. /10/, примененному к Рис. 6/с/. В более ранней нашей публикации /42/ мы анализировали эту конфигурацию с нескольких упрощенных точек зрения, и сейчас мы предполагаем более полный анализ. Сначала мы представим анализ на базе усилителя коррекции ошибки с бесконечным усилением разомкнутой петли, так что e_- равен нулю.

Входной ток усилителя A_2 равен нулю, и e_- тоже нулевой.

Отсюда

$$\frac{e_i}{L_i} + \frac{e_1}{L_1} + \frac{e_2}{L_2} = 0. \quad /12/$$

Напряжение e_0 может быть выражено через e_2 и e_1 следующим образом:

$$\frac{e_2 - e_0}{L_3} + \frac{e_1 - e_0}{L_4} + \frac{-e_0}{L_1} = 0. \quad /13/$$

Если мы исключим e_2 из уравн. /12/ и /13/, мы получим

$$-\frac{e_i L_2}{L_i L_3} - \frac{e_1 L_2}{L_1 L_3} - \frac{e_0}{L_3} + \frac{e_1}{L_4} - \frac{e_0}{L_4} - \frac{e_0}{L_1} = 0. \quad /14/$$

Независимость e_0 от e_1 выполняется, если члены в e_1 будут стремиться к нулю. Это дает условие $L_2 L_4 = L_1 L_3$, как показано в уравн. /II/.

На рис. 7. показан конденсатор для L_2 и индуктивность для L_4 . Это удовлетворяет уравн. /II/ для всех частот. Вышеупомянутая остроумная идея позволяет приложить почти весь выход демпфера к нагрузке на низких частотах. Сигнал коррекции ошибки через L_3 должен иметь место только на прямых

переходах "демпфера" мощного эмиттерного повторителя. I/ В ретроспективе мы отмечаем, что в схеме Сэндмана выделения ошибки, урavn. /8/ условия баланса также допускает решение, когда Z_4 является индуктивностью, а Z_2 - конденсатором.

Если усиление усилителя A_2 небесконечно, а задано G_2 , и выходной импеданс все еще мал, то нельзя пренебречь e_- .

Урavn. /12/ должно быть заменено

$$\frac{e_i - e_-}{Z_i} + \frac{e_i - e_-}{Z_1} + \frac{e_2 - e_-}{Z_2} = 0$$

и e_2 соотносится с e_- выражением

$$e_2 = -G_2 e_-.$$

После некоторых преобразований это вместе с урavn. /13/ дает следующее условие баланса:

$$Z_3 - \frac{Z_4}{Z_1} \cdot \frac{G_2}{1/Z_i + 1/Z_1 + (1 + G_2)/Z_2} = 0. \quad /15a/$$

или

$$Z_3 - \frac{Z_4}{Z_1} \cdot \frac{1}{1/G_2 Z_i + 1/G_2 Z_1 + 1/Z_2 + 1/G_2 Z_2} = 0. \quad /15b/$$

Выражение /15b/ показывает ясно, что, тк. $G_2 \rightarrow \infty$, то это условие идентично урavn. /11/.

Ясно, что невозможно просто сделать Z_2 конденсатором, а

I/ В идее токового демпфирования нет ничего внутренне присущего, чтобы требовало смещения демпфирующего каскада, и он работал в классе С. Если демпфер работает с током покоя, то это значительно облегчает задачу A_2 и улучшает предельные характеристики.

L_4 индуктивностью, если G_2 не очень большая. Анализ схемы модели "Quad 405" показывает, что G_2 должен иметь добротность /усиление X на ширину полосы/ очень большую, вероятно, больше 100 МГц. Мы знаем, что такая конструкция не проста и может вести к неустойчивости, если не будет особой тщательности в обеспечении должной компенсации. По этой причине, мы хотели посмотреть, возможно ли решение уравнения /15/ условия баланса, если выбрать, что G_2 является таким однополюсным компенсированным усилителем, что его передаточная функция приблизительно

$$G_2 = \frac{\omega_1}{s} \quad /16/$$

где ω_1 - частота единичного усиления. Конечно же, решение возможно. В урavn. /15а/ мы отмечаем, что выражение $1 + G_2/L_2$ чисто активно, если L_2 является последовательно соединенным резистором и конденсатором, скажем, R_2 и C_2 . Тогда

$$\frac{1 + G_2}{L_2} = \frac{1 + \omega_1/s}{R_2 + 1/sC_2}$$

и это - действительная величина, если

$$\omega_1 R_2 C_2 = 1 \quad /17/$$

Мы также отмечаем, что; если L_i , L_1 и L_3 являются активными резисторами, то L_4 может быть индуктивностью из-за наличия G_2 в числителе уравнения /15а/.

Используя конденсатор C_2 для L_2 , индуктивность L_4 для L_4 , резисторы R_i , R_1 и R_3 для L_i , L_1 и L_3 соответственно, обычное условие баланса

$$\frac{L_4}{C_2} = R_i R_3 \quad /18/$$

является действительным, когда G_2 бесконечно. Но для однополюсного компенсированного G_2 в выражении, данном в урavn.

