

Анализ состава нелинейных искажений при видеоимпульсных воздействиях с применением поведенческих нелинейных моделей электрических цепей

Э. В. Семенов^{1, 2✉}

¹ Институт сильноточной электроники Сибирского отделения
Российской академии наук, Томск, Россия

² Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
Томск, Россия

✉ edwardsemyonov@narod.ru

Аннотация

Введение. Измерение нелинейных искажений видеоимпульсных сигналов представляет проблему, поскольку они имеют сплошной спектр. Для селекции сигнала нелинейных искажений в указанном случае применяют сравнение двух откликов объекта на два различных тестовых сигнала или сравнение отклика реального объекта и его линеаризованной модели. Такой подход не позволяет разделить различные физические факторы, приводящие к возникновению нелинейных искажений, что затрудняет последующую оптимизацию устройств.

Цель работы. Рассмотреть метод, который позволяет определить вклад различных источников в нелинейные искажения видеоимпульсных сигналов устройством.

Материалы и методы. Принцип рассматриваемого метода состоит в построении нелинейной поведенческой модели объекта и сравнении выходных сигналов модели при линеаризации некоторых (или всех) ее характеристических функций. Это дает возможность оценить вклад безынерционной, емкостной нелинейностей и нелинейности, связанной с рециркуляцией сигнала в обратных связях. Исследование выполнено на примере трехкаскадного усилителя видеоимпульсных сигналов (тестовые сигналы – ступенчатые функции), для которого синтезирована поведенческая модель в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка.

Результаты. Полный сигнал нелинейных искажений, полученный рассмотренным методом, оказался близок к сигналу, получаемому при вычитании откликов на два различных тестовых воздействия. Разделены искажения, обусловленные нелинейностями статической амплитудной характеристики и реактивностей емкостного характера, а также рециркуляцией энергии между реактивными накопителями разных типов. Установлено, что нелинейность амплитудной характеристики сказывается после окончания переходного процесса, нелинейность емкостного характера – в начале переходного процесса, а нелинейность рециркуляции энергии – в его средней части. Проиллюстрировано, что даже части нелинейных искажений ступенчатого сигнала, обусловленные отдельными физическими факторами нелинейности, превышают гармонические искажения радиоимпульсного сигнала.

Заключение. Рассмотренный метод представляется наиболее полезным при проектировании широкополосных устройств с обратными связями, поскольку область влияния нелинейности рециркуляции энергии оказывается сдвинутой далеко за пределы визуального окончания переходного процесса.

Ключевые слова: нелинейные искажения, видеоимпульсные сигналы, нелинейные поведенческие модели, безынерционная нелинейность, реактивная нелинейность

Для цитирования: Семенов Э. В. Анализ состава нелинейных искажений при видеоимпульсных воздействиях с применением поведенческих нелинейных моделей электрических цепей // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 2. С. 29–39. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-29-39

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (тема № FWRM-2021-0015).

Статья поступила в редакцию 12.12.2021; принята к публикации после рецензирования 14.02.2022; опубликована онлайн 27.04.2022



Analysis of the Structure of Nonlinear Distortions at Baseband Pulse Impacts Using Behavioral Nonlinear Models of Electrical Circuits

Edward V. Semyonov^{1,2}✉

¹ Institute of High Current Electronics, Siberian Branch of Russian Academy of Sciences, Tomsk, Russia

² Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia

✉ edwardsemyonov@narod.ru

Abstract

Introduction. Measuring harmonic distortions of a baseband pulse signal constitutes a problem due to the continuous nature of their spectrum. In order to obtain nonlinear distortions of a signal, a comparison should be conducted either of the object's responses to two different test signals or those of the real object and its linearized model. However, such an approach does not distinguish between various physical factors that cause nonlinear distortions. This, as a result, complicates the optimization of devices.

Aim. To develop an approach capable of determining the contribution of various sources to the nonlinear distortion of baseband pulse signals.

Materials and methods. The method under consideration involves a synthesis of a nonlinear behavioral model for an object and a comparison of the model's output signals when linearizing some (or all) of the characteristic functions in this model. This allows distinguishing the contribution of inertialess, capacitive nonlinearity and nonlinearity associated with signal recirculation in feedbacks. An example of a three-stage baseband pulse amplifier (with step functions as test signals) is provided, for which a behavioral model was synthesized in the form of a second-order nonlinear recursive filter.

Results. The aggregate signal of nonlinear distortions obtained using the presented method was found to be similar to that obtained by subtracting the responses to two different test signals. Further, the distortions caused by static amplitude nonlinearity, capacitive reactivity nonlinearity and energy recirculation between different reactive storages were distinguished. The nonlinearity of the amplitude characteristic exhibits its effect at the end of the transient process, the nonlinearity with the capacitive nature – at the beginning of the transient process, and the nonlinearity of energy recirculation – in the middle part of the transient process. It is shown that even parts of the nonlinear distortions at step impact, caused by individual physical nonlinearity factors, exceed the harmonic distortions of a RF-pulse signal.

Conclusion. The considered method is particularly useful when designing wideband devices with feedbacks, since the nonlinearity of energy recirculation takes effect long after the visual end of the transient process.

Keywords: nonlinear distortion, baseband pulse signals, nonlinear behavioral models, inertialess nonlinearity, reactive nonlinearity

For citation: Semyonov E. V. Analysis of the Structure of Nonlinear Distortions at Baseband Pulse Impacts Using Behavioral Nonlinear Models of Electrical Circuits. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 2, pp. 29–39. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-29-39

Conflict of interest. The author declares no conflicts of interest.

Source of financing. The work was carried out within the state assignment of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (the project no. FWRM-2021-0015).

Submitted 12.12.2021; accepted 14.02.2022; published online 27.04.2022

Введение. В различных радиотехнических системах постоянно возрастают требования к динамическому диапазону, который на практике ограничивается нелинейными искажениями сигналов устройствами.

