

ЭЛЕКТРОНИКА  
И РАДИОТЕХНИКА

УДК 621.3.018.783

**КОРРЕКЦИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ  
В СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ УСТРОЙСТВАХ  
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИХ МОДЕЛИ В ВИДЕ НЕЛИНЕЙНОГО  
РЕКУРСИВНОГО ФИЛЬТРА**

© 2026 г. Э. В. Семенов\*, М. А. Назаров

*Институт сильноточной электроники Сибирского отделения*

*Российской академии наук*

*Россия, 634055, Томск, просп. Академический, 2/3*

*\*e-mail: edwardsemyonov@narod.ru*

Поступила в редакцию 08.10.2025 г.

После доработки 30.12.2025 г.

Принята к публикации 30.01.2026 г.

Рассмотрен метод коррекции нелинейно-инерционных искажений, вносимых сверхширокополосными устройствами в измерительных трактах различной конфигурации. Под сверхширокополосными понимаются устройства, рабочий частотный диапазон которых сопоставим с центральной частотой диапазона (абсолютные частоты могут быть различные). Метод основан на характеристизации устройства посредством семейства переходных характеристик и замещении его эквивалентной цепью из нелинейных резистивных и реактивных элементов. Их характеристики выбираются так, чтобы эта цепь давала переходные характеристики, близкие переходным характеристикам устройства. По эквивалентной схеме отыскиваются входные сигналы устройства по заданным выходным, т.е. решается задача синтеза оператора с обратными по отношению к объекту свойствами (синтез корректора). Используемая модель устройств функционально соответствует нелинейному рекурсивному фильтру и не накладывает ограничений на форму и ширину полосы корректируемых сигналов. Рассмотрен подход к регуляризации процедуры коррекции для уменьшения влияния шумов, помех и систематических погрешностей. На примере усилителя мощности видеоимпульсных сигналов показано, что статическая нелинейность уменьшается 16% до 1.4%, а динамическая с 44% до 3.0%.

## 1. ВВЕДЕНИЕ

Известные методы измерения нелинейных характеристик цепей используют гармонические тестовые сигналы [1]. Такие измерения подходят для устройств в радиочастотных частях трактов радиотехнических систем. В области же основных частот (безотносительно к абсолютным значениям частот) ширина спектра сигналов оказывается сопоставимой с центральной частотой спектра (сверхширокополосные сигналы). Для таких частей тракта, а также для узлов, работающих с импульсными и широкополосными

сигналами, измерения с применением гармонических сигналов не подходят, поскольку нелинейно-инерционные узлы по-разному реагируют на сигналы разной формы. Характеристики, полученные на гармоническом сигнале, не будут правильно отражать нелинейные искажения в узле на импульсном сигнале со сплошным спектром [2]. В настоящее время в инженерной практике нет адекватных методов и приборов для нелинейных измерений характеристик устройств основной полосы частот.

В последние годы нами предложены методы нелинейной характеристики устройств основной полосы частот [3–5]. Они основаны на измерении семейства переходных характеристик (ПХ) объекта измерения при различных амплитудах воздействия. При этом важно, чтобы нелинейные и динамические искажения сигналов в измерительном тракте не оказывали значимого влияния на результат измерения характеристик объекта. Проще всего это достигается за счет уменьшения времени переходных процессов в измерительной установке по сравнению с длительностью фронта переходной характеристики объекта измерения [5]. Однако это не всегда можно обеспечить в должной степени. Тогда актуальным становится уменьшение динамических и особенно нелинейных динамических искажений [5, 6] сигналов в измерительной установке. Нелинейные динамические искажения могут возникать как в выходных усилителях тестовых воздействий на объект [5], так и во входных усилителях регистрирующих устройств [3], а также в аналого-цифровых преобразователях [4].

Помимо описанной выше ситуации динамические нелинейные искажения импульсных и сложных сигналов в измерительном тракте важны и при тестировании электронных приборов и узлов радиотехнического тракта сигналами, близкими к реальным рабочим сигналам [7–9], а также при измерении нелинейного рассеяния объектами видеоимпульсных электромагнитных волн [10].

Конечно, можно предъявить требования к динамической нелинейности усилителей, цифро-аналоговых (ЦАП) и аналого-цифровых (АЦП) преобразователей в системе и постараться обеспечить их схемотехнически. Однако это приводит к удорожанию решений и имеет определенные пределы уменьшения нелинейности. Альтернативным вариантом является применение предкоррекции в усилителях мощности и ЦАП или посткоррекции во входных усилителях и АЦП.

В общей формулировке задача синтеза корректора решается как задача отыскания оператора, обратного по отношению к оператору объекта коррекции. Таким образом, синтез корректора зависит от моделей объекта их развитости и эффективности использования в инженерной практике. На настоящий момент в инженерной практике наиболее распространены модели полигармонических искажений устройств [1], что, соответственно,

позволило разработать большое количество решений для корректоров искажений гармонических сигналов как программных, так и аппаратных [11–14].