/16/, в результате уравнения /15а/ условия баланса, получается 2 уравнения: одно, выраженное уравнением /17/, а другое следующим:

$$\frac{L_4}{C_2} = R_1 R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_i} + \frac{R_2}{R_1} \right). \quad /19/$$

Уравн. /19/ представляет собой значительное изменение уравн. /18/, особенно, если частота единичного усиления усилителя A_2 низкая, так что R_2 нельзя пренебречь относительно R_i и R_1 . Используя величины компонентов Рис.7 и предполагая небольшую частоту единичного усиления в 10 МГц, легко показать, что данная в скобках сумма $/1 + R_2/R_i + R_2/R_1/$ имеет величину 2.002 и что резистор, который следует добавить последовательно с C_2 , имеет величину 132.6 Ом. Эти величины значительно отличаются от первоначального условия баланса в уравн. /18/, и мы чувствуем, что проверка упомянутой теории была правильной.

На рис. 8 показана схема модели, использованной нами для проверки основных особенностей вышеприведенных условий баланса.

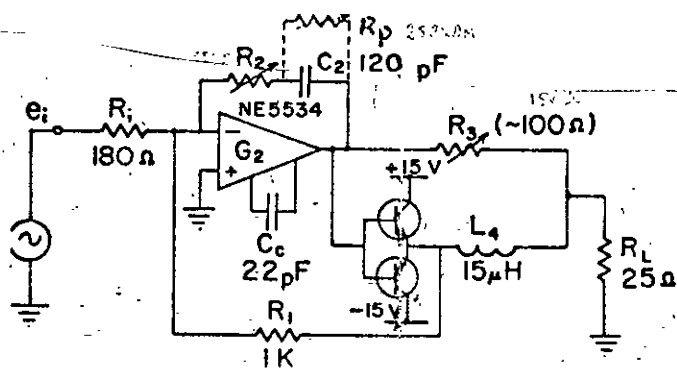


Рис. 8. Схема модели, использованная для проверки условий баланса, при использовании обычного операционного усилителя для A_2 с однополосной компенсацией. Условие баланса для R_3 может быть совсем другое, чем преж-

де, и R_2 определено отдельным уравнением. На практике было обнаружено, что выгодно сделать C_2 параллельным с сопротивлением R_p , равным, приблизительно, 250 кОм, чтобы сбалансировать последовательное сопротивление катушки L_4 .

Был выбран конденсатор компенсации C_c , чтобы обеспечить необходимое усиление на ширину полосы, а R_2 и R_3 могли меняться, чтобы свести до минимума искажение, остаточное при нагрузке с управлением от точно сбалансированного двойного - Т фильтра и осциллографа. Был подключен 3-й регулируемый резистор R_p , чтобы сбалансировать последовательное сопротивление L_4 . На Рис. 9 даны показания осциллографа самого лучшего баланса и эффект разбалансировки R_3 , R_2 и R_p , соответственно.



Рис.9. Осциллограмма характеристик схемы модели Рис.8. Верхние 4 кривые представляют собой выход через нагрузочный резистор, причем основная гармоника 13.2 кГц, в основном, подавляется двойным - Т фильтром. Чувствительность - 10 мВ/деление. Самая нижняя кривая представляет собой напряжение нагрузки при чувствительности в 10 В/деление. 4 верхние кривые

ные показывают последовательно влияние: 1/ правильного баланса схемы модели, 2/ увеличения R_3 на 16%, 3/ установки R_2 равным нулю, 4/ уменьшения R_p с 250 кОм до 60 кОм. Величины R_2 и R_3 для баланса равны, приблизительно, 150 ом. Временной масштаб 10 мксек/деление.

В результате разбалансировки R_3 появляется значительная разностная ошибка, созданная демпфирующим переходом. Установка R_2 на нуль генерирует узкие пики ошибки благодаря высокочастотной характеристике усиления усилителя A_2 . Необходимо большое изменение в R_p , чтобы получилась ошибка, показанная в 4-й кривой. Можно опустить R_p , если последовательное сопротивление L_4 очень мало.

Было обнаружено, что при минимальной емкости компенсации и $R_2 = 0$, оптимальная величина R_3 была близка к расчетной величине уравн. /18/. Но разностная ошибка была все же значительной, хотя она представляла искажение, вероятно, равное 0.01 %, потому что пики очень узки. Это, между прочим, можно считать хорошей характеристикой для комплементарного выходного каскада эмиттерного повторителя с двумя базами соединенными вместе. I/

Однако, когда R_2 и R_3 были настроены на минимальное разностное искажение, даже хотя операционный усилитель был компенсирован с шириной полосы единичного усиления в 10 МГц, пики ошибки были намного меньше, давая общее гармоническое искажение в 0.001%. Величины R_2 и R_3 были в нормальном соответствии с уравнениями /17/ и /19/. Эти аспекты токового демпфирования важны, т.к. они говорят о том факте, что общее сведение

к нулю сигнала ошибки возможно для усилителей A_2 , имеющих обычные свойства интегратора.

