

Измерение нелинейных и динамических характеристик устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики

К. М. Полторыхин^{1,2✉}, 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

✉ kpoltorykhin@inbox.ru

Аннотация

Введение. Расширение полосы частот и усложнение формы сигналов приводит к тому, что современными поведенческими моделями невозможно адекватно описать устройства основной полосы частот (до модулятора и после демодулятора). Для измерений устройств с выбросом на плоской вершине переходной характеристики (ПХ) можно использовать нелинейно-инерционную модель в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка, характеристики которой в настоящее время находятся вариационным методом. В данной статье представлен подход к измерению характеристик устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине ПХ, в рамках которого обработка результатов не требует применения вариационных алгоритмов и может быть квалифицирована как косвенные измерения характеристических функций нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка.

Цель работы. Рассмотреть подход к определению характеристик нелинейно-инерционных устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине ПХ посредством безытерационных вычислений из результатов прямых измерений.

Материалы и методы. Устройство с выбросом на плоской вершине ПХ представляется в виде эквивалентной схемы, которая выглядит как последовательное соединение катушки индуктивности и резистора, параллельно соединенных с конденсатором. Задача сводится к определению характеристических функций для каждого элемента: вольт-амперной (ВАХ), кулон-вольтовой (КВХ) и вебер-амперной (ВБАХ) характеристик посредством установления точки стробирования в разные моменты времени ПХ. В качестве объекта измерения был выбран осциллограф National Instruments PXI-5114.

Результаты. Разработанный метод измерения позволил безытерационно по косвенным измерениям определить ВАХ, КВХ и ВБАХ для устройства с выбросом на плоской вершине. Погрешность смоделированных с помощью этих характеристик ПХ по отношению к измеренным составила не более 9 %, что является удовлетворительным результатом.

Заключение. Предложенный безытерационный метод вычисления характеристических функций позволил определить независимо нелинейные характеристики устройств с выбросом на плоской вершине ПХ посредством установления точки стробирования в разные моменты времени и имеет перспективы к дальнейшему применению.

Ключевые слова: видеоимпульсные сигналы, нелинейные поведенческие модели, косвенные измерения, нелинейные искажения, кулон-вольтовая характеристика, вебер-амперная характеристика

Для цитирования: Полторыхин К. М., Семенов Э. В. Измерение нелинейных и динамических характеристик устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 4. С. 109–118.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-109-118

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

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

Статья поступила в редакцию 10.12.2024; принята к публикации после рецензирования 01.07.2025; опубликована онлайн 29.09.2025



Measuring the Nonlinear and Dynamic Characteristics of Baseband Devices with an Overshoot at the Flat Top of Transient Response

Kirill M. Poltorykhin^{1,2✉}, Edward V. Semyonov^{1,2}

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

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

✉ kpoltorykhin@inbox.ru

Abstract

Introduction. Bandwidth broadening and the growing complexity of the signal waveform result in the inadequacy of modern behavioral models used for simulating baseband devices (before and after the demodulator). To measure devices with an overshoot at the flat top of the transient response (TR), a nonlinear dynamic model in the form of a second-order recursive filter can be used, whose characteristics are currently determined by the variational method. This article presents an alternative approach to measuring the characteristics of baseband devices with an overshoot at the flat top of TR. In this approach, the processing of results does not involve variational algorithms; instead, it qualifies as an indirect measurement of the characteristic functions of a second-order nonlinear recursive filter.

Aim. To consider an approach to determining the characteristics of nonlinear dynamical baseband devices with an overshoot at the flat top of the TR using non-iterative calculations based on the results of direct measurements.

Materials and methods. A device with an overshoot at the flat top on the TR is simulated by an equivalent electrical circuit, consisting of an in-series connected inductor and resistor with a parallel connected capacitor. The task is to determine the characteristics of each component: the voltage-current characteristic (VCC), the charge-voltage characteristic (CVC), and the magnetic flux-current characteristic (MFCC). The measurement object was a National Instruments PXI-5114 oscilloscope.

Results. The developed measurement technique has made it possible to accurately determine VCC, CVC, and MFCC for a device with an overshoot at the flat top without the need for iterative calculations (using indirect measurements). The error in the simulated TR using these measurements in relation to the actual values did not exceed 9 %, which is an acceptable result.

Conclusion. The proposed method for calculating characteristic functions without the need for iterations allows for the independent determination of the nonlinear characteristics of devices with an overshoot at the flat top of TR by setting the strobing point at various moments in time. The method is promising for further applications.

Keywords: ultra-wideband signals, nonlinear behavioral models, indirect measurements, nonlinear distortions, charge-voltage characteristic, magnetic flux-current characteristic

For citation: Poltorykhin K. M., Semyonov E. V. Measuring the Nonlinear and Dynamic Characteristics of Baseband Devices with an Overshoot at the Flat Top of Transient Response. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 4, pp. 109–118.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-109-118

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Source of funding. The work has performed within the state assignment of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (the project no. FWRM-2024-0001).

