

Обратная связь в усилителе мощности класса «D» с использованием физической модели

А. М. Михеенко

В представленном материале рассматривается возможность коррекции нелинейности в усилителях класса «D» и в широтно-импульсных системах автоматического регулирования (ШИС), когда глубокая противосвязь недопустима по соображениям устойчивости. С этой целью предлагается ввести в схему цепь дополнительной обратной связи через физическую модель основного тракта ШИС.

Оценка эффективности предложенного способа коррекции выполнена на примере существенно нелинейного усилителя класса «D».

Ключевые слова: широтно-импульсная модуляция, импульсный преобразователь напряжения, усилитель класса «D», нелинейные искажения, обратная связь, физическая модель усилителя.

1. Введение

Усилители мощности класса «D» с широтно-импульсной модуляцией находят в настоящее время широкое применение при выходной мощности от единиц ватт в интегральном исполнении до сотен кВт в мощных модуляционных устройствах. На малых уровнях мощности проблемы обеспечения линейности и устойчивости усилителя решаются за счёт высокой тактовой частоты (до 1 МГц) и простейших выходных фильтров. При больших мощностях существенно увеличиваются габариты усилителей и, как следствие, растут паразитные ёмкости схемы, что приводит к необходимости использования минимально возможной тактовой частоты (порядка $50 \div 100$ кГц) и соответственно сложных демодулирующих фильтров.

Использование отрицательной обратной связи (ООС) для снижения нелинейных искажений в этом случае оказывается неэффективным, т.к. наличие в её цепи сложного фильтра существенно ограничивает допустимую величину устойчивой противосвязи.

В импульсных системах автоматического регулирования нелинейность непрерывной части системы приводит к существенному снижению запаса устойчивости в динамическом режиме (устойчивости процессов [1]).

Настоящая работа посвящена разработке метода эффективной коррекции нелинейности ШИС при сохранении её устойчивости.

2. Основные схемы мощных модуляционных устройств класса «D»

Усилители большой мощности класса «D» (модуляторы) строятся на принципах импульсных преобразователей напряжения [2], упрощённые схемы которых представлены на рис. 1. На основе первой из них (рис.1а) разработаны мощные модуляторы типа «PANTEL» и «PULSAM». Вторая схема (рис.1б) легла в основу «модулятора с нагрузкой в цепи диода» (НЦД) [3]. Третий тип преобразователя пока не нашёл применения в качестве усилителя или модулятора.

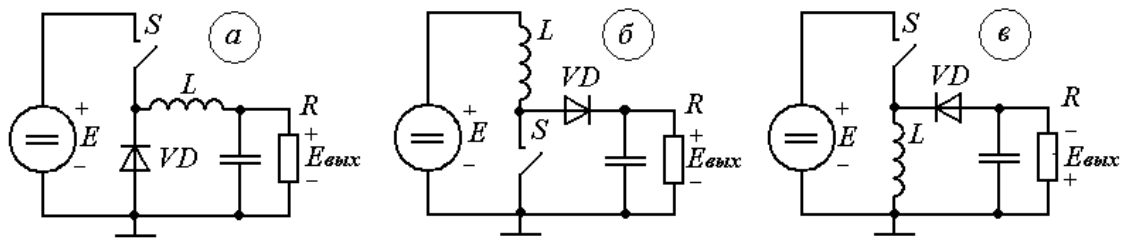


Рис. 1. Импульсные преобразователи напряжения

Модуляторы на основе первого преобразователя способны изменять напряжение только в сторону понижения. Их достоинством является возможность получения линейной регулировочной (модуляционной) характеристики.

Преобразователь второго типа может только повышать напряжение, поэтому в модуляторе на его основе используется принцип автоанодной модуляции [3], для реализации которого требуется дроссель L с очень большой индуктивностью, рассчитанной на частоты усиливаемого сигнала.

Третий преобразователь может как повышать, так и понижать напряжение. При этом индуктивность дросселя L относительно не велика, т.к. рассчитана только на тактовую частоту. Основные недостатки этого преобразователя – принципиальная нелинейность регулировочной характеристики и инверсия выходного напряжения по отношению к напряжению источника питания E .

Последний недостаток легко устраняется преобразованием схемы к виду (рис. 2а).