Интересный аспект динамического баланса дается на Рис.

10.

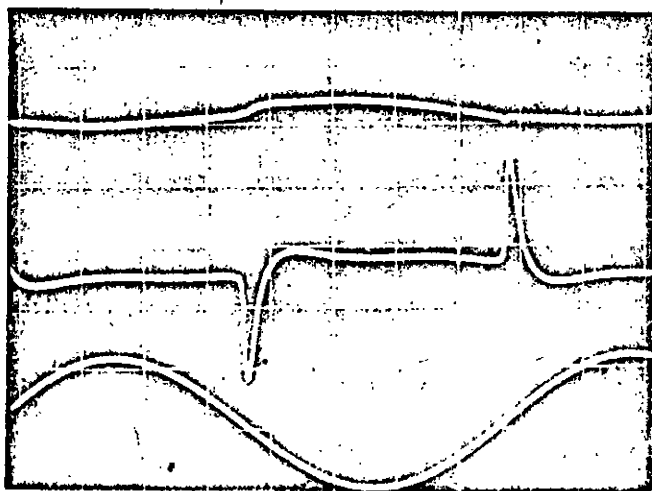


Рис. 10. Осциллограмма, показывающая характеристики схемы модели Рис. 8. 2^е верхние кривые при 10 мВ/деление представляют собой выход, пропущенный через двоянный -Т фильтр, который подавляет большую часть основного сигнала 13.2 кГц. Нижняя кривая - это выход при 10 В/деление. Верхняя кривая представляет собой наилучший баланс с индуктором $L_4 = 20$ мкГ, который сделан из многих параллельных витков тонкой изолированной проволоки, намотанной на каркас большого диаметра. Средняя кривая - это самый наилучший достижимый баланс, когда индуктивность L_4 представляет собой 1;5 мм проволоку, намотанную на каркас малого диаметра. Временной масштаб 10 мксек/деление.

Верхняя кривая показывает нам лучший достижимый баланс, при использовании схемы рис. 8 с индуктивностью в 20 мкГ, который представляет собой много параллельных витков тонкой

проводами, намотанной на большой каркас. Средняя кривая показывает наилучший баланс, когда индуктивность представляет собой проволоку диаметром в 1,5 мм, намотанную на маленький каркас. Импульсы ошибки вызываются вихревыми токами в толстой проволоке. Такая индуктивность имеет различные величины на низких и высоких частотах. Продолжительность времени импульсов ошибки согласуется качественно с оценкой, основанной на величине, обратной частоте, для которой толщина скин-слоя меди равна 0,75 мм. Ясно, что детальная электрическая природа компонентов должна хорошо регулироваться в токовом демпфировании, когда допускаются сигналы ошибки с большой шириной полосы.

Следует отметить тот факт, что в Рис. 7 и Рис. 8 основная конфигурация инвертирующая, и входной импеданс, который находится перед источником, равен, приблизительно, R_i , и относительно небольшим сопротивлением. Но, конечно же, точка, обозначенная e_i могла бы быть заземлена, а сигнал мог бы быть введен в неинвертирующий вход усилителя A_2 . Это — случай для действительного усилителя "Quad 405". Анализ для такого случая немного более сложен, но можно показать, что то же самое условие баланса в уравн. /II/ или /I5/ применимо в любом случае. В наших анализах мы можем использовать любую конфигурацию без потери замечаний общего характера.

Оставшаяся проблема в нашем анализе — это предположение, что усилитель A_2 имеет нулевой выходной импеданс, хотя его усиление конечное. Нулевой выходной импеданс подразумевает бесконечное внутреннее усиление с примененной отрицательной обратной связью. На практике, выходной импеданс усилителя A_2 может быть очень низким. Например, выходной импеданс

разумкнутой петли операционного усилителя NE 5534 на рис. 8 равен ≈ 50 Ом. Если мы вновь проследим теорию, ведущую к условию баланса в уравн. /15/, но включим выходной импеданс Z_o усилителя A_2 , то получим условие баланса /после значительных преобразований/ как $Z_o \rightarrow 0$, это условие баланса сводится к уравнению /15/. Увеличившаяся сложность трудно представить себе. Если Z_o является активным сопротивлением, единственное очевидное решение заключается в том, чтобы C_2 и все L были активными. Даже тогда условие баланса не принимает во внимание линейный входной ток демпфера эмиттерного повторителя. В нашей ранней работе /42/ мы показали, что до тех пор, пока усиление тока демпфера постоянно, условие баланса существует. Мы поняли, что лучшее решение было возможным и предположили в своей I-й статье создать схемы, которые также свели бы к нулю искажение передачи тока.

Это очень хорошо решил Гевренг /Neugeng / /43/, /44/, чей анализ мы представляем ^Н ниже. Оказалось, что решение наилучшим образом разрешает проблему, только что обсужденную, а именно, ⁰ выходной ^Р импеданс усилителя коррекции ошибки.