Методам и средствам измерения нелинейных искажений сигналов посвящено значительное количество работ (например, [1–4]). Однако в большей их части рассматриваются нелинейные

искажения узкополосных сигналов или сигналов, состоящих из небольшого числа гармонических составляющих. Известны также методы, где в качестве тестовых используются полосовые сигналы (например, шумы [5] или сигналы, состоящие из большого количества близкорасположенных гармонических составляющих [6]).

Измерение нелинейных искажений видеоп импульсных сигналов представляет большую

проблему, так как эти сигналы имеют сплошной спектр. В этом случае наблюдение комбинационных спектральных составляющих и гармоник невозможно. Методы измерения нелинейных искажений сигналов со сплошным спектром основываются, так или иначе, на сравнении двух или более таких сигналов. Это могут быть, в частности, отклики объекта на два различных тестовых сигнала [7, 8]. Однако такой подход неудобен тем, что получаемый сигнал нелинейных искажений, строго говоря, нельзя отнести ни к одному из сравниваемых откликов, что затрудняет интерпретацию таких измерений. Второй вариант – сравнение тестового сигнала на входе объекта и отклика объекта на него. Для их сравнения нужно синтезировать линейризованную модель объекта и найти разность отклика объекта и его линейризованной модели [9–11].

Результаты описанного тестирования вполне можно использовать при определении характеристик готовых устройств. Однако для их оптимизации (снижения нелинейных искажений и расширения динамического диапазона) такие измерения использовать затруднительно (впрочем, как и измерения методом гармоник и комбинационных частот). Действительно, в активных элементах имеется два разных источника нелинейности – нелинейная проводимость и нелинейная емкость приборов. При проектировании устройств с большим динамическим диапазоном важно понимать, какой из источников нелинейности в большей степени обуславливает наблюдаемые искажения.

Цель настоящей статьи – рассмотреть метод, позволяющий определить вклад различных источников нелинейности в нелинейные искажения устройством видеоимпульсных сигналов.

Принцип селекции сигнала нелинейных искажений с разложением на составляющие. Принцип предложенного метода состоит в том, что в качестве модели объекта используется не линейризованная модель, как в [9–11], а нелинейная, содержащая несколько нелинейных характеристических функций, отражающих разные источники нелинейности. Линейризовав все характеристические функции, получим линейную модель устройства и определим полные нелинейные искажения им сигналов. Заме-

нив некоторые из линейризованных характеристических функций на исходные нелинейные функции, определим вклады источников нелинейных искажений, описываемых соответствующими характеристическими функциями.

Разложение сигнала нелинейных искажений на составляющие, основанное на поведенческой нелинейной модели. Для реализации изложенного принципа в качестве нелинейной модели можно было бы использовать, например, модель принципиальной схемы, построенную на обычных SPICE-моделях элементов. Однако такие модели для рассматриваемой задачи слишком сложны и подробны. Они могут содержать до нескольких десятков и более нелинейных функций. Анализ вкладов такого количества функций в общие искажения весьма трудоемок и практически излишен. Кроме того, покомпонентный анализ нелинейных искажений может быть полезен и в том случае, когда полная модель на уровне принципиальной схемы отсутствует (например, для больших систем). Поэтому представляется, что для решения рассматриваемой задачи целесообразно использовать модели, основанные на измерениях, т. е. поведенческие.

Поведенческих нелинейно-инерционных моделей, пригодных для видеоимпульсного режима, известно достаточно много [12–14]. Далее использована модель (рис. 1, а), представляющая хороший компромисс между точностью моделирования и сложностью модели [15].

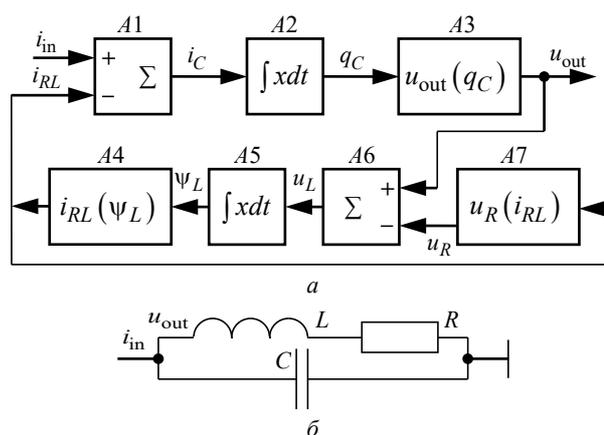


Рис. 1. Структурная схема используемой нелинейно-инерционной модели (а) и сопоставляемый ей эквивалентный двухполюсник с нелинейными элементами (б)

Fig. 1. Block diagram of the used nonlinear dynamical model (а) and a respective equivalent bipolar network with nonlinear elements (б)

Модель представляет собой нелинейный рекурсивный фильтр второго порядка, но уже способна разделить основные источники нелинейности в объекте: нелинейность амплитудной характеристики, реактивную нелинейность емкостей объекта и нелинейность, образующуюся при охвате нелинейно-инерционных элементов обратными связями. Для удобства описания динамики работы модели ей сопоставляется эквивалентный двухполосник (рис. 1, б) из нелинейной емкости C , параллельно которой присоединены последовательно включенные нелинейный резистор R и нелинейная индуктивность L [15]. В качестве входного сигнала формально рассматривается ток падающей волны i_{in} . Это позволяет рассматривать выходной сигнал интегратора $A2$ как заряд емкости C . Реактивная нелинейность емкостного характера представлена кулон-вольтовой характеристикой узла $A3$ $u_{out}(q_C)$, реактивная нелинейность индуктивного характера – вебер-амперной характеристикой $i_{RL}(\psi_L)$. Ток заряда емкости определяется разностью входного тока i_{in} и тока RL -цепи i_{RL} , определяемого магнитным потоком индуктивности ψ_L . Выходным напряжением u_{out} является напряжение на емкости.