Submitted 10.12.2024; accepted 01.07.2025; published online 29.09.2025

Введение. Развитие сверхширокополосных и видеоимпульсных радиотехнических систем приводит к тому, что необходимо каким-то способом моделировать устройства, входящие в такие системы. Если для радиочастотных устройств (после модулятора и до демодулятора) модели известны [1–2], то для

устройств основной полосы частот (до модулятора и после демодулятора) так и не появилось широко применяемых моделей.

Для моделирования можно использовать SPICE-модели [3], но для этого необходимо знать внутреннюю структуру устройства на уровне принципиальной схемы, что не всегда

Измерение нелинейных и динамических характеристик устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики
Measuring the Nonlinear and Dynamic Characteristics of Baseband Devices with an Overshoot at the Flat Top of Transient Response

удобно, когда устройство имеет несколько каскадов и активных элементов.

Для описания устройств на уровне высокой абстракции используются поведенческие модели [4–9] (модели "черный ящик"), которые не требуют знания устройства моделируемого объекта. В этом случае формально описывается связь выходного сигнала с входным. В качестве поведенческих моделей широко известны модели полигармонических искажений (Х-параметры) [7–9]. Данные модели могут работать исключительно при гармонических или полигармонических воздействиях, спектр которых узкополосный. С усложнением формы сигналов и расширением полосы частот [10] такие модели перестают быть адекватными.

Нелинейно-инерционные модели для описания устройств основной полосы частот известны [4–6], но они де-факто не стали широко используемыми в инженерной практике из-за сложностей в отыскании системы характеристических функций, количество которых может достигать девяти и более. Известны также модели [11–13] на основе теории расщепления сигналов в виде нелинейных трансверсальных фильтров. Однако трансверсальная структура таких фильтров не соответствует устройствам с рециркуляцией энергии, в том числе с экспоненциальными и колебательными переходными характеристиками (ПХ).

Ранее авторами статьи были представлены нелинейные динамические модели в виде нелинейных рекурсивных фильтров [14–16], с помощью которых можно достаточно просто смоделировать поведение устройств основной полосы частот. За счет применения интеграторов в обратных связях такие фильтры позволяют моделировать экспоненциальные и колебательные процессы в ПХ [17].

Для характеристики устройств без выброса на плоской вершине был разработан метод измерения на основе нелинейного рекурсивного фильтра первого порядка [14]. Измерение сводится к прямым измерениям ПХ устройства, из которых косвенными расчетами определяются нелинейные характеристические функции элементов эквивалентной схемы в виде параллельной RC -цепи: вольт-амперная (ВАХ) и кулон-вольтная (КВХ) характеристики.

Повышение порядка фильтра позволяет расширить класс объектов измерения, к которому могут относиться и устройства с выбросом на плоской вершине ПХ.

В настоящее время характеристические функции нелинейного фильтра второго порядка определяются с помощью вариационного метода [16]. Это усложняет расчет погрешностей измерения, поскольку не заданы расчетные формулы для определения характеристических функций по результатам прямых измерений ПХ. Поэтому разработка метода для расчета характеристических функций модели устройства по принципам косвенных измерений позволит, как и в случае с моделью первого порядка, метрологически правильно и прозрачно оценить погрешность измерения.

Цель настоящей статьи – рассмотреть подход к определению характеристик нелинейно-инерционных устройств с выбросом на плоской вершине ПХ по измеренному семейству ПХ посредством безытерационных (прямых) вычислений.

Используемая нелинейно-инерционная модель устройств. Эквивалентная схема нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка представляет собой двухполюсник, состоящий из последовательно соединенных катушки индуктивности и резистора, параллельно которым присоединен конденсатор (рис. 1, а) [15].

На вход схемы подается ток, выходным сигналом является отклик по напряжению. Если на вход подается напряжение, то оно пересчитывается во входной ток согласно выражению

$$i_{\text{in}}(t) = u_{\text{in}}(t)/\rho,$$

где $i_{\text{in}}(t)$ – ток волны, падающей на вход устройства; $u_{\text{in}}(t)$ – напряжение падающей волны; ρ – волновое сопротивление подводящей линии.

Конденсатор в эквивалентной схеме отвечает за зависимость крутизны фронта переходной характеристики от входного сигнала. Резистор характеризует зависимость выходного сигнала от входного на плоской вершине переходной характеристики. Индуктивность влияет на выброс на плоской вершине переходной характеристики.

Согласно эквивалентной схеме можно составить структурную схему фильтра (рис. 1, б). На вход вычитателя А1 подается входной сигнал в виде тока. Согласно первому закону Кирхгофа ток, протекающий через конденса-

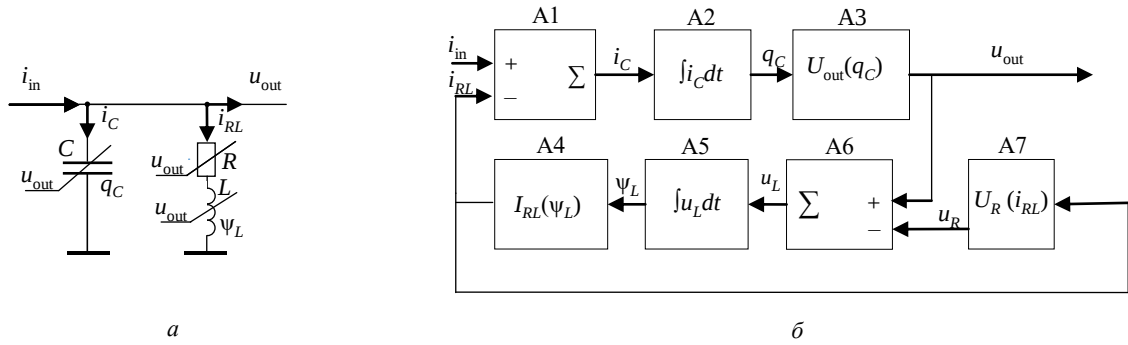


Рис. 1. Эквивалентная схема нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка (а) и его структурная схема (б)