Модели устройств основной полосы частот (или сверхширокополосных устройств) известны [15, 16], но воспринимаются инженерами как слишком сложные и для непосредственного использования, и тем более для отыскания модели, реализующей обратные операции с сигналами (с целью коррекции искажений в исходном устройстве). Особенности проблемы вызывает отыскание характеристических функций при параметризации таких моделей. Можно указать лишь ограниченное число публикаций, где коррекция нелинейно-инерционных искажений сверхширокополосных сигналов выполняется хотя бы для частных измерительных задач [17].

В последнее время нами предложены нелинейно-инерционные модели сверхширокополосных устройств в виде нелинейных многопетлевых рекурсивных фильтров (максимально третьего порядка) с интеграторами в обратных связях [3, 4]. Всем таким фильтрам может быть поставлена в соответствие эквивалентная схема с нелинейными элементами. Это существенно упрощает как их непосредственное инженерное использование, так и отыскание обратной модели для синтеза корректора искажений сигналов объектом. Действительно, по эквивалентной схеме всегда легко понять, как можно рассчитать сигнал на входе эквивалентной схемы, если известен сигнал на ее выходе.

Целью настоящей статьи является рассмотрение метода синтеза корректора нелинейно-инерционных искажений сверхширокополосных сигналов с приложением к задаче предкоррекции нелинейных искажений в видеоимпульсном усилителе.

## 2. ПРИМЕР ОБЪЕКТА КОРРЕКЦИИ И ЕГО МОДЕЛЬ.

### ИСХОДНАЯ СТАТИЧЕСКАЯ И ДИНАМИЧЕСКАЯ НЕЛИНЕЙНОСТЬ ОБЪЕКТА

Для упрощения рассмотрения принципиальных моментов выберем объект с апериодическими переходными характеристиками, которые могут быть аппроксимированы нелинейным рекурсивным фильтром первого порядка [5]. Схема конкретного объекта, который используется далее в качестве примера, приведена на рис. 1. Это видеоимпульсный усилитель мощности, обеспечивающий на нагрузке 50 Ом амплитуду импульсов до 55 В при длительности фронта ПХ 80 нс.

**Рис. 1.** Пример объекта коррекции – видеоимпульсный усилитель мощности [5].

Семейство переходных характеристик представленного на рис. 1 усилителя приведено на рис. 2 штриховыми линиями [5]. Переходные характеристики измерены при помощи генератора сигналов National Instruments PXI-5244.

**Рис. 2.** Переходные характеристики усилителя без коррекции (штриховые линии) [5] и с коррекцией нелинейных искажений (сплошные линии)

Существенная нелинейность выбранного объекта ясна из рис. 2 сразу, поскольку видна существенная зависимость формы переходной характеристики от амплитуды входного воздействия. Из представленных ПХ можно было бы непосредственно определить величину нелинейных искажений этих ступенчатых сигналов как разность между соответствующей ПХ и прогнозом этой ПХ на случай отсутствия нелинейных искажений [2, 7–9]. Последний можно получить из малосигнальной ПХ путем ее пересчета к сигналу большей амплитуды. Однако это не очень хорошая идея по двум причинам. Во-первых, такие вычисления дают информацию только об искажениях конкретных сигналов, но не являются собственными характеристическими функциями устройства. Во-вторых, форма тестовых сигналов, из которых получены данные ПХ, в общем случае может несколько различаться, что даст разницу в переходных характеристиках даже при отсутствии нелинейных искажений сигналов в объекте. Оба этих негативных обстоятельства можно обойти, если в качестве характеристик нелинейности объекта рассматривать характеристические функции его нелинейно-инерционной модели [6].

На рис. 2 можно видеть, что переходные характеристики усилителя в целом имеют экспоненциальный вид, поэтому для их моделирования предпочтителен рекурсивный фильтр. Аперриодический характер ПХ указывает на то, что с хорошей точностью они могут быть аппроксимированы моделью первого порядка [5].

Мы будем использовать нелинейный рекурсивный фильтр с интегратором в цепи обратной связи (рис. 3а), поскольку динамика его работы легко интерпретируется параллельной (нелинейной)  $RC$ -цепью (рис. 3б), в которой входной сигнал объекта ассоциирован с током через  $RC$ -цепь  $i_{\text{вх}}(t)$ , а напряжение на ней  $u_{\text{вых}}(t)$  отражает выходной сигнал объекта [5].

**Рис. 3.** Модель усилителя в виде нелинейного рекурсивного фильтра первого порядка (а) и электрическая эквивалентная схема этого фильтра (б) [5]

Динамика переходного процесса в  $RC$ -цепи, представленной на рис. 3б, описывается следующей системой уравнений:

$$i_C(t) = i_{\text{ВХ}}(t) - i_R(t), \quad (1)$$

$$q_C(t) = \int_{-\infty}^t i_C(t) dt, \quad (2)$$

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = U[q_C(t)], \quad (3)$$

$$i_R(t) = I[u_{\text{ВЫХ}}(t)], \quad (4)$$

где  $i_C$  и  $i_R$  – ток через емкость и резистор соответственно,  $q_C$  – заряд емкости,  $I(u_{\text{ВЫХ}})$  – вольт-амперная характеристика (ВАХ) резистора,  $U(q_C)$  – кулон-вольтовая характеристика (КВХ) емкости.