Индуктивность (рис. 1, а, $A5$) характеризует выброс на плоской вершине переходной характеристики. Он может быть связан с наличием в схеме индуктивностей или обратных связей. Ее магнитный поток ψ_L определяется как интеграл от напряжения на ней $u_L = u_{out} - u_R$, где u_R – напряжение на резисторе (рис. 1, а, $A6$). Нелинейность резистора описывается ампер-вольтовой характеристикой $u_R(i_{RL})$ узла $A7$ (рис. 1, а).

В установившемся режиме выходные сигналы интеграторов $A2$ и $A5$ постоянны, следовательно, их входные сигналы равны нулю. Отсюда следует, что в установившемся режиме $i_{in} = i_{RL}$ и $u_{out} = u_R$. Отсюда следует, что ампер-вольтовая характеристика резистора $u_R(i_{RL})$ определяет статическую амплитудную характеристику цепи $u_{out}(i_{in})$.

Подчеркнем, что приведенная ассоциация модели, представленной на рис. 1, а, с нелинейным RLC -двухполосником служит только для пояснения динамики работы модели и может не соответствовать физическим процессам в моделируемом устройстве. Например, рециркулирование энергии по безындуктивным обратным связям в моделируемой цепи приводит к таким же сигнальным эффектам, как и обмен энергией между емкостным и индуктивным накопителями в RLC -цепи.

Следующий аспект метода, который нужно конкретизировать, – какие именно сигналы будут сравниваться для формирования сигнала нелинейных искажений. В классических методах с линейной моделью [9–11] сравнивается измеренный отклик нелинейного объекта и его линеаризованной модели. В данном случае с линейной моделью нужно сравнивать не только сигнал, полученный под влиянием всех источников искажений (реальный отклик объекта), но и отклик при исключении части источников нелинейности. Такой сигнал можно только смоделировать, но не получить реально. Поэтому приходим к методу, предусматривающему сравнение с линейной моделью сигналов нелинейной модели объекта со всеми либо только с некоторыми источниками нелинейности.

Обозначим отклик модели, в которой все три функции $u_R(i_{RL})$, $u_{out}(q_C)$ и $i_{RL}(\psi_L)$ нелинейны, как $u_{RCL}(t)$. В этом обозначении R , C и L символически соответствуют функциям $u_R(i_{RL})$, $u_{out}(q_C)$ и $i_{RL}(\psi_L)$. Например, если ампер-вольтовая характеристика $u_R(i_{RL})$ заменяется ее линеаризацией, обозначение выходного сигнала приобретет вид $u_{0CL}(t)$. Таким образом, отклик полностью линеаризованной модели обозначается как $u_{000}(t)$. В принятой системе обозначений полный сигнал нелинейных искажений обозначается как

$$\varepsilon_{RCL}(t) = u_{RCL}(t) - u_{000}(t), \quad (1)$$

а сигнал нелинейных искажений с исключенным вкладом статической амплитудной характеристики – как

$$\varepsilon_{0CL}(t) = u_{0CL}(t) - u_{000}(t). \quad (2)$$

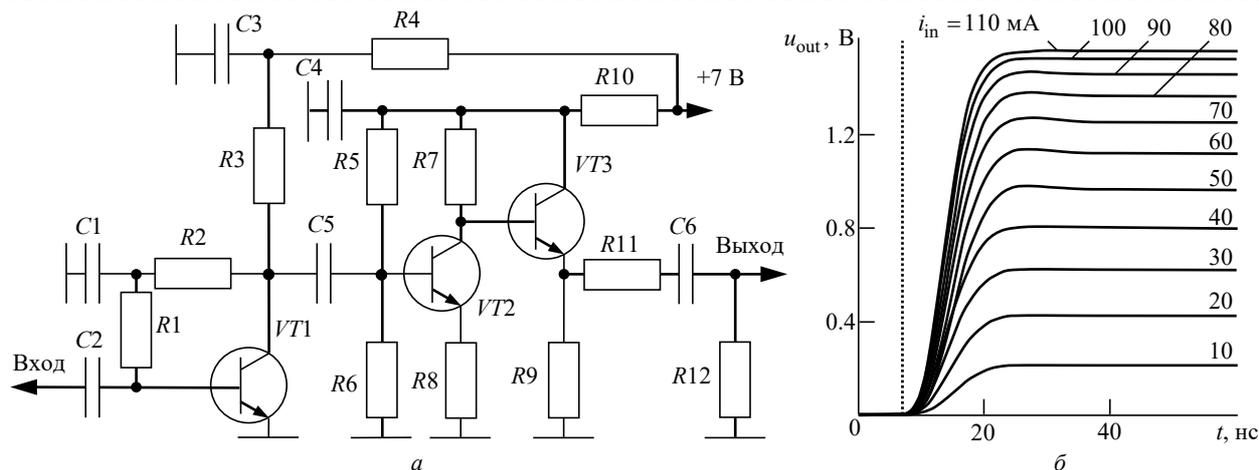


Рис. 2. Схема малошумящего видеоимпульсного усилителя (а) и его измеренные переходные характеристики (б)

Fig. 2. Scheme of a low-noise baseband pulse amplifier (a) and its measurement step responses (b)

При описанном подходе качество оценки нелинейных искажений будет полностью определяться этапом экстракции параметров нелинейной модели.

Пример видеоимпульсной схемы и параметризация характеристик ее модели. В качестве примера используем малошумящий видеоимпульсный усилитель, принципиальная схема которого представлена на рис. 2, а. Номиналы элементов схемы приведены в таблице. На рис. 2, б приведено экспериментально измеренное семейство переходных характеристик данного усилителя. Входным параметром является установившееся значение тока падающей волны, измеренное на согласованной нагрузке (50 Ом) входного коаксиального волновода, подключенной вместо исследуемого усилителя. Пунктирная линия на рис. 2, б обозначает момент поступления ступенчатого входного воздействия.

Как показано в [15], погрешность модели, представленной на рис. 1, а, по отношению к схеме на рис. 2, а составляет 1.7 % для ступенчатого сигнала, на котором осуществлялась экстракция параметров модели.