Fig. 1. Functional diagram of a nonlinear second order recursive filter (a) and its equivalent circuit (b)

тор, определится как разница между входным током и током, протекающим через последовательную RL -цепь. Напряжение на конденсаторе является функцией заряда $U_{out}(q_C)$ (узел A3), поэтому в модель добавлен интегратор A2, который позволяет найти заряд q_C интегрированием тока по времени.

По обратной связи напряжение с конденсатора u_{out} подается на вычитатель A6, с помощью которого находится напряжение на индуктивности u_L . На этот же вычитатель подается напряжение на резисторе $U_R(i_{RL})$ (блок A7). Ток $I_{RL}(\psi_L)$, протекающий через RL -цепь, определяется как функция от магнитного потока ψ_L , который, в свою очередь, находится интегрированием напряжения на индуктивности u_L по времени (блок A5).

Характеристическими функциями для модели второго порядка являются BAX $U_R(i_{RL})$, KBX $U_{out}(q_C)$ и вебер-амперная характеристика (ВБAX) $I_{RL}(\psi_L)$.

Поскольку осциллограф регистрирует ПХ в цифровой форме, симуляция в соответствии с представленной на рис. 1 моделью выполняется в цифровой форме с помощью следующих математических выражений:

$$i_C(j) = i_{in}(j) - i_{RL}(j-1); \quad (1)$$

$$q_C(j) = q_C(j-1) + \Delta t [i_C(j) + i_C(j-1)]/2; \quad (2)$$

$$u_{out}(j) = U_{out}[q_C(j)];$$

$$u_L(j) = u_{out}(j) - U_R[i_{RL}(j-1)];$$

$$\psi_L(j) = \psi_L(j-1) + \Delta t [u_L(j) + u_L(j-1)]/2;$$

$$i_{RL}(j) = I_{RL}[\psi_L(j)],$$

где j – номер отсчета; Δt – шаг дискретизации.

Объект и средства измерения. В качестве исследуемого объекта использовался осциллограф National Instruments PXI-5114 [17], который по своим характеристикам (полоса частот 125 МГц, разрядность 8 бит, время нарастания не более 3.5 нс) схож с широко используемыми в настоящее время устройствами оцифровки для основной полосы частот.

Регистрировались семейства ПХ осциллографа при подаче на его вход ступенчатых импульсов амплитудой от 10 до 100 мВ с шагом 10 мВ (рис. 2), полученных с генератора сигналов Siglent SDG-7102A [18] с временем нарастания 350 пс.

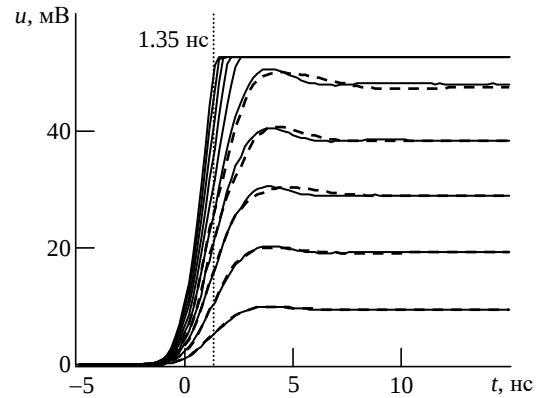


Рис. 2. Семейство переходных характеристик осциллографа National Instrument PXI-5114: сплошные кривые – измеренные характеристики; штриховые кривые – рассчитанные с использованием характеристик модели объекта

Fig. 2. The set of transient responses of the National Instrument PXI-5114 oscilloscope: solid curves is the measured characteristics; dashed curves – calculated using the characteristics of the object model

Метод независимого измерения KBX. Метод измерения BAX и KBX для модели фильтра

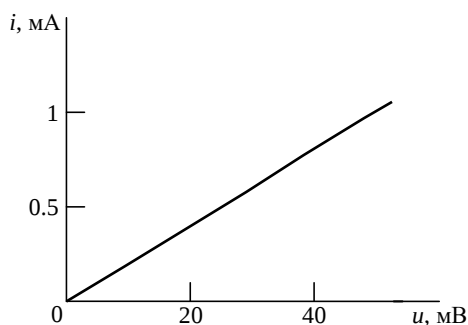


Рис. 3. Вольт-амперная характеристика осциллографа National Instruments PXI-5114

Fig. 3. Voltage-current characteristic of the National Instruments PXI-5114 oscilloscope

первого порядка основывался на стробировании ПХ на плоской вершине.