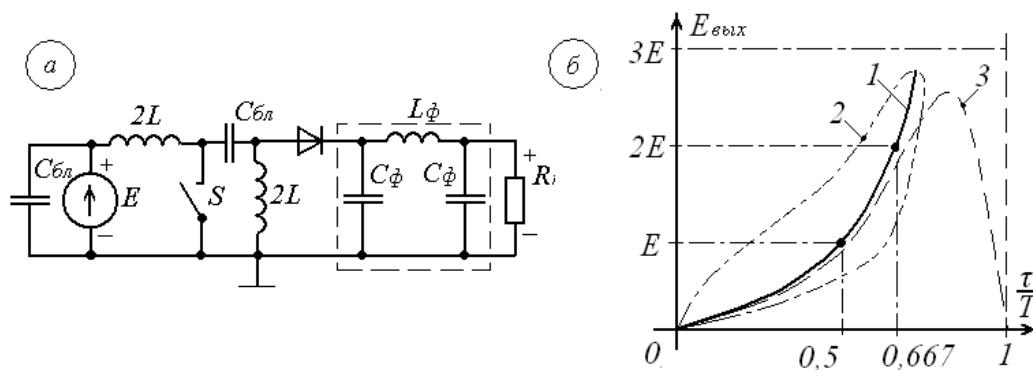


Рис. 2. Преобразователь без инверсии напряжения

Здесь же представлена регулировочная характеристика этого преобразователя, которая при отсутствии потерь может быть описана выражением (1).

На рис. 2б этой характеристике соответствует кривая 1.

$$|E_{\text{вых}}| = E \frac{\tau}{1-\tau} \quad (1)$$

Здесь $\tau = \frac{tu}{T}$ – относительная длительность импульса тока в цепи ключа S .

Дадим этому преобразователю условное название «преобразователь с передачей энергии через индуктивный накопитель» (ПЭИН).

Как уже отмечалось выше, преобразователь ПЭИН – принципиально нелинейный, причём его нелинейность, как это следует из (1) и рис.2б, достаточно велика. Поэтому использование противосвязи здесь малоэффективно. Применение предискажений для компенсации нелинейности модуляционной характеристики также не даёт желаемых результатов, т.к. в динамическом режиме характеристика становится неоднозначной (см. кривую 2 на рис.2б).

Основным препятствием для получения глубокой противосвязи в усилителе класса «D» являются значительные фазовые сдвиги сигнала (запаздывание во времени) в фильтре нижних частот (ФНЧ). Компенсация задержки возможна, если замкнуть цепь обратной связи не через собственно усилитель мощности, а через его физическую модель, модуляционная характеристика которой (благодаря импульсному характеру сигнала), может достаточно точно повторить характеристику основного преобразователя. Действительно, особенностью импульсного сигнала является практически полная независимость длительности импульса от нелинейности амплитудной характеристики усилительного тракта. Поэтому форма регулировочной характеристики преобразователя (1) слабо зависит от параметров схемы и параметров предварительных импульсных усилителей.

Разумеется, такая «обратная связь» фактически ею не является, а представляет собой вариант компенсатора нелинейных искажений, в котором источником компенсирующего сигнала (с учётом всех фазовых сдвигов) служит физическая модель усилителя. По своей эффективности такой компенсатор эквивалентен известной «связи вперёд» [4], однако по способу реализации является аналогом обратной связи.

3. Реализация обратной связи по физической модели

Рассмотрим упрощённый вариант «обратной связи по физической модели» (ОСФМ), представленный на рис. 3а.

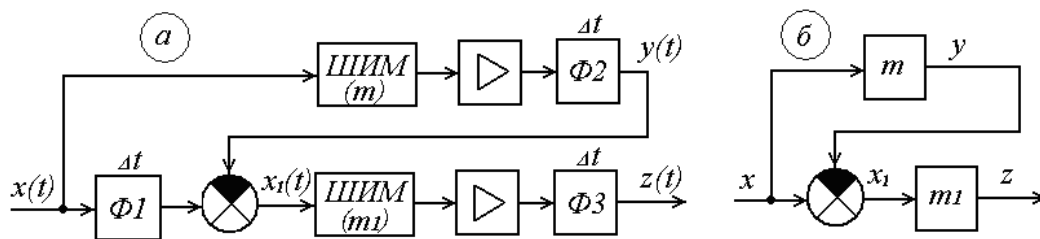


Рис.3. Структурная схема усилителя с обратной связью по физической модели

Здесь $\Phi 1, \Phi 2$ – фильтры с идентичными характеристиками (временем задержки); ШИМ – широтно-импульсный модулятор. Основной тракт усилителя начинается с фильтра нижних частот (ФНЧ) $\Phi 1$, обеспечивающего компенсирующую задержку на время Δt . Поскольку в тракте модели усилителя также происходит задержка в выходном фильтре $\Phi 2$, сигнал, поступающий на вход сумматора ($y(t)$), практически не отличается от входного сигнала $x(t)$ по временным параметрам, но содержит в себе всю информацию о нелинейности модуляционной характеристики.

