

УДК 621.396.96

Шифр специальности ВАК: 2.2.16

И.В. Безрукова, Э.В. Семенов

Моделирование и особенности нелинейного отклика малоразмерных электронных устройств при интермодуляционном методе сверхширокополосного зондирования

Актуальность. Применение сверхширокополосных сигналов в системах нелинейного зондирования ограничено тем, что полезный нелинейный отклик типичных малоразмерных электронных объектов на порядок слабее собственных искажений приемных трактов и оцифровщиков. Для преодоления этого барьера требуется увеличение относительного уровня нелинейного отклика. Перспективным решением выступает интермодуляционный метод зондирования, использующий двухкомпонентный сигнал, где низкочастотная часть влияет на степень нелинейности состояния объекта, а высокочастотная – на считывание этого состояния, что позволяет отдельно оптимизировать обе составляющие и добиться существенного роста отклика по сравнению с противоположными ступенчатыми импульсами. **Цель исследования.** Параметризация поведенческой модели нелинейного рассеяния применительно к интермодуляционному методу зондирования для прогнозирования нелинейного отклика малоразмерных электронных устройств в расширенном диапазоне напряженностей поля. **Методы.** В основе работы лежит поведенческая модель нелинейного рассеяния, описывающая преобразование формы тестового сигнала в нелинейный отклик через передаточную характеристику, вычисляемую в частотной области по экспериментально зарегистрированным парам «зондирующее поле – нелинейный отклик». Параметризация для интермодуляционного метода выполнена на основе экспериментальных данных: для двухкомпонентного сигнала рассчитана передаточная характеристика основного канала и подобрана нелинейная функция влияния, аппроксимирующая амплитудную зависимость отклика от напряженности поля во всем диапазоне. **Научная новизна.** Предложена передаточная характеристика для интермодуляционного метода, учитывающая совместный вклад нелинейностей первого и второго порядка. В структуру модели внедрена степенная функция четвертого порядка с амплитудным ограничением, что позволяет адекватно описывать нелинейный отклик в расширенной напряженности поля. **Результаты.** На основе экспериментальных данных показано, что интермодуляционный метод увеличивает нелинейный отклик объекта в четыре раза по сравнению с методом противоположных ступенчатых сигналов. Параметризованная поведенческая модель описывает этот отклик с погрешностью не более 7,5%, что является удовлетворительным результатом. **Практическая значимость.** Параметризованная модель может быть использована на этапе системного проектирования систем нелинейного зондирования для прогнозирования нелинейных откликов малоразмерных объектов.

Ключевые слова: нелинейное рассеяние, сверхширокополосный сигнал, интермодуляционный метод, поведенческое моделирование.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-2-74-81

Введение

Системы нелинейного зондирования, использующие сверхширокополосные (СШП) тестовые сигналы, обладают рядом преимуществ. Такие сигналы дают возможность увеличивать пиковую мощность зондирующего сигнала при фиксированной средней мощности. В условиях мощных воздействий объект оказывается в режиме более сильной нелинейности, что ведет к увеличению уровня нелинейного отклика. Кроме того, использование сверхширокополосных сигналов способствует улучшению разрешающей способности по дальности и проникающей способности за счет наличия низкочастотной части спектра [1–4]. Практическое применение данных преимуществ упирается в сложность селекции нелинейного отклика на фоне сплошного спектра линейного отклика.

На сегодняшний день в работе [5] рассмотрен метод селекции нелинейного отклика малоразмерного объекта на СШП-импульсы различной амплитуды и формы. Однако реализация указанного метода возможна лишь в цифровом виде, что подразумевает использование прямой оцифровки принимаемого

сигнала. Собственные нелинейные искажения оцифровщиков составляют 0,2...0,3%, что значительно больше уровня относительного нелинейного отклика типичных малоразмерных электронных устройств (0,01% [6] и менее). Данная проблема, в частности, решается за счет синтеза таких тестовых сигналов, которые увеличивают уровень нелинейного отклика от объектов (прежде всего относительно общего отклика).