ВАХ при этом можно определить однозначно для фильтра любого порядка (рис. 3), если установить точку стробирования на плоской вершине. Стробирование выполнено в момент времени 14 нс. Во всем диапазоне измерения ВАХ близка к линейной. Ее наклон определяется волновым сопротивлением подводящей линии 50 Ом.

Определить независимо эквивалентную емкость и индуктивность на плоской вершине невозможно из-за частичной компенсации инерционности индуктивности емкостью.

Из [20] известно, что эквивалентная емкость влияет на крутизну фронта в начале переходного процесса, поэтому целесообразно перенести точку стробирования для измерения КВХ в начало фронта (в область, где влияние индуктивности минимально).

Однако на фронте ПХ напряжение и заряд не достигают максимальных значений. Для того чтобы построить КВХ вплоть до верхней границы динамического диапазона объекта, предлагается подавать на вход тестовые воздействия, вызывающие "перегрузку" объекта на плоской вершине. Это позволит в точке стробирования на фронте сигнала получить КВХ во всем диапазоне выходных напряжений объекта (рис. 2).

Сравним метод измерения КВХ на фронте ПХ с вариационным методом. Для этого определим референсные значения (в режиме малого сигнала при амплитуде входного сигнала 10 мВ) емкости и индуктивности в эквивалентной схеме на рис. 1, а. Линейная емкость и индуктивность $C_0 = q/u$ и $L_0 = \psi/i$ для этой кривой определяются вариационным методом

для достижения наилучшего соответствия измеренной и смоделированной ПХ [16]. Значение емкости C_0 составило 28 пФ, индуктивность L_0 равна 37 нГн.

Выбранный объект измерения слабонелинеен, однако для объекта измерения с сильной нелинейностью ВБАХ может значительно отличаться от линейной, а индуктивность – от постоянного значения. Поэтому основная задача проверки метода – выяснить, насколько сильно влияет отклонение L_0 от действительного значения на результат измерения емкости (или заряда) в схеме на рис. 1, а.

Вначале попробуем обойтись без конкретных числовых значений индуктивности. В первом случае полагаем, что сопротивление RL -цепочки бесконечно велико, поэтому весь входной ток i_{in} равен емкостному току i_C , протекающему через конденсатор. Далее заряд находится интегрированием по времени (2) (рис. 4, верхняя кривая). Второй случай является противоположным: принимаем сопротивление индуктивности бесконечно малым. Фактически, это соответствует модели первого порядка [14]. Емкостный ток i_C находится как разница входного тока i_{in} и тока, протекающего через резистор i_R :

$$i_C(j) = i_{in}(j) - i_R(j-1).$$

Заряд на конденсаторе по-прежнему определяется интегрированием по времени (2) (рис. 4, нижняя кривая).

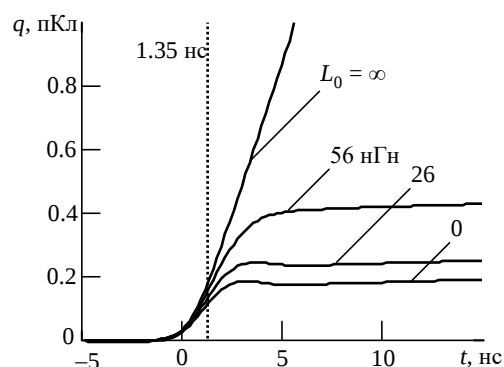


Рис. 4. Расчетные значения заряда конденсатора как функции времени при амплитуде входного тока 0.2 мА и при разных предположениях о индуктивности (пунктирная линия – момент стробирования)

Fig. 4. Charge versus time at an input current amplitude of 0.2 mA and under different assumptions about inductance (the dotted line is the moment of strobing)

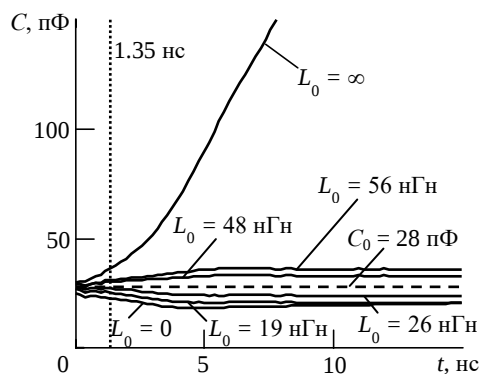


Рис. 5. Расчетные значения емкости как функции времени при амплитуде входного тока 0.2 мА и при разных предположениях о индуктивности (штриховая линия – референсная емкость C_0 ; пунктирная линия – точка стробирования на фронте ПХ)

Fig. 5. Capacitance versus time at an input current amplitude of 0.2 mA and under different assumptions about inductance (the dashed line is the reference capacitance C_0 ; the dotted line is the strobing point on front of transient response)

Удобней оценивать отклонение от действительных значений емкости, а не заряда. Поэтому на рис. 5 приведены зависимости расчетного значения емкости от времени (как результат деления кривых заряда из рис. 4 на кривые выходного напряжения (см. рис. 2, сплошные кривые)).

Из верхней и нижней кривых на рис. 5 видно, что при стробировании на плоской вершине ПХ (7 нс и далее) отклонение измеренного значения емкости от действительного составляет (+361/–34) %, что делает измерение некорректным.