Сумматор, в качестве которого обычно используется дифференциальный усилитель, обладает односторонней проводимостью, поэтому реальных обратных связей не будет ни в основном усилителе, ни в его модели. Следовательно, в таком устройстве не возникает и проблем устойчивости (если не принимать во внимание паразитные обратные связи).

Поскольку применение ОСФМ позволяет снять проблему значительных фазовых сдвигов в кольце ОС, то при дальнейшей оценке эффективности предлагаемого метода задержку сигнала Δt положим равной нулю и представим схему на рис. 3а в виде рис.3б. На этом рисунке

$x = (1 + u)$ – нормированный входной сигнал, где $u = \frac{u_{ax}(t)}{u_{ax\max}}$;

m – коэффициент широтно-импульсной модуляции модели усилителя;

$m1$ – коэффициент широтно-импульсной модуляции усилителя ПЭИН.

Согласно (1),
$$y = \frac{mx}{1 - mx} ;$$

$$z = \frac{m1 \cdot x1}{1 - m1 \cdot x1}, \quad (2)$$

где $x1 = x - y$. Тогда на основании (2)

$$z = \frac{m1 \cdot x \cdot [1 - \frac{m}{1 - mx}]}{1 - m1 \cdot x \cdot [1 - \frac{m}{1 - mx}]} \quad (3)$$

При использовании схемы ПЭИН в качестве мощного модулятора нормированное напряжение на его выходе $z = \frac{E_{вых}}{E_{выхмакс}}$ должно изменяться от 0 до 2 (рис.2.6). Тогда при $x = 2$, $z = 2$, и согласно (2), $m1 \cdot x1 = 0.667$.

Потребуем, чтобы при $u = -1$; $u = 0$; и $u = 1$ между z и u существовала пропорциональная зависимость, т.е.

$$m1 \cdot x1|_{u=1; z=2} = 2m1 \cdot [1 - \frac{m}{1 - 2m}] = 0.667; \quad (4)$$

$$m1 \cdot x1|_{u=0; z=1} = m1 \cdot [1 - \frac{m}{1 - m}] = 0.5; \quad (5)$$

$$m1 \cdot x1|_{u=-1; z=0} = 0.$$

В результате имеем систему алгебраических уравнений с неизвестными m и $m1$. Её решение дает следующий результат: $m1 = 0.808$; $m = 0.27$.

Найденные значения m и $m1$ позволяют определить выходной сигнал согласно (3). На рис. 4. представлена полученная зависимость $z(x)$ для $m1 = 0.808$; $m = 0.27$. Там же приведена аналогичная характеристика при отсутствии коррекции ($m1 = 0.334$; $m = 0$). Как видно, коррекция при условиях (4) и (5) приводит к существенной компенсации нелинейности модуляционной характеристики. Лучший результат удалось получить при $m1 = 0.7$; $m = 0.255$.

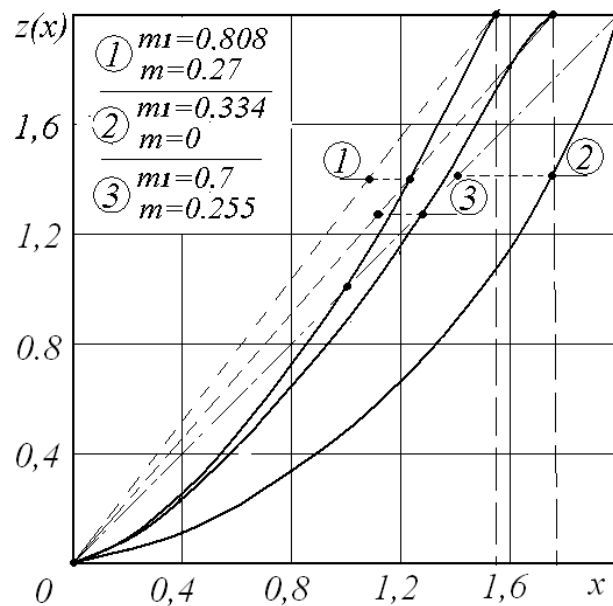


Рис. 4. Модуляционные характеристики ПЭИН

Для количественной оценки эффективности корректора по методу пяти ординат был вычислен коэффициент гармоник (K_2) для характеристик с $m = 0$ и $m = 0.255$. Результаты

вычислений дали следующий результат: в первом случае $K_2 = 27.8 \%$; во втором – 11.5% . Таким образом, появилась возможность уменьшения искажений в 2.5 раза. Заметим, что в аналогичной ситуации ООС менее эффективна. Так, в примере, приведённом в [5], при нелинейных искажениях в 20% , использование ООС с глубиной 20 дБ приводит к уменьшению искажений всего лишь до 15% .