Наши исследования показывают, что классический моноцикл и ступенчатый импульс вызывают весьма слабый нелинейный отклик от электронных объектов. Причина заключается в том, что в таких тестовых сигналах невозможно отдельно оптимизировать низкочастотные и высокочастотные составляющие сигнала. Необходимость этого обусловлена двумя ранее установленными обстоятельствами: низкочастотная область спектра сигнала (100...300 МГц) влияет на степень нелинейности состояния объекта, а высокочастотная область – на считывание этого состояния. Невозможность раздельного управления этими обстоятельствами и приводит к низкому уровню нелинейного отклика.

Для получения больших величин относительного нелинейного отклика нами предложен и экспериментально проверен интермодуляционный метод зондирования, подразумевающий воздействие на объект вместо одного импульса со сплошным спектром двумя: в области нижних и верхних частот соответственно (двухкомпонентный сигнал).

Помимо максимизации относительного нелинейного отклика интермодуляционный метод зондирования дает возможность уменьшить влияние нелинейности приемного устройства на результаты измерений, поскольку в этом случае высокочастотную часть двухкомпонентного сигнала можно использовать с одинаковой полярностью (фазой) в двух сравниваемых тестах. При этом при обработке нелинейные искажения приемником двух импульсов будут практически компенсировать друг друга.

Для описания нелинейных свойств объектов в рамках интермодуляционного метода зондирования необходима соответствующая поведенческая модель. Данная модель создала бы возможность эффективно проектировать на системном уровне системы зондирования, в которых в качестве информативного признака используется нелинейный отклик объекта на сверхширокополосный сигнал. Ранее нами была разработана модель нелинейного рассеяния СШП-сигналов при альтернативном методе зондирования (в качестве тестовых сигналов выступала пара ступенчатых импульсов близкой формы и противоположной полярности) [7]. Основные постулаты, исходя из которых синтезирована структура этой модели, сохраняются и для интермодуляционного метода зондирования, но новый режим воздействия требует заново синтезировать модель параметрически.

Целью данной работы является параметризация поведенческой модели [7] для интермодуляционного метода нелинейного сверхширокополосного зондирования.

Интермодуляционный метод нелинейного СШП-зондирования

В работе [5] метод нелинейного сверхширокополосного зондирования состоит в воздействии на малоразмерный объект парой ступенчатых сигналов близкой формы, но противоположной полярности (рис. 1, штриховая кривая). Нелинейные отклики получают в результате суммирования противоположных

откликов объекта, что показывает разницу их форм. В интермодуляционном же методе на объект воздействует двухкомпонентная структура зондирующего сигнала, состоящая из высокочастотного вейвлета и низкочастотного импульса нелинейного воздействия (см. рис. 1, сплошная кривая).

Низкочастотный импульс, практически не создавая регистрируемого отражения, оказывает нелинейное воздействие на внутренние цепи объекта. Высокочастотный вейвлет, наоборот, формирует отклик, отражающий состояние объекта с учетом этого воздействия, но не способен изменить степень его нелинейности. Из этого следует, что во втором тестовом сигнале нет необходимости инвертировать низкочастотный импульс для получения воздействия противоположного знака, достаточно просто его отключить. Разность откликов объекта на вейвлет при наличии и отсутствии низкочастотного импульса позволяет выделить нелинейную составляющую.

Сама концепция интермодуляционного метода нелинейного зондирования известна из литературы [8]. Однако в [8] она реализована с использованием гармонического сигнала на фиксированной частоте 850 МГц в качестве импульса нелинейного воздействия. Практическая реализация такого подхода имеет существенные недостатки: применяемый гармонический сигнал обладает фиксированными параметрами, что делает его уязвимым к действию входных преселекторов объекта и исключает возможность поиска оптимальной формы импульса для максимизации нелинейного воздействия.