Существенный вопрос заключается в том, что должен быть найден дополнительный сигнал, чтобы вызвать дополнительное действие коррекции ошибки, т.к. базы демпфера берут больше тока. Рис. II /а/ показывает, как это достигается.

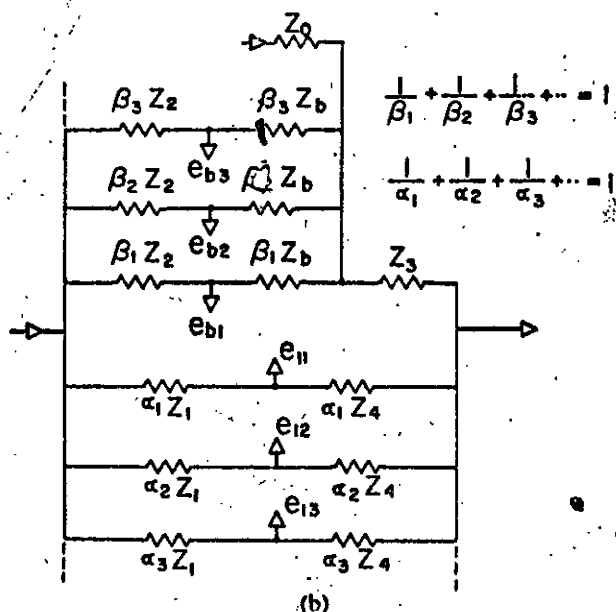
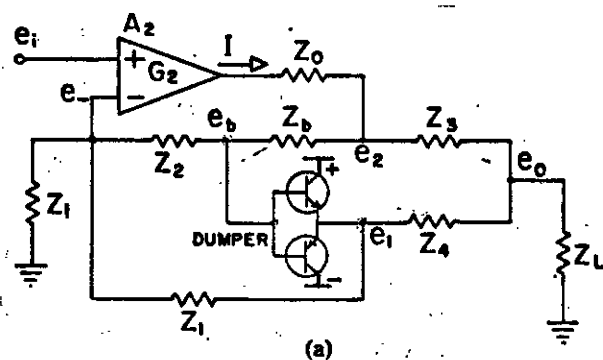


Рис. II/а/. Модификация Гевренга к токовому демпфированию, которое сводит к нулю искажение, вызванное нелинейным токовым усилением демпфера при использовании усилителя коррекции ошибки с конечным выходным импедансом Z_c . Новый элемент Z_b вызывает дополнительную коррекцию через Z_3 всякий раз, когда демпфер берет на себя входной ток. В этой схеме используется неинвертирующая конфигурация, но условие баланса такие же, как и для инвертирующего варианта, Схема имеет 2 узловые точки, обозначенные e_e и e_i : любые внеш-

ние сигналы, приложенные к этим точкам не появляются на выходе e_0 /в/. Показывается, как число узловых точек в /а/ может быть увеличено бесконечно. Коэффициенты α и β /которые могут быть комплексными/ таковы, что общая проводимость и коэффициент деления ответвлений - те же самые, что и для исходного ответвления.

I- демпфер.

Дополнительный элемент Z_β , включенный в мост, вызывает дополнительную коррекцию через Z_2 , когда демпфер берет на себя базовый ток. Усилитель A_2 имеет усиление напряжения G_2 , выходной импеданс Z_0 , и выходной ток I. Определяющее уравнение для этой схемы следующие:

$$e_0 = G_2 / e_i - e_- / - Z_0 I$$

$$e_- \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} \right) = \frac{e_1}{Z_1} + \frac{e_2}{Z_2}$$

$$e_0 \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_4} \right) = \frac{e_6}{Z_3} + \frac{e_1}{Z_4}$$

$$e_2 \left(\frac{1}{Z_\beta} + \frac{1}{Z_3} \right) = I + \frac{e_0}{Z_3} + \frac{e_6}{Z_\beta}$$

Когда e_- , e_1 и I исключаются из этих уравнений, то получается уравнение:

$$e = e_0 \left[\frac{1 + \frac{Z_4}{Z_3} + \frac{Z_4}{Z_1}}{1 + \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_1}{Z_3}} - \frac{Z_0}{G_2 Z_3} \right] + e_6 \left[\frac{1}{1 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z_3}} - \frac{Z_0}{G_2 Z_\beta} \right] + e_2 \left[\frac{Z_0}{G_2} \left(\frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_\beta} + \frac{1}{Z_0} \right) - \frac{Z_4}{Z_3 \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_1}{Z_3} \right)} \right]$$

Мы отмечаем, что оба члена в e_2 и e_6 с правильным под-

бором компонентов могут быть установлены на нуль. Таким обр., теперь существуют, 2 условия баланса. Можно посоветовать, оставить e_6 и e_1 вместо e_2 и e_6 . Но, на самом деле, это не имеет значения: все равно возникли бы те же самые условия баланса. Можно считать, что искажение демпфера действует как e_1 , но вариант такого искажения будет иметь место и в e_2 . Если мы не примем во внимание влияние L_6 , тогда $e_6 = e_2$, но нуль для e_2 /или e_1 / все еще будет иметь место. Это создало узловую точку e_1 . Мы отмечаем также, что с введением L_6 , имеет место новое нулевое условие, и e_6 становится также узловой точкой. Любой ток, взятый от e_6 /или сигнал, инжесктированный в e_6 / не создаст искажения в e_0 , как мы видели ранее для e_1 .