В нашем случае, при большей нелинейности усилителя, действие корректора эквивалентно глубине противосвязи $25 - 30$ дБ без проблем, связанных с устойчивостью. Следует также отметить, что выражение (1) не учитывает потерь в ключевых элементах схемы модулятора ПЭИН. С учётом потерь характеристика модулятора становится более линейной (см. кривую 3 на рис. 1а) и соответственно эффективнее будет действовать ОСФМ. Кроме того, линейность можно повысить и за счёт использования пусть неглубокой ООС в усилителе и его модели одновременно.

Наконец, возможна коррекция с использованием двух физических моделей, как показано на рис. 5.

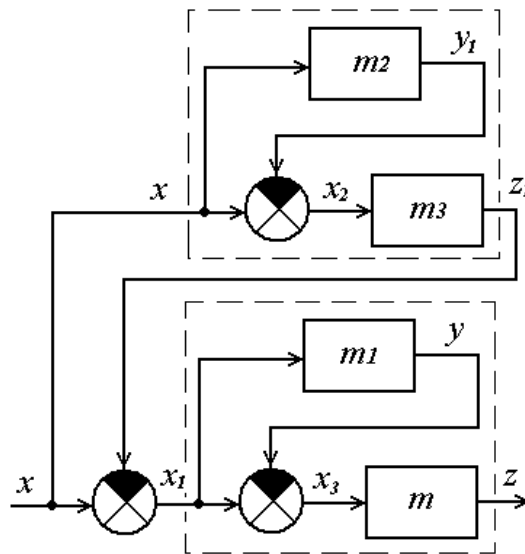


Рис.5. Корректированный усилитель класса «D» с использованием двух физических моделей

4. Заключение

Поскольку в нелинейных мощных усилителях класса «D» применение ООС малоэффективно, для повышения качественных показателей целесообразно использовать метод предкоррекции искажений с помощью физической модели усилителя в кольце «обратной связи». При этом удаётся решить и проблему устойчивости усилителя класса «D», т.к. реальные обратные связи фактически исключены.

Заметим также, что при большом коэффициенте усиления в основном тракте, мощность, потребляемая физической моделью, практически не отразится на энергетических показателях устройства в целом.

Литература

1. Я.З.Ципкин, Ю.С.Попков. Теория нелинейных импульсных систем. - М.: «Наука», 1973, 416 с., ил.
2. С.С.Букреев и др. Источники вторичного электропитания. -М.: Радио и связь, 1983. -280с., ил.

3. М.А.Сиверс и др.. Проектирование и техническая эксплуатация радиопередающих устройств. -М.: Радио и связь, 1989. -336с., ил.
4. А. А.Соловьёв. Особенности использования связи вперёд в усилительных трактах со сложением мощностей//Тр. 7-й междунар. симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. Санкт-Петербург, 26 – 29 июня 2007. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2007. с. 239-241.
5. Г.С. Рамм. Электронные усилители. - М.: Связь, 1964, -335с., ил.

Статья поступила в редакцию 25.02.2011

Исправленный вариант – 24.05.2011

Михеенко Анатолий Михайлович

к.т.н., доцент кафедры беспроводных информационных сетей и систем СибГУТИ, (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86)
тел. (383) 2-698-265, e-mail: amm@sibsutis.ru, amm1939@yandex.ru

Feedback Coupling in «D» Class Power Amplifier Using Physical Model

A.M. Miheenko

In this paper the possibility of nonlinear correction in «D» class power amplifier and in time-proportional automatic control systems (TCS) is considered when tight counter coupling is invalid for stability reasons. With this end in view it is offered to introduce an additional feedback coupling circuit in the scheme via physical model of the main TCS path. Performance evaluation of the suggested correction method is done taking as an example essentially time proportional «D» class amplifier.

Keywords: Pulse-duration modulation, voltage pulse converter, «D» class amplifier, nonlinear distortions, feedback coupling, amplifier physical model.