Предложенная выше двухкомпонентная структура позволяет отказаться от поиска компромисса между противоречивыми требованиями по уровню нижних и верхних частот в спектре используемого импульса и оптимизировать импульс нелинейного воздействия и считывающий импульс отдельно. Вторым преимуществом интермодуляционного метода является отсутствие надобности в череспериодной инверсии импульсов, что дает возможность использовать существующие наработки по генераторам импульсов большой мощности. Достаточно лишь частоту повторения импульсов нелинейного воздействия выбрать вдвое меньше частоты считывающих импульсов.

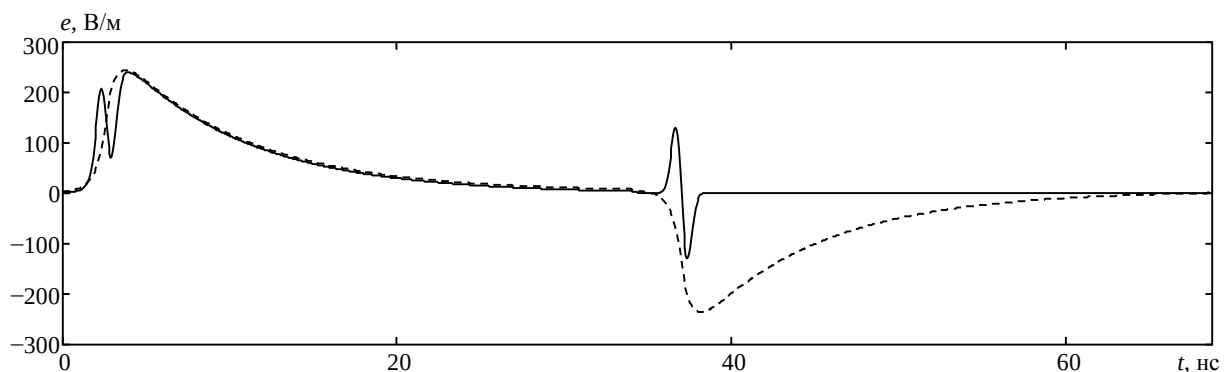


Рис. 1. Тестовые воздействия методов нелинейного зондирования: сплошная кривая – интермодуляционный метод, штриховая кривая – метод противоположных ступенчатых сигналов

Одинаковая полярность считывающих импульсов приводит также к тому, что пары этих импульсов (в присутствии импульса нелинейного воздействия и без) испытывают почти одинаковые нелинейные искажения в приемном устройстве. При обработке нелинейные искажения приемником двух импульсов практически компенсируют друг друга, что значительно уменьшает влияние нелинейности приемного устройства на результаты измерений.

Помимо этого, экспериментальная проверка показала, что нелинейный отклик объекта (ФМ-приемник Precision PS-298), зарегистрированный с применением интермодуляционного метода измерения, в четыре раза больше, чем отклик на простой ступенчатый импульс при примерно одинаковых амплитудах напряженностей поля низкочастотной составляющей сигнала (около 400 В/м) (рис. 2).

Структура использованной поведенческой модели нелинейного рассеяния

Существующие подходы к моделированию нелинейных динамических систем при сверхширокополосных воздействиях, такие как ряды Вольтерра [9–11], нелинейные фильтры [12] и метод расщепления [13], имеют недостатки: они либо предъявляют строгие требования к корреляционным свойствам тестовых сигналов, либо требуют детальной информации о внутренней нелинейной динамике объекта, либо основаны на трансверсальных фильтрах без обратных связей (что нерационально для устройств с экспоненциальными переходными характеристиками и не дает физически интерпретируемых характеристических функций). В работе [7] используется упрощенная модель, лишенная этих недостатков. Она строится на передаточной характеристике и функционале влияния, что позволяет обойтись без сложных математических описаний внутренней динамики.

Поведенческая модель нелинейного рассеяния сверхширокополосных сигналов, представленная на рис. 3, основана на том наблюдении, что при сплошном спектре тестового воздействия форму нелинейного отклика $\varepsilon(t)$ с точностью до амплитуды можно

получать из тестового поля при помощи передаточной характеристики $H_n(\omega)$. Стоит отметить, что поскольку $H_n(\omega)$ связывает потенциал рассеянного поля с напряженностью падающего поля, то ее значения получаются с размерностью длины

$$H_n(\omega) = F[\varepsilon(t)]/F[e(t)], \quad (1)$$

F – прямое преобразование Фурье.