Нулевое условие для исключения e_2 /или e_1 / из уравн. /21/ может быть записано

$$\frac{\bar{L}_4}{\bar{L}_3} = \frac{\bar{L}_0}{G_2} / \frac{\bar{I}}{\bar{L}_3} + \frac{\bar{I}}{\bar{L}_6} + \frac{\bar{I}}{\bar{L}_0} / / \bar{I} + \frac{\bar{L}_1}{\bar{L}_2} + \frac{\bar{L}_1}{\bar{L}_i} / \quad /22/$$

а условие для исключения e_6

$$\bar{L}_6 = \frac{\bar{L}_0}{G_2} / \bar{I} + \frac{\bar{L}_2}{\bar{L}_1} + \frac{\bar{L}_2}{\bar{L}_i} / . \quad /23/$$

Если мы используем уравн. /23/, чтобы упростить уравн. /22/, то мы имеем

$$\frac{\bar{L}_3 + \bar{L}_6}{\bar{L}_4} + \frac{\bar{L}_3 \bar{L}_6}{\bar{L}_4 \bar{L}_0} = \frac{\bar{L}_2}{\bar{L}_1} . \quad /24/$$

Это делает анализ Гевренга полным. Стоит отметить, что если G_2 большое, то $\bar{L}_6 \rightarrow 0$, и если $\bar{L}_0$ - очень маленький, то и $\bar{L}_6$ становится небольшим. Нуль, выраженный уравн. /22/ или уравн. /24/, определяется определенными ненулевыми компонентами по

мере приближения $G_2 \rightarrow \infty$, в то же время в том же самом пределе уравн. /23/ нулевого условия исчезает, т.к. $G_2 \rightarrow \infty$ или $\mathcal{L}_0 \rightarrow 0$. Но решение Гевренга проблемы искажения передачи тока важно, т.к. оно показывает, что линейный усилитель A_2 может дать точную коррекцию ошибки, хотя он имеет конечное усиление и ненулевой выходной импеданс.

Упомянутая теория была проверена на схеме нашей модели. В схеме особенно той, которая показана на Рис. II/а/, мы обнаружили /при отсутствии демпфера/, что сигналы, инжектированные в e_6 или e_1 , не появлялись в e_0 , когда элементы моста были отрегулированы в соответствии с уравн. /23/ и /24/. Усилитель A_2 был дифференциальным усилителем с присущей ему обратной связью, чтобы зависимость от G_2 уравнения /23/ могла бы быть проверена. Схема легко балансируется /используя все активные элементы/, чтобы заставить точки e_6 и e_1 действовать как узловые точки. Количество узловых точек может быть увеличено бесконечно путем разделения плечей $\mathcal{L}_2 \mathcal{L}_B$ или $\mathcal{L}_1 \mathcal{L}_4$ моста на параллельные узлы, имеющие тот же самый относительный импеданс и ту же самую общую проводимость, что и исходное плечо, как изображено на Рис. II/в/. Коэффициенты $\mathcal{L}$ или β могли бы быть комплексными числами, с тем чтобы различные параллельные плечи не обязательно имели одинаковые компоненты.

Существует несколько реализаций уравнений /23/ и /24/ условий баланса, и среди них есть такие, где имеется конденсатор для $\mathcal{L}_2$, а для $\mathcal{L}_4$ — индуктивность, соединенная последовательно с резистором. Неизвестно, существует ли реализация для усиления G_2 усилителя в форме, данной уравн. /16/.

Неясна практичность использования $\mathcal{L}_e$. В реалистичной

схеме можно было бы попытаться сделать L_0 маленьким, а C_2 - большим. Тогда ошибка, вызванная пренебрежением L_0 , может быть незначительной.

Связь Вперед для Коррекции Ошибки в Усилителях

кл. - Д.

Переключающий /или кл. - Д/ усилитель имеет внутренне присущие ограничения, что и делает коррекцию ошибки с помощью связи вперед привлекательной. Трудно получить одновременно свойства высокой эффективности и малого искажения, т.к. очень высокая переключающая частота, которая снижает искажение, обычно имеет более низкую эффективность. Применение связи вперед позволяет конструирование высокоэффективного усилителя кл. - Д грубого /с малой точностью/, с относительно малой коррекцией. Но такие конструкции имеют несколько характеристик, которые требуют дополнительных методов, характерных для усилителей кл. -Д.