Для характеристики модели (1)–(4) нужно определить две функции:  $I(u_{\text{ВЫХ}})$  и  $U(q_C)$ . В работе [5] показано, что их можно найти из измеренных ПХ посредством прямой вычислительной процедуры. На первом шаге такой процедуры выбран момент стробирования на плоской вершине ПХ, и для данного момента записана амплитуда ступенчатого тока на входе объекта как функция статического напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$  на его выходе,  $I(U_{\text{ВЫХ}})$ . На втором шаге по формуле (4) был определен ток резистора  $i_R(t)$ , и далее по формуле (1) – ток емкости  $i_C(t)$ . Затем по формуле (2) из  $i_C(t)$  был получен заряд  $q_C(t)$ . На третьем шаге по  $q_C(t)$  в выбранный момент стробирования определен заряд  $Q_C$  и статическое напряжение на выходе объекта – как его функция  $U(Q_C)$ . Определенные таким образом ВАХ,  $I(U_{\text{ВЫХ}})$ , и КВХ,  $U(Q_C)$ , представлены на рис. 4 [5].

**Рис. 4.** Характеристические функции модели усилителя

Функцию  $I(U_{\text{ВЫХ}})$  можно непосредственно использовать как характеристику статической нелинейности объекта. Однако визуально удобней наблюдать отклонение от равномерного закона, чем от линейного, поэтому вычислим из  $I(U_{\text{ВЫХ}})$  статическое сопротивление резистора в эквивалентной схеме:

$$R(U_{\text{ВЫХ}}) = U_{\text{ВЫХ}}/I(U_{\text{ВЫХ}}).$$

Для усилителя, представленного на рис. 1, зависимость  $R(U_{\text{ВЫХ}})$  приведена на рис. 5а штриховой линией (статическая нелинейность достигает 16% в диапазоне выходных напряжений до 54 В). Однако, несмотря на напрашивающуюся аналогию, КВХ нельзя использовать как независимую характеристику динамической нелинейности [6]. КВХ устанавливает взаимное соответствие выходного напряжения объекта и заряда емкости эквивалентной  $RC$ -цепи. При этом выходное напряжение объекта содержит нелинейные искажения даже в том случае, если нелинейность объекта может быть описана исключительно безынерционным законом. В итоге эта нелинейность “встраивается” в зависимость  $U(q_C)$ , даже если объект имеет только линейные инерционные свойства. В работе [6] показано, что

независимую характеристику динамической нелинейности объекта обеспечивает отношение заряда емкостного элемента эквивалентной  $RC$ -цепи к току через резистивный элемент, представленное как функция выходного напряжения устройства. Данная характеристика имеет размерность времени и по смыслу соответствует постоянной времени эквивалентной объекту  $RC$ -цепи  $T(u_{\text{вых}})$ . Для представленного на рис. 1 усилителя характеристика  $T(U_{\text{вых}})$  приведена на рис. 5б штриховой линией [6]. Можно видеть, что инерционность объекта является существенно нелинейной (до 44% в диапазоне выходных напряжений до 54 В).

**Рис. 5.** Характеристики статической (а) и динамической (б) нелинейности усилителя.

### 3. ИНВЕРСИЯ НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ ОБЪЕКТА КОРРЕКЦИИ И СИНТЕЗ КОРРЕКТОРА

Преобразование сигналов объектом коррекции в целом описывается нелинейно-инерционным оператором  $S$ , который каждой функции входного тока  $i_{\text{вх}}(t)$  ставит в соответствие функцию выходного напряжения  $u_{\text{вых}}(t)$ :

$$u_{\text{вых}}(t) = S[i_{\text{вх}}(t)].$$

Задача синтеза корректора искажений сигналов объектом сводится к отысканию обратного оператора  $S^{-1}$ , который по заданному напряжению на выходе объекта возвращает ток на его входе:

$$i_{\text{вх}}(t) = S^{-1}[u_{\text{вых}}(t)]. \quad (5)$$

При каскадном включении корректора с оператором  $S^{-1}$  и объекта получаем, что такая система не искажает сигнал  $u_{\text{вх}}(t)$ , поступающий на ее вход. Действительно, из записи

$$u_{\text{вых}}(t) = S\{S^{-1}[u_{\text{вх}}(t)]\} \quad (6)$$

ясно, что

$$u_{\text{вых}}(t) \equiv u_{\text{вх}}(t). \quad (7)$$

Входной ток по заданному выходному напряжению (5) можно найти по той же модели (1)–(4). В соответствии с (1) ток  $i_{\text{вх}}(t)$  находится как сумма резистивного  $i_R(t)$  и емкостного  $i_C(t)$  тока. Ток резистивного элемента  $i_R(t)$  мы можем найти непосредственно по заданному  $u_{\text{вых}}(t)$  (4). Ток емкостного элемента находится из выражения (2) как производная заряда емкости  $q_C(t)$ . В свою очередь, этот заряд мы можем отыскать из (3), обратив кулон-вольтовую характеристику:

$$q_C(t) = Q[u_{\text{вых}}(t)].$$

Здесь  $Q(u_{\text{вых}})$  – вольт-кулонная характеристика. На практике  $U(Q_C)$  находится путем интерполяции таблично-определенных (по семейству измеренных ПХ) данных о заряде

эквивалентной емкости и выходном напряжении объекта, поэтому обращение этой функции сводится к простой перестановке столбца-аргумента и столбца-функции (с последующей интерполяцией).