Амплитуда моделируется отдельно при помощи функционала влияния $A[e(t)]$ [8]:

$$\varepsilon(t) = A[e(t)] F^{-1}\{H_n(\omega)F[e(t)]\}, \quad (2)$$

где $A[e(t)]$ – функционал, учитывающий степень отличия текущего тестового воздействия от того, которое применялось при вычислении передаточной функции объекта $H_n(\omega)$, F и F^{-1} – прямое и обратное преобразования Фурье.

Правильное значение $A[e(t)]$ можно получить, если пропустить тестовый сигнал $e(t)$ через фильтр нижних частот $H_a(\omega)$. Упомянутая передаточная функция фильтра нижних частот моделирует инерционность нелинейных цепей объекта: низкочастотные составляющие тестового сигнала $e(t)$ больше влияют на степень проявления нелинейных свойств, чем высокочастотные [7]. Такая передаточная функция $H_a(\omega)$ позволяет описывать амплитуду нелинейного отклика для тестовых сигналов с различной формой и амплитудой.

$$H_a(\omega) = 1/(1 + j\omega\tau), \quad (3)$$

τ – постоянная времени, определяющая частоту среза фильтра нижних частот.

Параметр τ выбран вариационным методом для нескольких пар сигналов разной формы с целью минимизации погрешности моделирования амплитуды нелинейного отклика [7].

Для выбранного объекта (ФМ-приемник Precision PS-298) значение получилось равным 0,57 нс для тестов противопололярными импульсами.

В настоящей работе мы приняли то же значение τ , основываясь на том, что инерционность внутренних цепей объекта является его собственным свойством и не зависит от формы тестовых сигналов и метода тестирования.

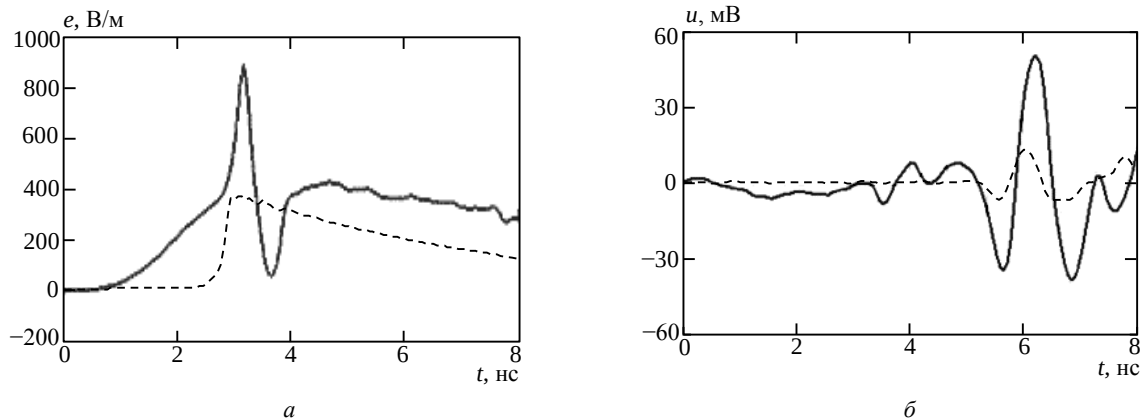


Рис. 2. Экспериментальные тестовые сигналы (а) и нелинейные отклики ФМ-приемника Precision PS-298 (б): сплошная кривая – для двухкомпонентного тестового сигнала, штриховая кривая – для ступенчатого сигнала

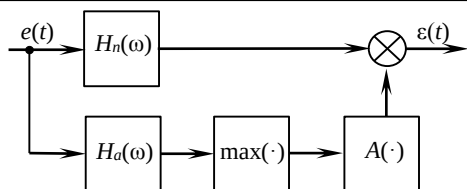


Рис. 3. Функциональная схема поведенческой модели нелинейного рассеяния сверхширокополосных сигналов

По амплитуде выходного сигнала фильтра с передаточной функцией $H_n(\omega)$ определяется значение функционала влияния при помощи некоторой нелинейной функции влияния $A(\cdot)$.

$$A[e(t)] = A[\max(F^{-1}(H_a(\omega)F[e(t)]))]. \quad (4)$$

В прототипе модели [7] $A(\cdot)$ имеет вид простой степенной функции второго порядка.