Из того же рис. 5 видно, что при перемещении момента стробирования на фронт погрешность измерения существенно уменьшается. Однако при смещении точки стробирования левее, чем 1.35 нс, будет уменьшаться диапазон измерения КВХ по напряжению (см. рис. 2), а следовательно, и по заряду. В точке стробирования 1.35 нс для предположений $L_0 = \infty$ и $L_0 = 0$ погрешность получается соответственно (+30/–19) %. При этом уже можно говорить об измерении с определенной погрешностью, однако для ряда задач погрешность слишком велика.

Предложение для дальнейшего уменьшения погрешности измерения КВХ состоит в том, чтобы определить начальное приближение для индуктивности в схеме на рис. 1, а по малосигнальной кривой (см. рис. 2, нижняя кривая).

При известной референсной индуктивности L_0 ток RL -цепи i_{RL} определяется по системе рекурсивных формул:

$$u_L(j) = u_{out}(j) - U_R[i_{RL}(j-1)];$$

$$\psi_L(j) = \psi_L(j-1) + \Delta t[u_L(j) + u_L(j-1)]/2;$$

$$i_{RL}(j) = \psi_L(j)/L_0.$$

Далее рассчитанный ток RL -цепи подставляется в (1) и по (2) находится заряд на конденсаторе.

Как уже отмечалось, малосигнальное значение индуктивности равно 37 нГн. За счет нелинейности устройства при больших сигналах индуктивность может отклоняться от этого значения. В качестве максимально допустимой нелинейности по индуктивности примем ± 50 %. Тогда потребуется оценить влияние на погрешность измерения КВХ такого отклонения по индуктивности.

Из рис. 5 (кривые для 19 и 56 нГн) получаем, что погрешность измерения КВХ при таких предположениях об индуктивности составляет (+10/–11) %. Для нелинейности по индуктивности в пределах ± 30 % (кривые для 26 и 48 нГн) получаем погрешность измерения КВХ (+4/–6) %, что типично для поведенческих моделей.

Теперь построим КВХ в целом, выполняя стробирование всех приведенных на рис. 2 кривых в точке 1.35 нс, что дает охват полного диапазона измеряемых напряжений (рис. 6, сплошная кривая). Для оценки влияния неопределенности по индуктивности выполним также расчет КВХ при отклонениях от референсной индуктивности L_0 на ± 30 % (рис. 6, верхняя и нижняя кривые). Методическая по-

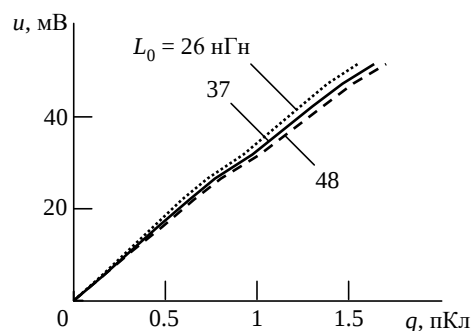


Рис. 6. Кулон-вольтовая характеристика осциллографа National Instruments PXI-5114 (средняя кривая) вместе с методической погрешностью измерения (верхняя и нижняя кривые)

Fig. 6. Charge–voltage characteristic of the National Instruments PXI-5114 oscilloscope (medium curve) with the measurement error (upper and lower curves)

грешность измерения КВХ, вызванная фактором неопределенности индуктивности в эквивалентной схеме, не превышает $\pm 4\text{--}6\%$.

Измерение характеристики нелинейности в области осцилляций. Определив КВХ и ВАХ, по остаточному принципу можем найти ВБАХ. Для этого по измеренной КВХ находим заряд конденсатора q_C . Дифференцируя заряд q_C по времени, находим емкостный ток i_C . Разница входного i_{in} и емкостного токов i_C даст ток в RL -цепи i_{RL} . Так как ток i_{RL} в последовательной цепи будет одинаков для всех элементов, рассчитывается падение напряжения на резисторе u_R с учетом измеренной ВАХ. Вычитая из выходного напряжения u_{out} напряжение на резисторе u_R , находим падение напряжения на индуктивности u_L . Интегрируя полученное напряжение на индуктивности по времени, получаем магнитный поток индуктивности ψ_L .

Алгоритм измерения ВБАХ математически можно записать следующим образом:

$$q_C(j) = Q[u_{out}(j)];$$

$$i_C(j) = [q_C(j) - q_C(j-1)]/\Delta t;$$

$$i_{RL}(j) = i_{in}(j) - i_C(j);$$

$$u_L(j) = u_{out}(j) - U_R[i_{RL}(j)];$$

$$\psi_L(j) = \psi_L(j-1) + \Delta t[u_L(j) + u_L(j-1)]/2.$$

Измеренный ток RL -цепи i_{RL} и магнитный поток ψ_L представлены на рис. 7 и 8. Получа-