Резюмируя сказанное, запишем систему уравнений, описывающую работу корректора нелинейно-инерционных искажений сигналов объектом:

$$i_R(t) = I[u_{\text{вх}}(t)], \quad (8)$$

$$q_C(t) = Q[u_{\text{вх}}(t)], \quad (9)$$

$$i_C(t) = d[q_C(t)]/dt, \quad (10)$$

$$i_{\text{вх}}(t) = i_R(t) + i_C(t). \quad (11)$$

В этих формулах вместо сигнала  $u_{\text{вх}}$  записан тождественный ему сигнал на входе корректора  $u_{\text{вх}}$  (7).

Отметим, что корректор и объект коррекции можно включать в любой последовательности. Действительно, если в (6) переставить исходный и обратный операторы местами, то получим

$$i_{\text{вх}}(t) \equiv S^{-1}\{S[i_{\text{вх}}(t)]\}, \quad (12)$$

причем  $i_{\text{вх}}(t) \equiv i_{\text{вх}}(t)$ . Формула (6) соответствует предкорректору (для ЦАП, усилителей мощности и пр.), а формула (12) – посткорректору (для малошумящих усилителей, АЦП и т.д.).

Систему формул (8)–(11) для дальнейшей интерпретации можно представить в виде функциональной схемы (рис. 6а). Удобно, что схема не содержит рекурсии в отличие от модели объекта (рис. 3а). Надо сказать, что на уровне структуры аналогичный корректор уже получен в [17] на основании так называемой теории расщепления сигналов. Однако в этой работе не рассматривается сигнальная коррекция (коррекция временных зависимостей сигналов). Кроме того, представленный нами подход дает простой алгоритм отыскания характеристических функций корректора  $I(u_{\text{вх}})$  и  $Q(u_{\text{вх}})$ .

**Рис. 6.** Функциональная схема корректора нелинейных искажений.

#### 4. НЕКОРРЕКТНОСТЬ ЗАДАЧИ КОРРЕКЦИИ. РЕГУЛЯРИЗАЦИЯ РЕШЕНИЯ

Как и в большинстве задач редукции к идеальному прибору [18], система формул (8)–(11) дает некорректное решение. Это связано с тем, что объект коррекции, как очевидно из его переходных характеристик, обладает свойствами фильтра нижних частот. Неограниченный рост ослабления объектом коррекции верхних частот с увеличением частоты приведет к неограниченному росту усиления верхних частот в корректоре с увеличением частоты. Шумы,

помехи и систематическая погрешность коррекции в данной ситуации будут приводить к большой погрешности откорректированного сигнала, что и является признаком некорректности полученного решения задачи коррекции.

Борьба с некорректностью (регуляризация решения) в задаче нелинейной коррекции упрощается тем обстоятельством, что коррекция линейных передаточных свойств объекта является побочным эффектом, который не требуется практически. Чтобы исключить воздействие на линейные передаточные свойства объекта нужно добиться того, чтобы нормированная передаточная функция системы “корректор – объект” (или “объект – корректор”) была такой же, как нормированная передаточная функция объекта.

Малосигнальная (линейная) передаточная функция объекта коррекции определяется как трансимпеданс

$$Z(\omega) = U_{\text{вых}}(\omega)/I_{\text{вх}}(\omega),$$

который моделируется в соответствии с рис. 3б как импеданс  $RC$ -цепи:

$$Z(\omega) = 1/(1/R_0 + j\omega C_0) = R_0/(1 + j\omega R_0 C_0).$$

Здесь  $R_0$  и  $C_0$  – малосигнальные значения сопротивления и емкости элементов эквивалентной схемы. Их можно определить из ВАХ и КВХ объекта, однако удобнее сразу определить малосигнальную постоянную времени  $T_0$  из зависимости  $T(U_{\text{вых}})$ . В этом случае трансимпеданс объекта приобретает вид

$$Z(\omega) = R_0/(1 + j\omega T_0).$$

Передаточные свойства корректора в малосигнальной области будут определяться функцией, обратной трансимпедансу  $Z(\omega)$ , т.е. трансадмиттансом

$$Y(\omega) = (1 + j\omega T_0)/R_0.$$

Если перед корректором установить фильтр нижних частот с передаточной функцией

$$H(\omega) = 1/(1 + j\omega T_0), \quad (13)$$

то общий трансадмиттанс  $Y^*(\omega)$  такой системы станет равномерным:

$$Y^*(\omega) = H(\omega)Y(\omega) \equiv R_0.$$

В итоге, корректор, дополненный фильтром с передаточной функцией (13), перестанет оказывать влияние на малосигнальные передаточные свойства объекта коррекции.