В прототипе характеристика $H_n(\omega)$ (рис. 4, штрихпунктирная кривая) в наблюдаемом диапазоне частот (до 2 ГГц) имеет характер фильтра верхних частот. Поскольку при расчете $H_n(\omega)$ применены отклик и напряженность тестового поля, соответствующие методу зондирования с противоположными ступенчатыми сигналами, передаточная характеристика учитывает компоненты нелинейности практически только второго порядка. Вследствие этого максимум модуля передаточной функции смещен вверх относительно максимума амплитудного спектра тестового сигнала (см. рис. 4, сплошная кривая), эффективная полоса которого составляет 1,7 ГГц (от 0,3 до 2 ГГц), что соответствует критерию СШП (более 500 МГц). При переходе к интермодуляционному методу этот эффект не будет выражен в такой степени, поэтому модель-прототип, синтезированная под противопололярное ступенчатое воздействие, прогнозирует нелинейный отклик со значительной погрешностью.

Существенный вклад в погрешность использованной модели [7] вносит также имплементированная кубическая амплитудная характеристика (рис. 5, штриховая кривая). Третий порядок образуется от того, что в основном канале поведенческой модели (передаточная характеристика $H_n(\omega)$) сигнал возрастает линейно и квадратично возрастает функционал влияния.

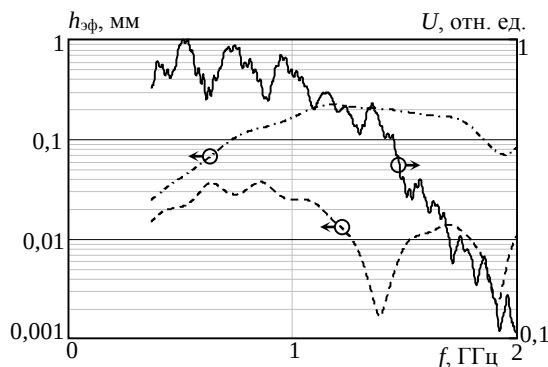


Рис. 4. Спектр тестового сигнала (сплошная кривая) и передаточные характеристики: штриховая кривая – для интермодуляционного метода, штрихпунктирная кривая – для метода с противоположными ступенчатыми сигналами

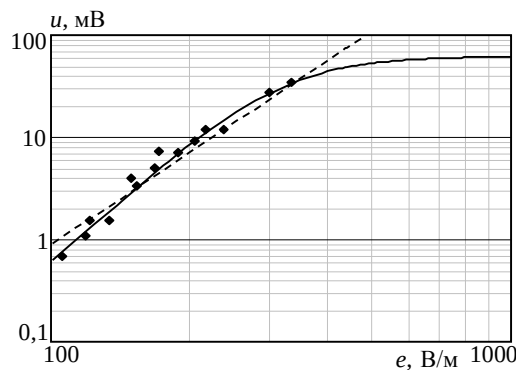


Рис. 5. Амплитудные характеристики потенциала нелинейного отклика: штриховая кривая – кубическая, сплошная кривая – четвертого порядка с амплитудным ограничением, ромбы – экспериментально измеренная

Такая кубическая амплитудная характеристика адекватна лишь в ограниченном диапазоне напряженностей поля, так как потенциал нелинейного отклика не может возрастать неограниченно (как это предсказывает степенная функция третьего порядка) [14]. Это подтверждается известными амплитудными характеристиками рассеивателей для гармонического режима [15], а также нашими предварительными оценками.