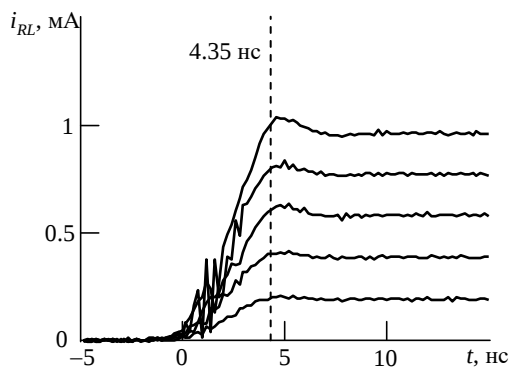


Рис. 7. Семейство токов RL -цепи $i_{RL}(t)$ осциллографа National Instruments PXI-5114

Fig. 7. Set of current RL -scheme $i_{RL}(t)$ of the National Instruments PXI-5114 oscilloscope

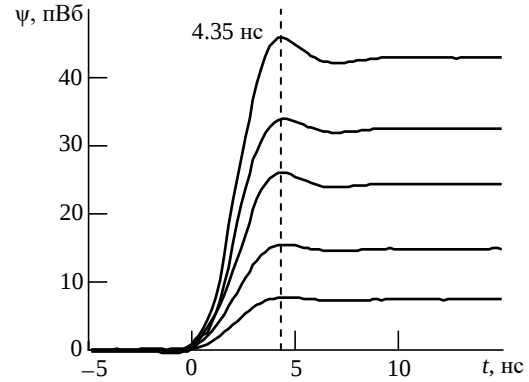


Рис. 8. Семейство магнитных потоков $\psi_L(t)$ осциллографа National Instruments PXI-5114

Fig. 8. Set of magnetic flux $\psi_L(t)$ of the National Instruments PXI-5114 oscilloscope

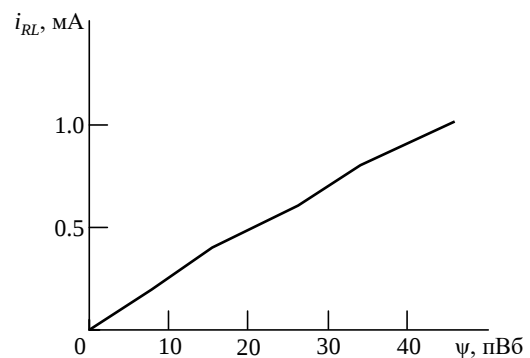


Рис. 9. Вебер-амперная характеристика осциллографа National Instruments PXI-5114

Fig. 9. Magnetic flux–current characteristic of the National Instruments PXI-5114 oscilloscope

емые знакопеременные погрешности на фронте тока RL -цепи i_{RL} связаны с использованием дифференцирования для нахождения тока конденсатора. В целом на измерение ВБАХ это не повлияет, так как стробирование происходит в момент наблюдения максимума магнитного потока (момент времени 4.35 нс на рис. 7). Для стробирования выбираются первые 5 кривых до области ограничения. Получаемая ВБАХ представлена на рис. 9.

При подстановке измеренных ВАХ, КВХ и ВБАХ в модель на рис. 1 были рассчитаны модельные ПХ объекта измерения (см. рис. 2, штриховые кривые). Погрешность моделирования относительно измеренных ПХ составила не более 9 %, что удовлетворительно для поведенческих моделей.

Заключение. Предложен метод измерения характеристик цепей основной полосы частот с выбросом на плоской вершине на основе

модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка.

Система характеристик цепи в данном случае включает ВАХ, КВХ и ВБАХ нелинейных резистора, конденсатора и индуктивности, входящих в эквивалентную схему нелинейного фильтра.

Предложенный метод измерения позволяет измерить КВХ независимо от вебер-амперной без использования вариационных (оптимизационных) процедур (что важно при расчете погрешности измерения). Это достигается за счет перемещения точки стробирования заряда конденсатора на фронт с одновременным увеличением амплитуды

тестового воздействия. Вебер-амперная характеристика измеряется по остаточному принципу в точке максимального магнитного потока.

В качестве примера приведено измерение характеристик осциллографа National Instruments PXI-5114. Методическая погрешность измерения КВХ не превысила $+4/-6\%$. Погрешность моделирования ПХ объекта по измеренным ВАХ, КВХ и ВБАХ не более 9% (по отношению к результатам измерения). Полученные результаты являются удовлетворительными для поведенческого моделирования, что свидетельствует о корректности выбранного метода измерения.