Из приведенного семейства по представленной в [15] методике определяются характеристики $u_R(i_{RL})$, $u_{out}(qC)$ и $i_{RL}(\psi_L)$ (рис. 3). Характеристики $u_R(i_{RL})$ и $u_{out}(qC)$ нелинейны, что обуславливает наблюдаемое на рис. 2, б изменение длительности переходного процесса при изменении амплитуды входного сигнала. Вебер-амперная характеристика $i_{RL}(\psi_L)$ в рассматриваемой схеме определяет

Номиналы элементов эквивалентной схемы на рис. 2
The ratings of the equivalent circuit elements at Fig. 2

Обозн.	Номинал	Обозн.	Номинал	Обозн.	Тип
R1	2.7 кОм	C1	1.2 пФ	VT1	BFR540
R2	2.0 кОм	C2	0.1 мкФ	VT2	BFR505
R3	56 Ом	C3	1.0 мкФ	VT3	BFR505
R4	91 Ом	C4	2.2 мкФ		
R5	10 кОм	C5	0.1 мкФ		
R6	2.4 кОм	C6	0.1 мкФ		
R7	62 Ом				
R8	27 Ом				
R9	82 Ом				
R10	62 Ом				
R11	43 Ом				
R12	51 кОм				

ся свойствами каскада с обратной связью на транзисторе VT1. Рециркуляция энергии по цепи обратной связи приводит к появлению выброса на плоской вершине переходных характеристик, зависимость размаха которого от амплитуды входного сигнала отражается нелинейностью $i_{RL}(\psi_L)$.

На практике непосредственное использование кривых, представленных на рис. 3, для анализа нелинейных искажений сигналов устройством невозможно. Действительно, эти кривые без дополнительных вычислений имеют смысл только по окончании переходного процесса, когда разница между i_{in} и i_{RL} , а также между u_{out} и u_R (см. рис. 1) исчезает. Но в установившемся режиме свойства устройства полностью определяются амплитудной характеристикой $u_R(i_{RL})$ (рис. 3). Таким образом, только эта характеристика может быть использована без дополнительных вычислений.

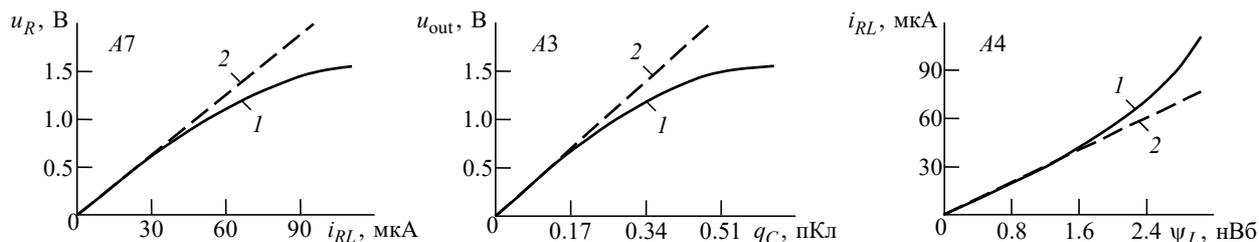


Рис. 3. Семейство нелинейных безынерционных функций узлов, использованных в модели на рис. 1 (1) и их линейризации (2)
 Fig. 3. A set of nonlinear inertialess functions of the nodes used in the model in Fig. 1 (1) and their linearizations (2)

Проверка адекватности используемого метода. Рассмотренный метод оценивает нелинейные искажения только по сигналам модели, в которую предварительно передана информация о нелинейных свойствах объекта. Проверим, насколько адекватные результаты дает такой метод.

Как указано ранее, модель рис. 1, а практически без погрешности представляет реакцию схемы рис. 2, а на ступенчатый сигнал, на котором осуществлялась экстракция параметров модели. Определим дополнительно, насколько правильно данная модель позволит определить нелинейные искажения таких сигналов.

В качестве референсного будем использовать известный метод сравнения реального отклика объекта $u_{re}(t)$ на тестовый сигнал $i_{in}(t)$ и отклика линейризованной модели объекта на этот же сигнал [7–11]. Такой метод имеет ряд модификаций, наиболее удобная из которых изложена, по мнению автора, в [7]. По указанному методу нелинейные искажения $\varepsilon(t)$ применительно к рассматриваемой ситуации определяются как

$$\varepsilon_{re}(t) = u_{re}(t) - F^{-1} \left\{ \frac{F[u_{re0}(t)]}{F[i_{in0}(t)]} \right\} * i_{in}(t), \quad (3)$$

где F^{-1} и F – обратное и прямое преобразование Фурье соответственно; $i_{in0}(t)$ и $u_{re0}(t)$ – тестовый сигнал малой амплитуды и отклик объекта на него соответственно; * – символ свертки. Если реакция объекта на сигнал $i_{in0}(t)$ описывается лишь линейными частями характеристических функций, компонент $F^{-1} \left\{ F[u_{re0}(t)] / F[i_{re0}(t)] \right\}$ в (3) представляет

малосигмальную импульсную характеристику объекта, т. е. дает его линейризованную модель.

Применительно к рассматриваемому примеру цепи в качестве тестового сигнала малой амплитуды $i_{in0}(t)$ будем использовать ступенчатую функцию тока амплитудой 10 мкА и рассматривать отклик на этот сигнал (рис. 2, б). Нелинейные искажения $\varepsilon_{re}(t)$ найдем для тестового сигнала с размахом 40 мкА (этот сигнал находится примерно посередине диапазона семейства измеренных переходных характеристик). Отклик объекта $u_{re}(t)$ на этот сигнал приведен на рис. 4. На этом же рисунке представлены результаты вычисления нелинейных искажений по формуле (3) ($\varepsilon_{re}(t)$, референсный метод) и рассматриваемым методом $\varepsilon_{RCL}(t)$. Искажения нормированы на установившееся значение выходного напряжения усилителя $u_{re}(t)$.