Параметризация поведенческой модели для интермодуляционного метода нелинейного зондирования

Как было отмечено ранее, основные постулаты, определяющие структуру поведенческой модели (см. рис. 3), сохраняют свою силу и для интермодуляционного метода зондирования, но двухкомпонентный режим воздействия требует заново синтезировать модель параметрически.

Функционал влияния $A[e(t)]$ в модели для интермодуляционного метода зондирования сохраняет структуру выражения (4). В данном выражении значение постоянной времени τ остается неизменным (0,57 нс) для передаточной функции фильтра нижних частот $H_a(\omega)$, позволяющей описывать амплитуду нелинейного отклика для тестовых воздействий различной формы. Таким образом, в выражении (4) параметризации подлежит только нелинейная функция влияния $A(\cdot)$.

Было выявлено, что в прототипе модели для интермодуляционного метода зондирования существенный вклад в погрешность моделирования нелинейного отклика вносит имплементация кубической амплитудной характеристики. Для устранения этой погрешности на основе серии измерений нелинейного рассеяния сверхширокополосных сигналов (см. рис. 5, ромбы) до напряженности поля, равной 390 В/м, нами уточнена амплитудная характеристика нелинейного рассеивателя в расширенном диапазоне напряженностей [14]. Она основана на четвертой степени полинома с амплитудным ограничением (см. рис. 5, сплошная кривая), при этом нелинейный отклик ϵ связан с амплитудой напряженности зондирующего поля e следующим соотношением:

$$\varepsilon(e) = \frac{ae^4 \cdot \varepsilon_{\max}}{ae^4 + \varepsilon_{\max}}, \quad (5)$$

где a – коэффициент, определяющий эффективность рассеяния, $\varepsilon_{\max}$ – предельное значение нелинейного отклика. Основываясь на измерениях, для того же самого объекта зондирования мы получили $a = 3,28 \times 10^{-12} \text{ м}^4/\text{В}^3$, $\varepsilon_{\max} = 62 \text{ мВ}$.

Для удобства параметризации формулы (5) целесообразно коэффициент a заменить выражением $\varepsilon_{\max}/e_{\max}^4$, в котором $e_{\max}$ – значение напряженности поля, при котором полиномиальная часть достигает предельного значения $\varepsilon_{\max}$. В результате подстановки получаем

$$\varepsilon(e) = \varepsilon_{\max} \times \frac{e^4/e_{\max}^4}{e^4/e_{\max}^4 + 1}. \quad (6)$$

Параметр $e_{\max}$ можно рассчитать из уже полученных значений коэффициентов a и $\varepsilon_{\max}$. Имеем $e_{\max} = 371 \text{ В/м}$.

Введение ограничения $\varepsilon_{\max}$ описывает уменьшение крутизны амплитудной характеристики при увеличении тестового поля, что, в свою очередь, позволяет избавиться от неограниченного роста потенциала нелинейного отклика (как это предсказывает степенная функция третьего порядка). Предельное значение $e_{\max}$ позволяет осуществить переход от монотонного увеличения напряженности поля к насыщению.

Имплементация указанной амплитудной характеристики в параметризованную модель достигается путем соответствующей параметризации нелинейной функции влияния $A(e)$. Функционально ее зависимость такая же, как и в (6), за исключением меньшей на единицу степени аргумента в числителе (так как сигнал в основном канале модели нарастает пропорционально первой степени аргумента):

$$A(e) = a_{\max} \times \frac{e^3/e_{\max}^4}{e^3/e_{\max}^4 + 1}, \quad (7)$$

где $a_{\max}$ – параметр, определяющий максимальное значение $A(e)$.

Нужно иметь в виду, что, в соответствии со структурой модели, аргументом $A(e)$ является напряженность поля, взвешенная передаточной функцией $H_a(\omega)$. Эта операция уменьшает амплитуду использованных ступенчатых сигналов (см. рис. 2, а, штриховая кривая) на 14,3%. Соответственно, параметр $e_{\max}$ становится равным 318 В/м.