Список литературы

1. Al-kanan H., Li F., Tafuri F. F. Extended Saleh model for behavioral modeling of envelope tracking power amplifiers // IEEE 18th Wireless and Microwave Technology Conf. (WAMICON), Cocoa Beach, USA, 24–25 Apr. 2017. IEEE, 2017. P. 1–4. doi: 10.1109/WAMICON.2017.7930244
2. Tafuri F. F., Larsen T. Extended Cann model for behavioral modeling of envelope tracking power amplifiers // Intern. Symp. on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, Naha, Japan, 12–15 Nov. 2013. IEEE, 2013. P. 670–673. doi: 10.1109/ISPACS.2013.6704633
3. Gao X., Zhou Z. L., He M. J. SPICE modeling of wideband RF front-end for electromagnetic coupling analyses // IEEE 5th Intern. Symp. on Electromagnetic Compatibility (EMC-Beijing), Beijing, China, 28–31 Oct. 2017. IEEE, 2017. P. 1–4. doi: 10.1109/EMC-B.2017.8260410
4. 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
5. 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
6. Systematic Behavioral Modeling of Nonlinear Microwave/RF Circuits in the Time Domain Using Techniques from Nonlinear Dynamical Systems / D. E. Root, J. Wood, N. Tufillaro, D. Schreurs, A. Pekker // Proc. of the IEEE Intern. Workshop on Behavioral Modeling and Simulation, Santa Rosa, USA, 08 Oct. 2002. IEEE, 2002. P. 71–74. doi: 10.1109/BMAS.2002.1291060
7. Broad-band Poly-Harmonic Distortion (PHD) Behavioral Models from Fast Automated Simulations and Large-Signal Vectorial Network Measurements / D. E. Root, J. Verspecht, D. Sharrit, J. Wood, A. Cognata // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2005. Vol. 53, № 11. P. 3656–3664. doi: 10.1109/TMTT.2005.855728
8. Adonyev O., Izhutkin V. Development of Broadband Transceiver Module for S-band Antenna Array using mathematical model of X-parameters: Transmission Path // Intern. Youth Conf. on Radio Electronics, Moscow, Russia, 12–14 March 2020. IEEE, 2020. P. 1–6. doi: 10.1109/REEPE49198.2020.9059184
9. Amini A. R., Boumaiza S. Time-invariant behavioral modeling for harmonic balance simulation based on waveform shape maps // IEEE MTT-S Intern. Conf. on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), Ottawa, Canada, 11–14 Aug. 2015. IEEE, 2015. P. 1–3. doi: 10.1109/NEMO.2015.7415098
10. Multistate Digital Predistortion of Nonlinear Effect in PD-NOMA System / B. Li, X. Hu, N. Kan, B. Peng, W. Wang, F. M. Ghannouchi // IEEE Microwave and Wireless Technology Let. 2024. Vol. 34, № 1. P. 103–106. doi: 10.1109/LMWT.2023.3333885
11. Лабутин С. А. Коррекция нелинейно-инерционных искажений импульсных сигналов в измерительных преобразователях // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. 1989. Вып. 1. С. 9–15.
12. Лабутин С. А. Оценивание и коррекция динамических искажений сигналов на основе нелинейных моделей средств измерений // Измерительная техника. Метрология. 1986. № 12. С. 22–29.
13. Ланнэ А. А. Синтез нелинейных систем. Нерекурсивные системы, детерминированный случай // Электронное моделирование. 1980. № 1. С. 60–68.
14. Назаров М. А., Семенов Э. В. Минималистичная система характеристик нелинейных видеоимпульсных устройств и ее измерение // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 4. С. 123–132. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-4-123-132

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

16. Назаров М. А., Семенов Э. В. Анализ нелинейно-инерционных свойств устройств оцифровки с использованием их модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра // Докл. ТУСУР. 2022. Т. 25, № 4. С. 110–114.

doi: 10.21293/1818-0442-2022-25-4-110-114

17. Singleton H. E. Theory of Nonlinear Transducers // MIT. Research Lab. of electronics. Tech. rep. URL:

<https://dspace.mit.edu/bitstream/handle/1721.1/4896/RLE-TR-160-04722817.pdf> (дата обращения 30.04.2023)

18. PXI-5114 Specification. URL: <https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/pxi-5114-specs/page/specs.html> (дата обращения 01.11.2022).

19. Waveform Generator Siglent SDG7000A. URL: <https://www.siglenteu.com/waveform-generators/sdg7000a-arbitrary-waveform-generator/> (дата обращения 28.08.2024).

20. 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

Информация об авторах

Полторыхин Кирилл Михайлович – магистр по специальности "Информатика и вычислительная техника" (2024, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники), младший научный сотрудник Института сильноточной электроники Сибирского отделения РАН, аспирант кафедры радиоэлектроники и систем связи Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Автор девяти научных публикаций. Сфера научных интересов – поведенческое моделирование устройств и систем; нелинейная видеоимпульсная локация.

Адрес: Институт сильноточной электроники Сибирского отделения РАН, пр. Академический, д. 2/3, Томск, 634055, Россия

E-mail: kpoltorykhin@inbox.ru

<https://orcid.org/0000-0002-2149-1035>

Семенов Эдуард Валерьевич – доктор технических наук (2012), доцент (2009), старший научный сотрудник Института сильноточной электроники Сибирского отделения 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: Институт сильноточной электроники Сибирского отделения РАН, пр. Академический, д. 2/3, Томск, 634055, Россия

E-mail: edwardsemyonov@narod.ru

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

References

1. Al-kanan H., Li F., Tafuri F. F. Extended Saleh model for Behavioral Modeling of Envelope Tracking Power Amplifiers. IEEE 18th Wireless and Microwave Technology Conf. (WAMICON), Cocoa Beach, USA, 24–25 Apr. 2017. IEEE, 2017, pp. 1–4.

doi: 10.1109/WAMICON.2017.7930244

2. Tafuri F. F., Larsen T. Extended Cann Model for Behavioral Modeling of Envelope Tracking Power Amplifiers. Intern. Symp. on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, Naha, Japan, 12–15 Nov. 2013. IEEE, 2013, pp. 670–673.