Отметим, что соединение узлов, описываемых прямым и обратным операторами в соответствии с формулами (6) или (12), должно быть непосредственным, т.е. линейный фильтр с передаточной функцией  $H(\omega)$  должен устанавливаться либо перед предкорректором, либо после посткорректора.

В частном случае предкорректора система формул (8)–(11) оказывается дополненной выражением

$$u_{\text{вх}}(t) = F^{-1}\{H(\omega)F[u_{\text{вх}}^*(t)]\}, \quad (14)$$

где  $u_{\text{вх}}^*(t)$  – сигнал на входе фильтра нижних частот,  $F$  и  $F^{-1}$  – прямое и обратное преобразование Фурье. Соответствующая функциональная схема корректора представлена на рис. 6б.

## 5. ТЕСТИРОВАНИЕ ОБЪЕКТА С НЕЛИНЕЙНЫМ КОРРЕКТОРОМ. ДИНАМИЧЕСКИЕ И НЕЛИНЕЙНЫЕ СВОЙСТВА ОБЪЕКТА В ЭТОМ СЛУЧАЕ

Для проверки работы предложенного корректора рассмотрим систему “корректор – объект” (рис. 7) как предмет моделирования в соответствии с функциональной и эквивалентной схемами, приведенными на рис. 3. Для характеристики такой модели, как и ранее, нужно сформировать семейство ступенчатых сигналов (в данном случае это  $u_{\text{вх}}^*(t)$ ).

### **Рис. 7.** Функциональная схема, показывающая подключение предкорректора к усилителю

Однако следует учитывать, что максимальное напряжение не должно превышать основанной на измерениях области определения функций  $I[u_{\text{вх}}]$  и  $Q[u_{\text{вх}}]$ . В нашем случае это 55 В. Система из 12 тестовых сигналов  $u_{\text{вх}}^*(t)$  приведена на рис. 8 штриховыми линиями. Это сигналы, сформированные в цифровой форме как идеальные ступенчатые. Сигналы  $u_{\text{вх}}(t)$  на выходе фильтра с передаточной функцией  $H(\omega)$  имеют вид, представленный сплошными линиями на рис. 8. Операция преобразования сигналов функцией  $H(\omega)$  также выполняется в цифровой форме. Частоту дискретизации следует выбирать с учетом свойств функции  $H(\omega)$ . В рассматриваемом примере  $H(\omega)$  соответствует передаточной функции фильтра нижних частот первого порядка (13) с постоянной времени  $T_0 = 56$  нс (частота среза 2.8 МГц). Спад модуля передаточной функции первого порядка медленный, поэтому частоту дискретизации нужно выбирать с большим запасом. Для преобразования сигнала в аналоговую форму мы выбрали ЦАП National Instruments PXI-5422 с частотой дискретизации 200 МГц. На этой частоте остаточное значение модуля функции  $H(\omega)$  составляет 1.4%. Это примерно сопоставимо с остаточной нелинейностью, на которую можно рассчитывать после применения рассматриваемой коррекции. Можно, конечно, использовать и любой другой генератор сигналов произвольной формы с подходящей частотой дискретизации.

### **Рис. 8.** Сигналы для тестирования эффективности коррекции

Из сигналов  $u_{\text{вх}}(t)$  (полученных цифровым преобразованием ступенчатых функций по формуле (14)) в цифровой форме вычисляются резистивный ток по формуле (8) (коррекция статической нелинейности) и емкостной заряд по формуле (9) (коррекция динамической нелинейности). Из емкостного заряда вычисляется ток емкости (10), который складывается с резистивным током (11). В результате получается предискаженный сигнал (в размерности

тока), включающий коррекцию как статических, так и динамических нелинейных искажений (выходной сигнал узла A1 на рис. 7). Поскольку цифровой сигнал, подаваемый на ЦАП, по числовым значениям ассоциируется с выходным напряжением ЦАП, вычисленный по формуле (11) ток умножается на выходное сопротивление ЦАП (50 Ом). Полученное таким образом семейство сигналов в размерности напряжения представлено на рис. 9. Эти сигналы при помощи ЦАП National Instruments PXI-5422 преобразуются в аналоговую форму (выходной сигнал узла A2 на рис. 7) и подаются на вход выбранного в качестве примера усилителя (рис. 1). В результате на выходе усилителя (выход узла A3 на рис. 7) получено семейство переходных характеристик, представленное на рис. 2 сплошными линиями.