Параметр $a_{\max}$ в формуле (7) определяется исходя из того, что функция влияния должна иметь единичное значение для взвешенной напряженности поля e_n , при которой определяется функция $H_n(\omega)$. В нашем случае $e_n = 150 \text{ В/м}$. Приравняв (7) к единице и подставив e_n вместо e в (7), получим

$$a_{\max} = \frac{e_n^4/e_{\max}^4 + 1}{e_n^3/e_{\max}^4}. \quad (8)$$

Подставив (8) в (7), после преобразований будем иметь

$$A(e) = \frac{e^3}{e_n^3} \times \frac{e_n^4/e_{\max}^4 + 1}{e^4/e_{\max}^4 + 1}. \quad (9)$$

Параметризация нелинейной функции влияния $A(e)$ по выражению (9) позволяет реализовать в модели амплитудную характеристику с ограничением по амплитуде (рис. 6, сплошная кривая). Максимальное значение этой функции составляет 5,5. Если не учитывать данную аппроксимацию, то функция влияния приняла бы вид, соответствующий штриховой кривой на рис. 6. Такая характеристика дает удовлетворительный результат моделирования амплитуды нелинейного отклика только в диапазоне напряженностей 150...300 В/м. При меньших и больших напряженностях результат моделирования оказался бы со значительной погрешностью.

Для завершения параметризации модели, представленной на рис. 3, необходимо определить передаточную характеристику в основном канале модели. Для расчета передаточной характеристики $H_n(\omega)$ по выражению (1) использованы экспериментальные отклик и тестовый сигнал, соответствующие интермодуляционному методу зондирования (см. рис. 2, сплошные кривые).

Стоит отметить, что в методе с противоположными ступенчатыми сигналами передаточная характеристика рассчитана для тестового сигнала с напряженностью поля 175 В/м [8] в целях обеспечения достаточной амплитуды нелинейного отклика. В экспериментах с интермодуляционным методом зондирования был использован тестовый сигнал с взвешенной пиковой напряженностью 504 В/м. Для корректного сравнения передаточных характеристик в двух различных методах зондирования $H_n(\omega)$ нужно разделить на значение функции влияния при напряженности 504 В/м (см. рис. 6, сплошная кривая). Полученная в результате передаточная функция $H_n(\omega)$ для интермодуляционного метода зондирования представлена на рис. 4 штриховой кривой.

Передаточная характеристика для интермодуляционного метода зондирования имеет важные особенности.

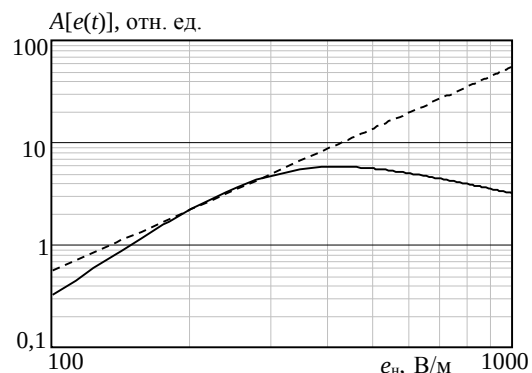


Рис. 6. Функция влияния третьего порядка с амплитудным ограничением (сплошная кривая) и квадратичная функция влияния (штриховая кривая)

Во-первых, ее максимум спектра располагается ниже по сравнению с передаточной характеристикой метода с противоположными ступенчатыми сигналами (см. рис. 4, штрихпунктирная кривая). Благодаря этому она захватывает спектральную область тестового сигнала (см. рис. 4, сплошная кривая) с большей энергией. Во-вторых, для интермодуляционного метода характеристика отражает вклад компоненты нелинейности как первого, так и второго порядка, тогда как характеристика для метода с противоположными ступенчатыми сигналами – только второго.

Погрешность модели, параметризованной для интермодуляционного метода, составляет 7,5% (рис. 7). Данное значение получено как относительное отклонение пикового значения модельного нелинейного отклика от экспериментального. Результат является удовлетворительным, поскольку в данном случае моделируются нелинейные искажения сигналов, которые сами являются формой погрешности.