Использование переключающего усилителя требует реактивного выходного фильтра для подавления высокочастотных компонентов, пропуская только звуковые частоты, которые должны проходить, и возвращая переключающие токи к источнику для эффективности. Такой фильтр будет иметь ощутимую задержку, достигающую до значительной части цикла при 20 кГц. Такая временная задержка значит, что усилитель, корректирующий ошибку, должен обеспечивать большие токи. Напр., предположим, что существует временная задержка τ , представляющая фазовый сдвиг $\phi = \omega\tau$ на частоте ω . Непосредственно это значит математически, что форма сигнала ошибки будет иметь компонент первичного сигнала, равного $2 \sin(\phi/2)$ умноженного на e_1 .

Для фазового сдвига в 15° . Это представляет амплитуду, которая составляет 26 % выхода основного усилителя. Чтобы удовлетворить требования малой коррекции ошибки, может быть использована линия задержки, как показано на Рис. 12/а/ для обеспечения задержки входного сигнала с тем, чтобы синхронное извлечение ошибки имело место.

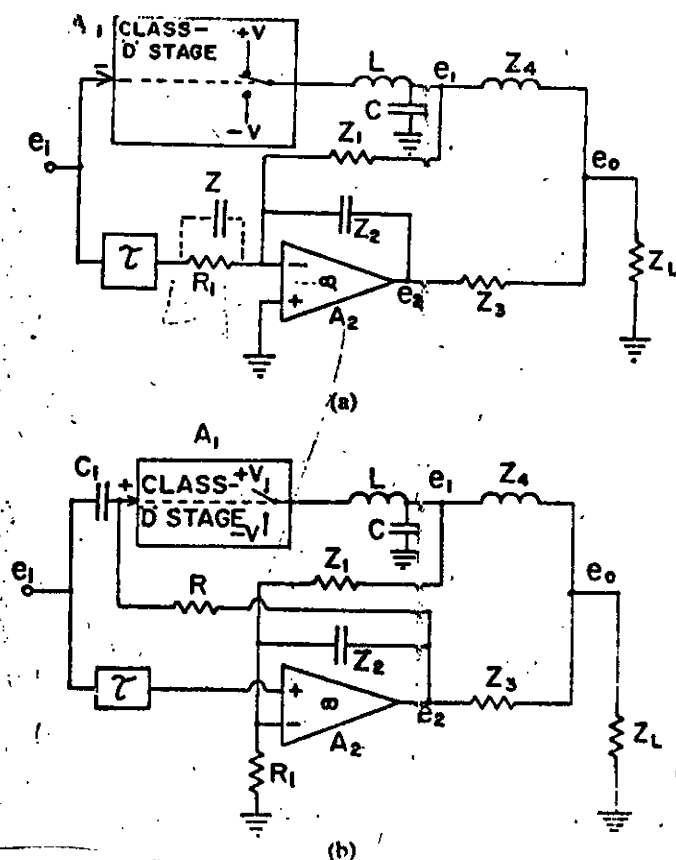


Fig. 12. (a) An illustration of how error feedforward might be applied to a class-D switching amplifier. The output LC filter is regarded as part of A₁, the class-D stage. The delay line τ is added so that the delay in e_i is roughly compensated, hence allowing a smaller error signal. Z is explained in the text. (b) Class-D error feedforward with compensation for possible dc offsets in e_i . R prevents low-frequency saturation of A₂, while signals are passed by C₁. Careful design is necessary in this configuration to prevent instability.

Рис. 12/а/. Иллюстрация того, как связь вперед для коррекции ошибки может быть применима в переключающем усилителе кл./Д. Выходной фильтр LC считается частью A₁, каскад кл. Д. Линия задержки τ добавлена, чтобы задержка в e_i , приблизительно, компенсировалась, таким обр., допуская меньший сиг-

нал ошибки. $\sim$ объяснено в тексте. /б/ Каскад кл.-Д со связью вперед с компенсацией для возможных отклонений по постоянному току в e_1 .

Р предотвращает низкочастотное насыщение A_2 , а сигналы пропускаются C_1 . В этой конфигурации необходима очень тщательная конструкция, чтобы предотвратить неустойчивость.

I - каскад кл.-Д.

На Рис. 12/а/ фильтр $\mathcal{L}$ в переключающем усилителе имеет некоторую задержку как и задержку, обусловленную самим переключающим модулятором, и наша цель - сбалансировать эту задержку с эквивалентной задержкой $\mathcal{J}$ при приложении входного сигнала к усилителю коррекции ошибки A_2 . Если в e_1 нет ошибки, тогда можно ожидать, что e_2 равно нулю при условии, если $\mathcal{L}_1/R_1$ выбрано равным усилению каскада кл.-Д; однако, это пропустит большой ток через $\mathcal{L}_3$. Более разумное решение - это расположить $e_2 \approx E_1$, таким образом, чтобы токовая нагрузка на усилитель A_2 могла быть небольшой. Компонент, проведенный пунктирной линией и обозначенный $\mathcal{L}$, сделает $e_2 = e_1$, если $\mathcal{L}_1/R_1 = \mathcal{L}_2/\mathcal{L}$. Заметьте, что R_1 и $\mathcal{L}$ необязательны для коррекции ошибки; они выбраны, чтобы снизить токовую нагрузку на A_2 .