**Рис. 9.** Предыскаженные сигналы, подаваемые на вход усилителя.

На рис. 2 видно, что качественно эффективность нелинейной коррекции хорошая: форма переходного процесса визуально не зависит от амплитуды воздействия. Однако количественно определить эффективность коррекции таким образом нельзя. Чтобы дать количественную оценку, определим характеристические функции  $I(U_{\text{ВЫХ}})$  и  $U(Q_C)$  представленной на рис. 7 системы с последующим отысканием функции  $T(U_{\text{ВЫХ}})$  (так, как это было проделано для усилителя без применения коррекции). Полученные в итоге функции  $R(U_{\text{ВЫХ}})$  и  $T(U_{\text{ВЫХ}})$  приведены на рис. 5 сплошными линиями. Таким образом, в результате коррекции (как видно на рис. 5) статическая нелинейность объекта уменьшается с 16% до 1.4%, а динамическая с 44% до 3.0%.

## 9. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Показано, что нелинейно-инерционные поведенческие модели в виде рекурсивных фильтров, которым ставится в соответствие простая нелинейная электрическая цепь, позволяют легко определить обратный оператор. Это дает возможность разрабатывать корректоры нелинейно-инерционных искажений сигналов в различных устройствах, в том числе в устройствах основной полосы частот и в сверхширокополосных устройствах.

Нелинейный корректор первого порядка получился трансверсальным, его структура, в принципе, известна из литературы. Однако предложенный подход позволил предложить логически прозрачный способ отыскания характеристических функций в таком корректоре. Кроме того, мы предложили способ регуляризации процедуры коррекции для уменьшения влияния шумов, помех и систематических погрешностей в работе корректора на результат коррекции.

Рассмотренные корректоры могут быть установлены как перед объектом коррекции (коррекция искажений сигналов в ЦАП, усилителях мощности и пр.), так и после него (коррекция для малошумящих усилителей, АЦП и т.д.).

На примере предкоррекции нелинейных искажений сигналов в трехкаскадном видеоимпульсном усилителе показано, что как статическая, так и динамическая нелинейности объекта коррекции могут быть уменьшены более, чем на порядок.

#### ФИНАНСИРОВАНИЕ

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FWRM-2024-0001).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Root D.E., Verspecht J., Sharrit D., Wood J., Cognata A.* // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2005. V. 53. P. 3656. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2005.855728>
2. *Иванов И.Ф., Трофимов В.С.* // Радиотехника. 1963. Т. 18. № 2. С. 52.
3. *Semyonov E.V.* // IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs. 2021. V. 68. P. 2192. <https://doi.org/10.1109/TCSII.2020.3048819>
4. *Semyonov E.V.* // IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs. 2023. V. 70. P. 2216. <https://doi.org/10.1109/TCSII.2022.3231873>
5. *Назаров М.А., Семенов Э.В.* // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26. № 4. С. 123. <https://doi.org/10.32603/1993-8985-2023-26-4-123-132>
6. *Семенов Э.В., Назаров М.А., Полторыхин К.М.* // Журнал радиоэлектроники. 2025. №1. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.1.12>
7. *Arnstein D.S., Vuong X.T., Cotner C.B., Daryanani H.M.* // COMSAT Technical Review. 1992. V. 22. № 1. P. 93. [https://www.comsatlegacy.com/COMSAT Technical Review/CTR Spring 1992, INT-VI and Sig Process, V.22-1,.PDF](https://www.comsatlegacy.com/COMSAT%20Technical%20Review/CTR%20Spring%201992,%20INT-VI%20and%20Sig%20Process,%20V.22-1,.PDF)
8. *Chen S.-W., Panton W., Gilmore R.* // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1996. V. 44. P. 2743. <https://doi.org/10.1109/22.554660>
9. *Haining W., Jiangang L., Jiqin W., Chenxin Z.* // J. Air Force Engineering University: Natural Science Edition. 2005. V. 6. № 3. P. 47. [http://kjgcdx.ijournal.cn/ch/reader/create\\_pdf.aspx?file\\_no=20050314](http://kjgcdx.ijournal.cn/ch/reader/create_pdf.aspx?file_no=20050314)
10. *Semyonov E.V., Nazarov M.A., Poltorykhin K.M., Berezin A.A., Fateev A.V.* // IEEE Trans. Radar Syst. 2025. V 3. P. 843. <https://doi.org/10.1109/TRS.2025.3575462>
11. *Богданович Б.М.* // Радиотехника. 1991. № 12. С. 43.
12. *Лабутин С.А.* // Измерительная техника. Метрология. 1986. № 12. С. 22.

13. *Лабутин С.А.* // Техника средств связи. Серия Радиоизмерительная техника. 1985. № 6. С. 1.
14. *Deng H., Zhang D., Lv D., Zhou D. Zhang Y.* // IEEE Trans. Electron Devices. 2019. V. 66. P. 1533. <https://doi.org/10.1109/TED.2018.2890696>
15. *Sobhy M.I., Hosny E.A., Ng M.W.R., Bakkar E.A.* // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1996. V. 44. P. 2571. <https://doi.org/10.1109/22.554605>
16. *Pedro J.C., Maas S.A.* // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2005. V. 53. P. 1150. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2005.845723>
17. *Лабутин С.А.* // Техника средств связи. Серия Радиоизмерительная техника. 1989. № 1. С. 9.
18. *Василенко Г.И.* Теория восстановления сигналов: О редукации к идеальному прибору в физике и технике. Москва: Сов. радио, 1979.