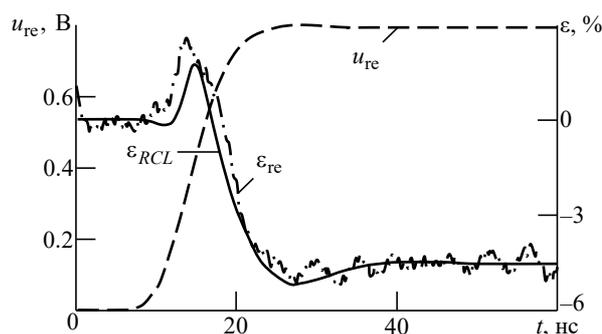


Рис. 4. Отклик усилителя на ступенчатый сигнал с размахом 40 мкА (u_{re}). Его нелинейные искажения, полученные референсным методом (ε_{re}) и рассматриваемым методом (ε_{RCL})

Fig. 4. The amplifier's response to the step signal with a span of 40 μ A (u_{re}). Its nonlinear distortions obtained by the reference method (ε_{re}) and the considered method (ε_{RCL})

Наряду с этим на рис. 5 приведены полные нелинейные искажения $\varepsilon_{RCL}(t)$, вычисленные только по выходным сигналам модели устройства (см. рис. 1, а). Видно, что результат оценивания нелинейных искажений по модели качественно и количественно хорошо совпадает с результатом, полученным референсным методом измерения нелинейных искажений для схемы по рис. 2, показанным на рис. 4. Конечно, такое совпадение получено для конкретного уровня нелинейности (порядка нескольких процентов). Однако можно рассчитывать, что оно может быть обеспечено и для меньших нелинейных искажений за счет должной тщательности определения характеристик нелинейной модели устройства.

Отметим, что по зависимостям $\varepsilon_{ге}(t)$ или $\varepsilon_{RCL}(t)$ практически невозможно составить представление об относительном вкладе нелинейности статической амплитудной характеристики устройства и нелинейности реактивных элементов (в данном случае емкостей $p-n$ -переходов). Может создаться впечатление, что нелинейные искажения пропорциональны выходному сигналу и проявляются без запаздывания относительно него, т. е. обусловлены только амплитудной характеристикой объекта.

Покомпонентный анализ нелинейных искажений ступенчатого сигнала. Выполним анализ составляющих нелинейных искажений ступенчатого сигнала (рис. 5). Размах входного тестового сигнала (40 мкА) выбран примерно посередине параметризованной амплитудной характеристики усилителя (0...110 мкА). Сигнал $u_{RCL}(t)$ на рис. 5 представляет отклик нелинейной модели на выбранный тестовый сигнал. Кроме того, на рис. 5 изображены полные нелинейные искажения ступенчатого сигнала ε_{RCL} , а также нелинейные искажения с исключенным вкладом нелинейности ампервольтовой (ε_{0CL}), кулон-вольтовой (ε_{R0L}) и вебер-амперной (ε_{RC0}) характеристик. Кривые нормированы к установившемуся значению выходного напряжения. Максимальное значение нелинейных искажений составляет 5,2 %. Отрицательные значения представленных функций указывают на ограничение сигнала

при его нелинейном искажении, поскольку при этом в (1) или (2) отклик объекта оказывается меньше отклика линеаризованной модели.

Первый вывод, который следует из рис. 5, – нелинейность статической амплитудной характеристики далеко не в полной мере определяет нелинейные искажения (как можно было бы заключить исходя из того, что сигнал ε_{RCL} визуально примерно пропорционален u_{RCL}). Действительно, при исключенной статической нелинейности (кривая ε_{0CL}) искажения имеют заметное значение (0.4...4 %) не только в начале переходного процесса, но и когда переходный процесс визуально практически завершился (кривая u_{RCL}). В данном случае статическая нелинейность определяет нелинейные искажения только в области времен более 27 нс от начала переходного процесса.

Сравнивая кривые ε_{RCL} и ε_{R0L} , можно видеть, что нелинейность кулон-вольтовой характеристики вносит наибольший вклад в самом начале переходного процесса. Без этой нелинейности искажения не превысили бы 1 % в области времен 0...11 нс от его начала. Это означает, например, что в случае использования усилителя, изображенного на рис. 2, а (или

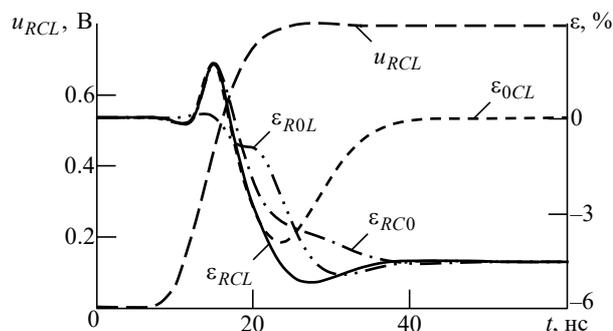


Рис. 5. Отклик модели рис. 1 на ступенчатый сигнал с размахом 40 мкА (u_{RCL}). Полные нелинейные искажения отклика (ε_{RCL}); нелинейные искажения с исключенным вкладом статической нелинейности (ε_{0CL}), емкостной нелинейности (ε_{R0L}) и нелинейности обратных связей (ε_{RC0})

Fig. 5. The response of the model in Fig. 1 to the step signal with a span of 40 μ A (u_{RCL}). The aggregate nonlinear distortion of the response (ε_{RCL}); the distortions with excluded influence of the static nonlinearity (ε_{0CL}), the capacitive nonlinearity (ε_{R0L}) and the loop back nonlinearity (ε_{RC0})