doi: 10.1109/ISPACS.2013.6704633

3. Gao X., Zhou Z. L., He M. J. SPICE Modeling of Wideband RF Front-End for Electromagnetic Coupling Analyses. IEEE 5th Intern. Symp. on Electromagnetic Compatibility (EMC-Beijing), Beijing, China, 28–31 Oct. 2017. IEEE, 2017, pp. 1–4.

doi: 10.1109/EMC-B.2017.8260410

4. 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

5. 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

6. Root D. E., Wood J., Tuffillaro N., Schreurs D., Pekker A. Systematic Behavioral Modeling of Nonlinear Microwave/RF Circuits in the Time Domain Using Techniques from Nonlinear Dynamical Systems. Proc. of the IEEE Intern. Workshop on Behavioral Modeling and Simulation, Santa Rosa, USA, 08 Oct. 2002. IEEE, 2002, pp. 71–74.

doi: 10.1109/BMAS.2002.1291060

7. Root D. E., Verspecht J., Sharrit D., Wood J., Cognata A. Broad-band Poly-Harmonic Distortion (PHD) Behavioral Models from Fast Automated

Simulations and Large-Signal Vectorial Network Measurements. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2005, vol. 53, no. 11, pp. 3656–3664.
doi: 10.1109/TMTT.2005.855728

8. Adonyev O., Izhutkin V. Development of Broadband Transceiver Module for S-band Antenna Array using mathematical model of X-parameters: Transmission Path. Intern. Youth Conf. on Radio Electronics, Moscow, Russia, 12–14 March 2020. IEEE, 2020, pp. 1–6.
doi: 10.1109/REEPE49198.2020.9059184

9. Amini A. R., Boumaiza S. Time-invariant Behavioral Modeling For Harmonic Balance Simulation Based On Waveform Shape Maps. IEEE MTT-S Intern. Conf. on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), Ottawa, Canada, 11–14 Aug. 2015. IEEE, 2015, pp. 1–3.
doi: 10.1109/NEMO.2015.7415098

10. Li B., Hu X., Kan N., Peng B., Wang W., Ghannouchi F. M. Multistate Digital Predistortion of Nonlinear Effect in PD-NOMA System. IEEE Microwave and Wireless Technology Let. 2024, vol. 34, no. 1, pp. 103–106.
doi: 10.1109/LMWT.2023.3333885

11. Labutin S. A. Correction of Nonlinear Inertial Distortions of Pulse Signals in Measuring Transducers, Communication Equipment. Ser.: Radio Measuring Equipment. 1989, iss. 1, pp. 9–15. (In Russ.)

12. Labutin S. A. Estimation and Correction of Dynamic Signal Distortions Based on Nonlinear Models of Measuring Instruments. Measuring Equipment. Metrology. 1986, no. 12, pp. 22–29. (In Russ.)

13. Lanne A. A. Synthesis of Nonlinear Systems. Non-Recursive Systems, Deterministic Case, Electronic Modeling. 1980, no. 1, pp. 60–68. (In Russ.)

14. Nazarov M. A., Semenov E. V. Minimalistic System of Characteristics of Non-linear Baseband Pulse Devices and Its Measurement. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 4, pp. 123–132. (In Russ.)

doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-4-123-132

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

16. Nazarov M. A. Semyonov E. V. Simple Behavioral Model of a Recording Device Using a Second-Order Non-Linear Recursive Filter. Proc. TUSUR. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 110–114. (In Russ.)
doi: 10.21293/1818-0442-2022-25-4-110-114

17. Singleton H. E. Theory of Nonlinear Transducers. MIT. Research Lab. of electronics. Tech. rep. Available at: <https://dspace.mit.edu/bitstream/handle/1721.1/4896/RLE-TR-160-04722817.pdf> (accessed 30.04.2023).

18. PXI-5114 Specification. Available at: <https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/pxi-5114-specs/page/specs.html> (accessed 01.11.2022).

19. Waveform Generator Siglent SDG7000A. Available at: <https://www.siglenteu.com/waveform-generators/sdg7000a-arbitrary-waveform-generator/> (accessed 28.08.2024).

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

Information about the authors

Kirill M. Poltorykhin, Master's degree in Computer Science and Engineering (2024, Tomsk State University of Control System and Radioelectronics), Junior Researcher of the Institute of High Current Electronics of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, Postgraduate student of the Department of Radioelectronics and Communication Systems of the Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. The author of 9 scientific publications. Area of expertise: behavioral modeling of devices and systems; nonlinear video pulse location. Address: Institute of High Current Electronics, Siberian Branch of Russian Academy of Sciences, 2/3, Akademicheskoy Ave., Tomsk 634055, Russia
E-mail: kpoltorykhin@inbox.ru
<https://orcid.org/0000-0002-2149-1035>

Edward V. Semyonov, Dr Sci. (Eng.) (2012), Associate Professor (2009), Senior Researcher of Institute of High Current Electronics of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, 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 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: Institute of High Current Electronics, Siberian Branch of Russian Academy of Sciences, 2/3, Akademicheskoy Ave., Tomsk 634055, Russia
E-mail: edwardsemyonov@narod.ru
<https://orcid.org/0000-0001-5470-1185>