## ПОДПИСИ К РИСУНКАМ

- Рис. 1.** Пример объекта коррекции – видеоимпульсный усилитель мощности [5].
- Рис. 2.** Переходные характеристики усилителя без коррекции (штриховые линии) [5] и с коррекцией нелинейных искажений (сплошные линии).
- Рис. 3.** Модель усилителя в виде нелинейного рекурсивного фильтра первого порядка (а) и электрическая эквивалентная схема этого фильтра (б) [5].
- Рис. 4.** Характеристические функции модели усилителя: вольт-амперная (а) и кулон-вольтовая (б).
- Рис. 5.** Характеристики статической (а) и динамической (б) нелинейности усилителя. Штриховые кривые – без коррекции [6], сплошные кривые – с коррекцией.
- Рис. 6.** Функциональная схема корректора нелинейных искажений: а – с воздействием на линейные передаточные свойства устройства, б – с исключенным действием на линейные передаточные свойства устройства.
- Рис. 7.** Функциональная схема, показывающая подключение предкорректора к усилителю: А1 – цифровая обработка сигналов в соответствии с рис. 6б, А2 – цифро-аналоговый преобразователь (например, National Instruments PXI-5422), А3 – корректируемый усилитель.
- Рис. 8.** Сигналы для тестирования эффективности коррекции: штриховые линии – на входе корректора, представленного на рис. 6а, сплошные линии – на выходе фильтра нижних частот.
- Рис. 9.** Предыскаженные сигналы, подаваемые на вход усилителя.

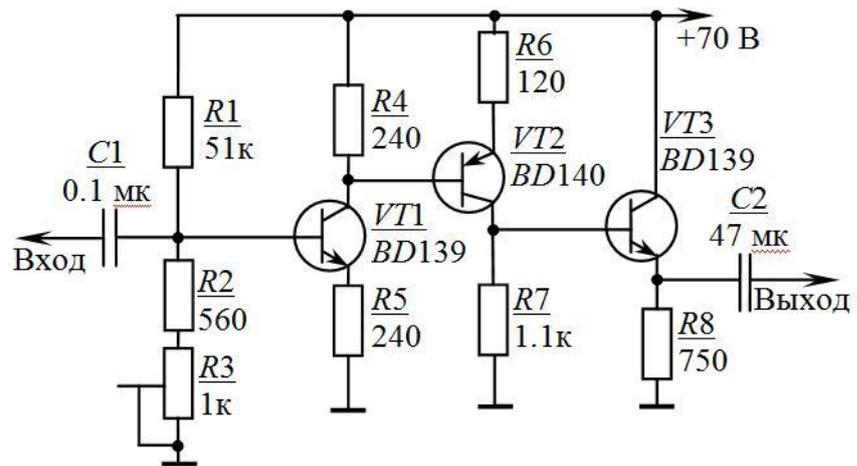


Рис. 1.

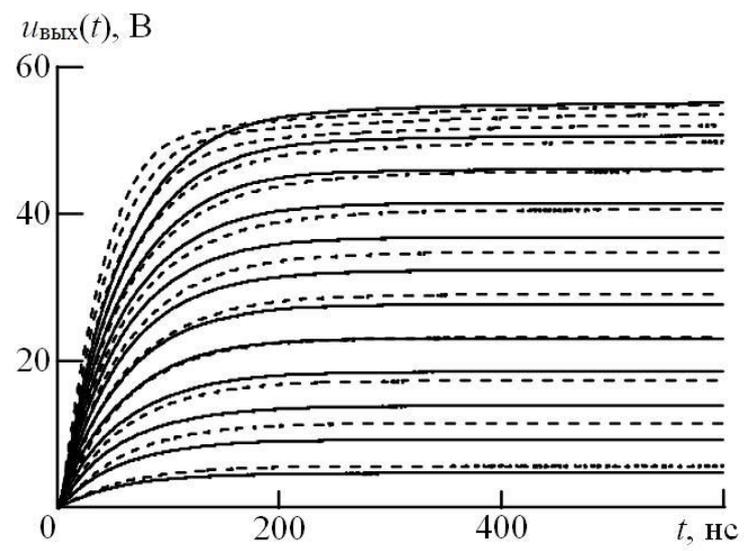


Рис. 2.