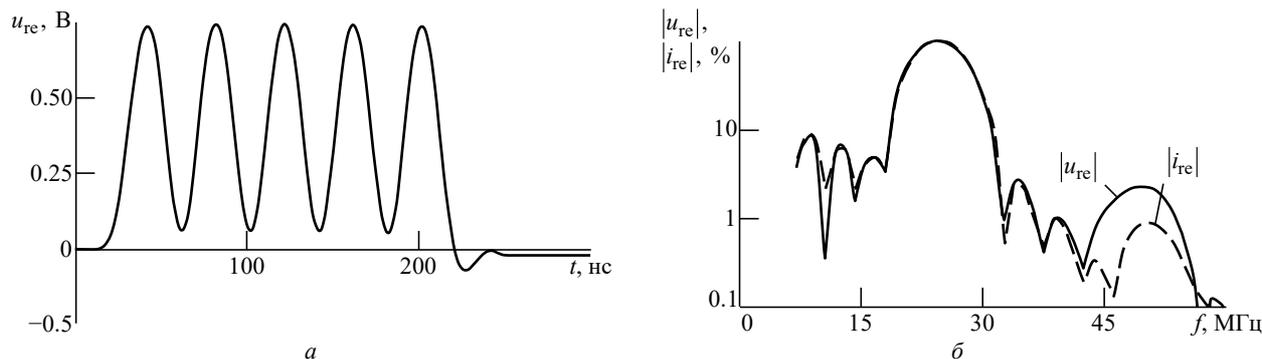


Рис. 6. Сигнал на выходе усилителя рис. 2, *a* при его тестировании радиоимпульсным сигналом (*a*).

Участки спектров входного ($|i_{re}|$) и выходного ($|u_{re}|$) сигналов в пределах первой и второй гармоник (*b*)

Fig. 6. The signal at the output of the amplifier in Fig. 2, *a* when tested with a RF-pulse signal (*a*). Sections of the spectra of the input signal ($|i_{re}|$) and the output signal ($|u_{re}|$) within the limits of the first and second harmonics (*b*)

аналогичного), для обработки короткоимпульсных сигналов (в цифровых системах связи, измерительных или локационных системах) в основном нужно обращать внимание на нелинейность вольт-фарадной характеристики использованных транзисторов.

Нелинейность обратных связей влияет на заключительную часть (10...27 нс) переходного процесса. Это следует из сравнения кривых ε_{RCL} и ε_{RC0} на рис. 5. На схеме (см. рис. 2, *a*) нелинейность этого типа определяется обратной связью в первом каскаде (транзистор *VT1*).

Сопоставление с методом гармоник. Для сравнения выполним тестирование того же усилителя (см. рис. 2) методом гармоник. Поскольку схема рассчитана на воздействие однополярных сигналов, в качестве тестового сигнала используем радиоимпульс длительностью 200 нс и частотой 25 МГц со смещением на половину амплитуды сигнала. Амплитуду сигнала со смещением выберем такой же, как размах ступенчатого сигнала в предыдущих тестах (40 мкА). Зарегистрированный на выходе усилителя сигнал $u_{re}(t)$ приведен на рис. 6, *a*. На рис. 6, *b* приведен участок амплитудного спектра этого сигнала $|u_{re}(f)|$ в пределах от первой до второй гармоники. Спектр нормирован на его максимальное значение. Для сравнения приведен аналогичный участок спектра входного сигнала $|i_{re}(f)|$, нормированный по тому же принципу.

Коэффициент второй гармоники в выходном сигнале составляет 2.3 %. Это существен-

но меньше, чем нелинейные искажения ступенчатого сигнала (5.2 %, см. рис. 4 и 5). Даже нелинейные искажения с исключенным вкладом нелинейности статической амплитудной характеристики ε_{0CL} (рис. 5) оказываются больше (3.9 %). Причиной тому служат три обстоятельства. Во-первых, часть нелинейных искажений имеет спектральные составляющие на частоте первой гармоники (25 МГц), но эта часть искажений недоступна наблюдению в рамках метода гармоник. Во-вторых, в методе гармоник всегда наблюдают лишь ограниченное их число. Энергия нелинейных искажений высших гармоник, начиная с некоторой границы, игнорируется. В-третьих, частота гармонического сигнала выбирается в несколько раз ниже верхней граничной частоты устройства (для возможности наблюдения высших гармоник). Такой сигнал в меньшей степени искажается за счет реактивных нелинейностей (нелинейных емкостей транзисторов).

Из рис. 6 видно также, что при измерении гармоник большую проблему представляют собственные нелинейные искажения сигналов генератором (что следует из сравнения спектров на рис. 6, *b*). В рассматриваемом эксперименте они примерно втрое меньше искажений выходного сигнала, и поэтому величина второй гармоники в нем измеряется с приемлемой погрешностью. Однако для измерения гармонических нелинейных искажений малых сигналов обеспечение чистоты выходного спектра генератора представляет собой большую техническую проблему. Ступенчатый же сигнал явля-

ется, по существу, бинарным, и приближение к идеальной функции Хевисайда может быть реализовано за счет применения быстродействующих ключевых элементов.

Закключение. При разработке радиоэлектронных средств с большим динамическим диапазоном полезно иметь метод, позволяющий на основе измерений оценить вклад различных источников нелинейности в общие искажения сложных и импульсных сигналов. Принцип такой оценки может состоять в построении простой поведенческой модели объекта разработки, включающей безынерционные, емкостные источники нелинейности и нелинейности, связанные с наличием обратных связей.

Простые поведенческие нелинейно-инерционные модели (например, второго порядка) на тех сигналах, на которых производилась экстракция их параметров, дают достаточное качество моделирования нелинейных искажений величиной несколько процентов. Поэтому дальнейший анализ вкладов различных факторов нелинейности с их помощью будет адекватным.

Характер влияния нелинейности емкостно-го характера предсказуем априори: она практи-

чески полностью определяет нелинейные искажения в начале переходного процесса. Однако в отношении нелинейности обратных связей и статической нелинейности можно сделать неочевидное заключение. Влияние нелинейности обратных связей продолжается и в том диапазоне времен, где визуально переходный процесс практически завершился. Соответственно область исключительного влияния статической нелинейности оказывается сдвинутой далеко за пределы окончания переходного процесса. В связи с этим следует с особым вниманием относиться к использованию обратных связей в высокочастотных видеоимпульсных схемах с большим динамическим диапазоном.