Остающаяся проблема в схеме Рис. 12/а/ может иметь место, если $\mathcal{L}_4$ является индуктивностью, как изображено. Предположим, что каскад кл.-Д допускает небольшое отклонение ошибки по постоянному току в e_1 . При коррекции ошибки можно попытаться устранить это смещение в e_1 , и таким обр., ток в $\mathcal{L}_4$ увеличится равномерно во времени, будучи поданным усилителем A_2 через $\mathcal{L}_3$. Отсюда e_2 будет увеличиваться во времени до насыщения A_2 . В экспериментах с каскадом кл.-Д модели мы заметим эту проблему не только для отклонений по постоянному то-

ку, но и для высоких амплитуд при низких звуковых частотах, для которых χ_4 представляет маленький импеданс. Схема рис. 7 исключает эту проблему за счет превращения A_1 в эмиттерный повторитель, и путем выведения своего входа от e_2 . Это решение непрактичное в настоящей схеме Рис. 12/а/, т.к. временная задержка выходного фильтра кл.-Д будет, конечно же, вызывать нестабильность. Частичное решение проблемы проиллюстрировано на Рис. 12/в/, в котором высокочастотные входные сигналы связаны через конденсатор непосредственно с каскадом кл.-Д, в то время, как насыщение A_2 предотвращается путем подачи низкочастотных сигналов от правильно установленного e_2 . Таким обр., может быть преодолена проблема стабильности.

В нашей схеме модели использованы все особенности схемы, показанной на Рис. 12/в/, и результаты оказались вдохновляющими, хотя особенности, такие как проблема стабильности, требуют больше теоретической и экспериментальной работы.

Усилитель кл.-Д со связью вперед совместит качество высокой эффективности и малого искажения. Кроме этого, обычные усилители кл.-Д имеют выходной фильтр, у которого изменения импеданса хотя и невелики, но все же не такие небольшие, как у обычного усилителя кл.-АВ с обратной связью. При связи вперед выходной импеданс соединен параллельно с χ_3 и χ_4 , он может быть очень маленьким.

Значительным преимуществом связи вперед является возможность полного устранения утечки переключающей частоты. Хотя каскад кл.-Д с его фильтром будет создавать остаточные RF компоненты выходного сигнала, петля коррекции ошибки может, в принципе, устранить это полностью /см. также /45/ /. Однако, можно ожидать, что усилитель A_2 и компоненты моста станут

сложными в своем режиме работы на высоких частотах, и очень важно внимание к деталям при рассмотрении высокочастотного баланса, как мы обнаружили, работая с нашей моделью.

7. Заключение.

Цель нашей работы заключается в том, чтобы проинформировать специалистов по акустике об истории связи вперед для коррекции ошибки, об ее недавнем появлении заново, и об анализе топологии схемы современного изделия, появившегося на рынке. Преимущество связи вперед в усилителях кл.-Д очевидно, но существует несколько характерных особенностей в этом подходе к переключающим усилителям. Мы рассматриваем связь вперед как альтернативу отрицательной обратной связи с некоторыми преимуществами. Мы не считаем ее обязательной для звуковых усилителей, многие из которых, мы думаем, достигли звукового совершенства. Стремление к получению сверхнизких искажений само по себе бессмысленно, если оно не связано с процессом прослушивания.

the error amplifier A_2 . If e_1 has no error, then we would expect e_2 to be zero provided Z_1/R_1 has been chosen to be equal to the gain of the class-D stage; however, this would allow a large current to flow through Z_3 . A more sensible choice is to arrange $e_2 \approx e_1$, so that the current load on A_2 can be low. The dashed component labeled Z will make $e_2 = e_1$ if $Z_1/R_1 = Z_2/Z$. Note that R_1 and Z are not necessary for error correction; they are chosen to reduce the current load on A_2 .

A remaining problem in the circuit of Fig. 12(a) can occur if Z_4 is an inductor as drawn. Suppose that the class-D stage allows a small dc error offset in e_1 . The error correction will attempt to remove this at e_0 , and so the current in Z_4 will increase uniformly with time, being supplied by A_2 through Z_3 . Hence e_2 will increase with time until A_2 saturates. In experiments with a model class-D stage we have noticed this problem not just for dc offsets, but for high amplitudes at low audio frequencies for which Z_4 represents a small impedance. The circuit of Fig. 7 inates this problem by making A_1 an emitter follower and deriving its input from e_2 . This solution is not practical in the present scheme of Fig. 12(a), because the time delay of the class-D output filter will certainly cause instabilities. A partial solution to the problem is illustrated in Fig. 12(b) in which the high-frequency input signals are capacitor coupled directly to the class-D stage, whereas saturation of A_2 is averted by feeding the low-frequency signals from a properly scaled e_2 . In this way the stability problem can be overcome. Our model circuit incorporated all the features shown in Fig. 12(b), and the results were encouraging, although features such as the stability problem require more theoretical and experimental work.