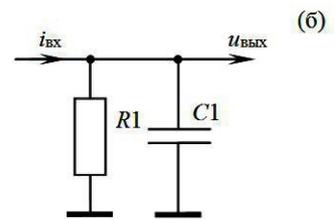
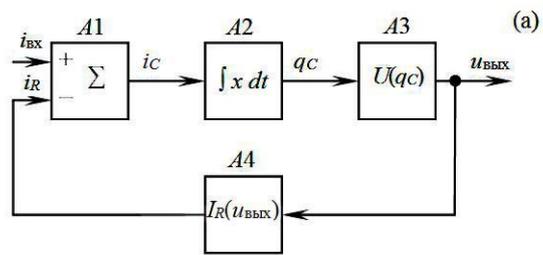
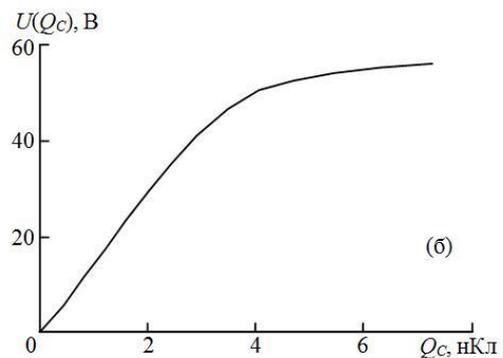
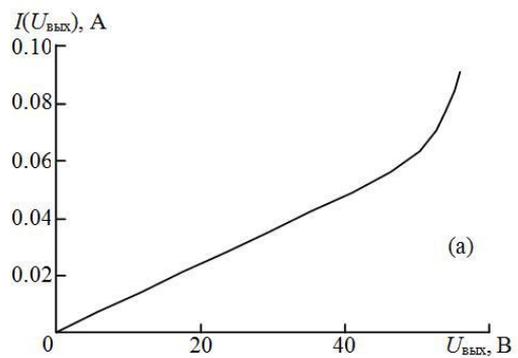


Рис. 3.



**Рис. 4.**

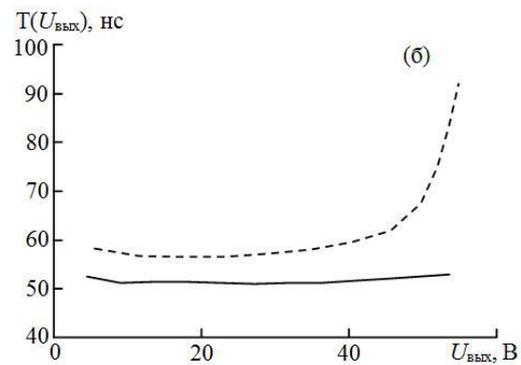
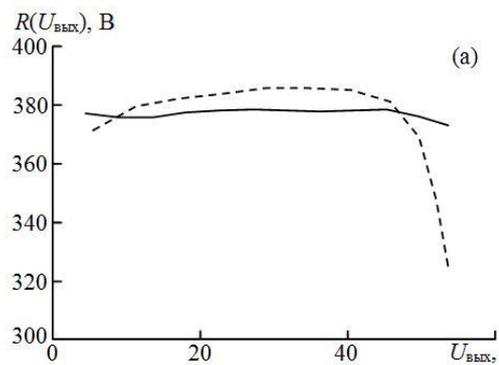
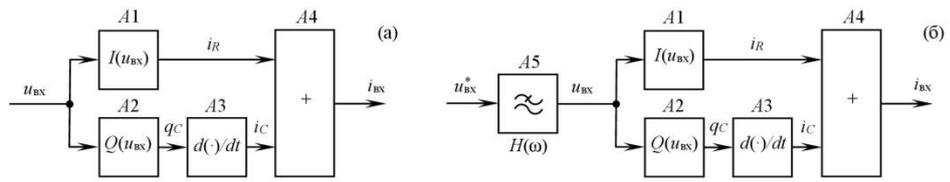
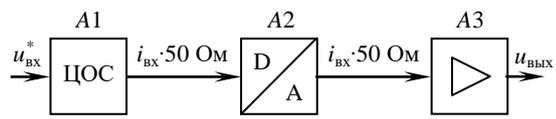


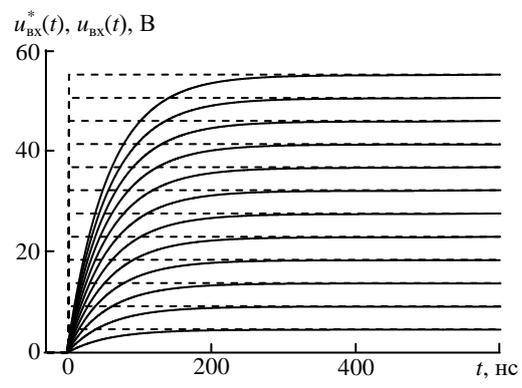
Рис. 5.



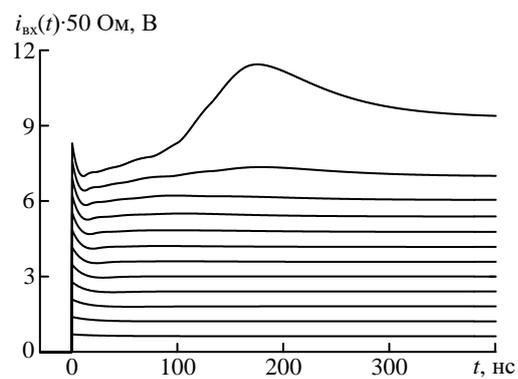
**Рис. 6.**



**Рис. 7.**



**Рис. 8.**



**Рис. 9.**