Преимуществом предложенного метода по сравнению с методом гармоник является отсутствие требований к линейности генератора сигналов. Уменьшение погрешности формирования ступенчатых функций может быть реализовано за счет применения быстродействующих ключей. Кроме того, метод гармоник для приведенного примера показывает нелинейные искажения примерно вдвое меньше тех, которые наблюдаются на ступенчатом сигнале.

Список литературы

1. Brockbank R. A., Wass C. A. A. Non-linear distortion in transmission systems // J. of the Institution of Electrical Engineers. Pt. III: Radio and Communication Engineering. 1945. Vol. 92, № 17. P. 45–56. doi: 10.1049/ji-3-2.1945.0011
2. Total harmonic distortion measurement system of electronic devices up to 100 MHz with remarkable sensitivity / T. Komuro, S. Sobukawa, H. Sakayori, M. Kono, H. Kobayashi // IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. 2007. Vol. 56, № 6. P. 2360–2368. doi: 10.1109/TIM.2007.904548
3. Nonlinear dynamic RF system characterization: envelope intermodulation distortion profiles – a noise power ratio-based approach / R. Figueiredo, N. B. Carvalho, A. Piacibello, V. Camarchia // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2021. Vol. 69, № 9. P. 4256–4271. doi: 10.1109/TMTT.2021.3092398
4. Characterization of intermodulation and memory effects using offset multisine excitation / S. Farsi, P. Draxler, H. Gheidi, B. K. J. C. Nauwelaers, P. Asbeck, D. Schreurs // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2014. Vol. 62, № 3. P. 645–657. doi: 10.1109/TMTT.2014.2302745
5. Lavrador P. M., Pedro J. C. Evaluation of signal-to-noise and distortion ratio degradation in nonlinear systems // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2004. Vol. 52, № 3. P. 813–822. doi: 10.1109/TMTT.2004.823543

6. Martins J. P., Carvalho N. B., Pedro J. C. Intermodulation distortion of third-order nonlinear systems with memory under multisine excitations // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2007. Vol. 55, № 6. P. 1264–1271. doi: 10.1109/TMTT.2007.896794
7. Семенов Э. В., Семенов А. В. Использование разности сверток тестовых сигналов и откликов объекта для исследования нелинейности преобразования сверхширокополосных сигналов // Радиотехника и электроника. 2007. Т. 52, № 4. С. 480–485.
8. Semyonov E., Loschilov A. Measurements of the nonlinearity of the ultra wideband signals transformation / ed. by M. Matin // Ultra Wideband Communications: Novel Trends – System, Architecture and Implementation. Rijeka, Croatia: InTech, 2011. P. 3–16. doi: 10.5772/16867
9. Иванов И. Ф., Трофимов В. С. О едином методе измерения нелинейности импульсных устройств // Радиотехника. 1963. Т. 18, № 2. С. 52–60.
10. The IM microscope: a new approach to nonlinear analysis of signals in satellite communications systems / D. S. Arnstein, X. T. Vuong, C. B. Cotner, H. M. Daryanani // COMSAT Technical Review. 1992. Vol. 22, № 1. P. 93–123. URL: <http://www.comsatlegacy.com/COMSAT Technical Review/CTR Spring 1992, INT-VI and Sig Process, V. 22-1.PDF> (дата обращения 07.12.2021)
11. Calculating passive intermodulation products with IM Microscope method / W. Haining, L. Jiangang, W. Jiqin,

Z. Chenxin // J. of Air Force Engineering University: Natural Science Edition. 2005. Vol. 6, № 3. P. 47–49. URL: http://kjgcdx.ijournal.cn/ch/reader/create_pdf.aspx?file_no=20050314 (дата обращения 07.12.2021)

12. Pedro J. C., Maas S. A. A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2005. Vol. 53, № 4. P. 1150–1163. doi: 10.1109/TMTT.2005.845723

13. Pedro J. C., Carvalho N. B., Lavrador P. M. Modeling nonlinear behavior of band-pass memoryless and dynamic systems // IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp.

Digest. Philadelphia, USA, 8–13 Jun. 2003. Vol. 3. P. 2133–2136. doi: 10.1109/MWSYM.2003.1210584

14. Nonlinear system and subsystem modeling in the domain / M. I. Sobhy, E. A. Hosny, M. W. R. Ng, E. A. Bakkar // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1996. Vol. 44, № 12. P. 2571–2579. doi: 10.1109/22.554605

15. Semyonov E. V. Simple behavioral model of baseband pulse devices in the form of a second-order nonlinear recursive filter // IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Express Briefs. 2021. Vol. 68, № 6. P. 2192–2196. doi: 10.1109/TCSII.2020.3048819

Информация об авторе

Семенов Эдуард Валерьевич – доктор технических наук (2012), доцент (2009), старший научный сотрудник Института сильноточной электроники СО РАН, профессор кафедры радиоэлектроники и систем связи Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Автор более 160 научных и учебно-методических работ. Сфера научных интересов – синтез нелинейных моделей элементов и устройств для импульсных режимов; измерение нелинейных искажений сложных сигналов; диагностические и локационные системы с использованием нелинейного отклика на импульсные воздействия.

Адрес: ИСЭ СО РАН, пр. Академический, д. 2/3, Томск, 634055, Россия

E-mail: edwardsemyonov@narod.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5470-1185>

References

1. Brockbank R. A., Wass C. A. A. Non-Linear Distortion in Transmission Systems. J. of the Institution of Electrical Engineers. Part III: Radio and Communication Engineering. 1945, vol. 92, no. 17, pp. 45–56. doi: 10.1049/ji-3-2.1945.0011

2. Komuro T., Sobukawa S., Sakayori H., Kono M., Kobayashi H. Total Harmonic Distortion Measurement System of Electronic Devices Up to 100 MHz with Remarkable Sensitivity. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. 2007, vol. 56, no. 6, pp. 2360–2368. doi: 10.1109/TIM.2007.904548