A class-D amplifier with error feedforward would combine the qualities of high efficiency and low distortion. An additional point is that normal class-D amplifiers have an output filter whose impedance variations, though small, are not as low as a regular class-AB amplifier with feedback. With error feedforward, the output impedance is Z_3 and Z_4 in parallel, which can be quite low.

A significant advantage of error feedforward is the possibility of complete removal of switching frequency leakage. Although the class-D stage with its filter will still produce some residual RF output, the error correction loop can remove this totally in principle (see also [45]). However, one would expect the amplifier A_2 and the bridge components to become complex in their behavior at high frequencies, and attention to detail regarding high-frequency balance is essential, as we have found with our model.

7 CONCLUSION

The thrust of our paper is to inform the audio community of the history of error feedforward, its recent reemergence, and the analysis of the circuit topology of a current market product. The advantage of error feedforward in class-D amplifiers is obvious, but there are several peculiarities of this approach to switching amplifiers. We regard error feedforward as an alternative to negative feedback with some definite advantages. We do not consider it a cure-all for audio amplifiers, many of which we believe have reached audible perfection. The pursuit of ultra-low distortion for its own sake is not meaningful without reference to the hearing process.

8 ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank Peter Walker of the Acoustical Manufacturing Co. Ltd. for a number of interesting discussions and a sample of the Quac 405 amplifier for experimental purposes. This work was supported by the Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada.

9 REFERENCES

- [1] H. S. Black, "Wave Translation System," U.S. Patent 2 102 671 (1937 Dec. 21).
- [2] H. S. Black, "Inventing the Negative Feedback Amplifier," *IEEE Spectrum*, vol. 14, pp. 55-60 (1977 Dec.).
- [3] H. S. Black, "Translating System," U.S. Patent 1 686 792 (1928 Oct. 9).
- [4] P. J. Walker and M. P. Albinson, "Current Dumping Audio Amplifier," presented at 50th Convention of the Audio Engineering Society, London, 1975 March 4-7.
- [5] P. J. Walker, "Current Dumping Audio Amplifier," *Wireless World*, vol. 81, pp. 560-562 (1975 Dec.).
- [6] P. J. Walker and M. P. Albinson, "Distortion-Free Amplifiers," U.S. Patent 3 970 953 (1976 July 20).
- [7] A. M. Sandman, "Reducing Distortion by 'Error Add-On'," *Wireless World*, vol. 79, p. 32 (1973 Jan.).
- [8] A. M. Sandman, "Reducing Amplifier Distortion," *Wireless World*, vol. 80, pp. 367-371 (1974 Oct.); Correction, p. 454 (1974 Nov.).
- [9] K. B. Klaassen, R. J. de Kok, and J. C. L. van Peppen, "Signal-Error-Feedforward-Controlled Amplifiers," *Electron. Lett.*, vol. 11, pp. 250-251 (1975 June 12).
- [10] H. Seidel, H. R. Beurrier, and A. N. Friedman, "Error-Controlled High Power Linear Amplifiers at VHF," *Bell Sys. Tech. J.*, vol. 47, pp. 651-722 (1968 May-June).
- [11] H. Seidel, "A Feedforward Experiment Applied to an L-4 Carrier System Amplifier," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-19, pp. 320-325 (1971 June).
- [12] H. Seidel, "A Microwave Feed-Forward Experiment," *Bell Sys. Tech. J.*, vol. 50, pp. 2879-2916 (1971 Nov.).
- [13] H. Seidel, "Feedforward Technology," *Proc. 1973 IEEE Int. Symp. on Circuit Theory*, pp. 13-14 (1973 Apr.).
- [14] J. R. Macdonald, "Active-Error Feedback and Its Application to a Specific Driver Circuit," *Proc. IRE*, vol. 43, pp. 808-813 (1955 July).
- [15] W. Baggally, "Distortion Cancellation in Audio Amplifiers," *Wireless Eng. & Experim. Wireless*, vol. 10, pp. 413-419 (1933 Aug.).
- [16] D. Bollen, "Distortion Reducer," *Wireless World*, vol. 79, pp. 54-57 (1973 Feb.).
- [17] K. B. Klaassen, R. J. de Kok, and J. C. L. van Peppen, "Amplifier Systems with Quasifeedforward Control," *Electron. Lett.*, vol. 11, pp. 400-401 (1975 Aug. 21).
- [18] W. Hähnle, "Amplifier Circuits," U.S. Patent 1 940 414 (1933 Dec. 19).
- [19] J. R. Ford, "Amplifier Circuit," U.S. Patent 2 379 699 (1945 July 3).
- [20] B. McMillan, "Multiple-Feedback Systems," U.S. Patent 2 748 201 (1956 May 29).