3. Figueiredo R., Carvalho N. B., Piacibello A., Camarchia V. Nonlinear Dynamic RF System Characterization: Envelope Intermodulation Distortion Profiles – A Noise Power Ratio-Based Approach. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2021, vol. 69, no. 9, pp. 4256–4271. doi: 10.1109/TMTT.2021.3092398

4. Farsi S., Draxler P., Gheidi H., Nauwelaers B. K. J. C., Asbeck P., Schreurs D. Characterization of Intermodulation and Memory Effects Using Offset Multisine Excitation. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2014, vol. 62, no. 3, pp. 645–657. doi: 10.1109/TMTT.2014.2302745

5. Lavrador P. M., Pedro J. C. Evaluation of Signal-To-Noise and Distortion Ratio Degradation in Nonlinear Systems. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2004, vol. 52, no. 3, pp. 813–822. doi: 10.1109/TMTT.2004.823543

6. Martins J. P., Carvalho N. B., Pedro J. C. Intermodulation Distortion of Third-Order Nonlinear Systems with Memory under Multisine Excitations. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2007,

vol. 55, no. 6, pp. 1264–1271. doi: 10.1109/TMTT.2007.896794

7. Semyonov E. V., Semyonov A. V. Using the Difference Between Convolutions of Test Signals and Responses of an Object to Study the Nonlinearity of the Conversion of Ultra-Wideband Signals. J. of Communications Technology and Electronics. 2007, vol. 52, no. 4, pp. 480–485. (In Russ.)

8. Semyonov E., Loschilov A. Measurements of the Nonlinearity of the Ultra Wideband Signals Transformation. Ultra Wideband Communications: Novel Trends – System, Architecture And Implementation; ed. by M. Matin. Rijeka, Croatia, InTech, 2011, pp. 3–16. doi: 10.5772/16867

9. Ivanov I. F., Trofimov V. S. On a Unified Method for Measuring the Nonlinearity of Pulsed Devices. *Radiotekhnika* [Radio engineering]. 1963, vol. 18, no. 2, pp. 52–60. (In Russ.)

10. Arnstein D. S., Vuong X. T., Cotner C. B., Daryanani H. M. The IM Microscope: a New Approach to Nonlinear Analysis of Signals in Satellite Communications Systems. COMSAT Technical Review. 1992, vol. 22, no. 1, pp. 93–123. Available at: <https://www.comsatlegacy.com/COMSAT%20Technical%20Review/CTR%20Spring%201992,%20INT-VI%20and%20Sig%20Process,%20V.22-1,PDF> (accessed 07.12.2021)

11. Haining W., Jiangang L., Jiqin W., Chenxin Z. Calculating Passive Intermodulation Products with IM Microscope Method. J. of Air Force Engineering University: Natural Science Edition. 2005, vol. 6, no. 3, pp. 47–49. Available at: http://kjgcdx.ijournal.cn/ch/reader/create_pdf.aspx?file_no=20050314 (accessed 07.12.2021)

12. Pedro J. C., Maas S. A. A Comparative Overview of Microwave and Wireless Power-Amplifier Behavioral Modeling Approaches. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*. 2005, vol. 53, no. 4, pp. 1150–1163. doi: 10.1109/TMTT.2005.845723

13. Pedro J. C., Carvalho N. B., Lavrador P. M. Modeling Nonlinear Behavior of Band-Pass Memoryless And Dynamic Systems. *IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. Digest*. Philadelphia, USA, 8–13 Jun. 2003, vol. 3, pp. 2133–2136. doi: 10.1109/MWSYM.2003.1210584

14. Sobhy M. I., Hosny E. A., Ng M. W. R., Bakkar E. A. Nonlinear System and Subsystem Modeling in the Domain. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*. 1996, vol. 44, no. 12, pp. 2571–2579. doi: 10.1109/22.554605

15. Semyonov E. V. Simple Behavioral Model of Baseband Pulse Devices in the Form of a Second-Order Nonlinear Recursive Filter. *IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Express Briefs*. 2021, vol. 68, no. 6, pp. 2192–2196. doi: 10.1109/TCSII.2020.3048819

Information about the author

Edward V. Semyonov – Dr Sci. (Eng.) (2012), Associate Professor (2009), Senior Researcher of Institute of High Current Electronics SBRAS, Professor of the Department of Radioelectronics and Communication Systems of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. The author of more than 160 scientific and educational publications. Area of expertise: synthesis of nonlinear models for elements and devices at pulse impacts; measurement of nonlinear distortions of complex signals; diagnostic and radar systems with analysis of nonlinear response to pulse impacts.

Address: IHCESBRAS, 2/3, Akademicheskoy Av., Tomsk 634055, Russia

E-mail: edwardsemyonov@narod.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5470-1185>

Конференции, форумы, семинары

X Всероссийская научно-техническая конференция

«Электроника и микроэлектроника СВЧ»

30 мая – 3 июня 2022 года

Россия, Санкт-Петербург

X Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ» проводится 30 мая – 3 июня 2022 г. в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина).

Основные направления работы конференции:

1. Физические явления и материалы электроники и микроэлектроники СВЧ.
2. Пассивные элементы и устройства электроники и микроэлектроники СВЧ.
3. Приборы твердотельной электроники и микроэлектроники СВЧ.
4. Приборы вакуумной и плазменной электроники и микроэлектроники СВЧ.
5. Антенны и фазированные антенные решетки.
6. Измерения на СВЧ и междисциплинарные исследования.
7. Радиофотоника.

К началу конференции будет опубликована ее программа, а также сборник трудов.

Доклады, присланные для включения в сборник трудов конференции, будут проиндексированы Российским индексом научного цитирования (РИНЦ).

Кроме того, ряду участников конференции будет предложена публикация их докладов в журнале «Известия вузов России. Радиоэлектроника» (журнал входит в перечень ВАК). Доклады для опубликования в этом журнале в виде статей будут отобраны программным комитетом конференции во время ее работы.

На конференции будет представлен широкий спектр оборудования Rohde and Schwarz. Возможно проведение измерений параметров устройств участников конференции.

Рабочий язык конференции: русский.