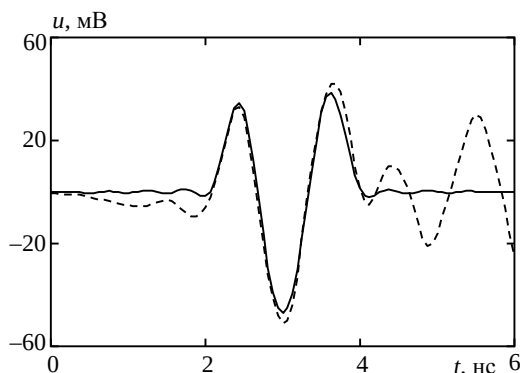


Рис. 7. Нелинейные отклики объекта, полученные интермодуляционным методом: сплошная кривая – модельный; штриховая кривая – экспериментальный

Заключение

Экспериментальная проверка интермодуляционного метода показала, что нелинейный отклик объекта при его использовании в четыре раза превышает отклик, полученный методом с противоположными ступенчатыми сигналами при одинаковой амплитуде напряженности поля. Это подтверждает практическую значимость данного метода и обосновывает целесообразность создания параметризованной модели для проектирования систем нелинейного зондирования.

В работе выполнена параметризация поведенческой модели нелинейного рассеяния сверхширокополосных сигналов применительно к интермодуляционному методу зондирования. Прототип поведенческой модели, синтезированной для метода с противоположными ступенчатыми сигналами, прогнозирует нелинейный отклик двухкомпонентного сигнала со значительной погрешностью. В отличие от прототипа параметризованная модель учитывает двухкомпонентную структуру зондирующего сигнала.

В параметризованной модели имплементирована амплитудная зависимость нелинейного отклика от напряженности поля в виде степенной функции

четвертого порядка с амплитудным ограничением. Четвертый порядок образуется от того, что в основном канале поведенческой модели (передаточная характеристика $H_n(\omega)$) сигнал возрастает линейно и кубически возрастает функционал влияния. Это позволяет в режиме экстраполяции корректно давать оценку напряженности зондирующего поля, дающую максимальный нелинейный отклик при сверхширокополосном воздействии.

Передаточная характеристика для интермодуляционного зондирования, описывающая преобразование формы тестового сигнала в форму нелинейного отклика в наблюдаемом диапазоне частот (до 2 ГГц), имеет максимум спектра в низкочастотной области, где сосредоточена большая часть энергии тестового сигнала. Также она учитывает компоненты нелинейности как первого, так и второго порядка.

Поведенческая модель нелинейного рассеяния сверхширокополосных сигналов, параметризованная для интермодуляционного метода зондирования, обеспечивает погрешность моделирования не более 7,5%, что является удовлетворительным результатом.

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

Литература

1. Авдеев В.Б. Сверхкороткоимпульсная сверхширокополосная нелинейная радиолокация / В.Б. Авдеев, А.В. Бердышев, С.Н. Панычев // Телекоммуникации. – 2006. – № 8. – С. 23–27.
2. Якубов В.П. Использование сверхширокополосного излучения для диагностики нелинейностей / В.П. Якубов, Д.В. Лосев, А.И. Мальцев // Журнал радиоэлектроники. – 2000. – № 3. – С. 2.
3. Liu S. Research on ultra-wideband NLFM waveform synthesis and grating lobe suppression / S. Liu, Y. Jia, Y. Liu, X. Zhang // Sensors. – 2022. – Vol. 22. – No. 24. – P. 9829.
4. Mishra A. A review: Recent progress in the design and development of nonlinear radars / A. Mishra, C. Li // Remote Sensing. – 2021. – Vol. 13, No. 24. – P. 4982.
5. Modeling and experimental study of the nonlinear baseband pulse radar prototype / E.V. Semyonov, A.V. Fateev, M.A. Nazarov, A.A. Berezin // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves: proceedings of IEEE International conference. – Divnomorskoe, Russia: IEEE, 2023. – P. 428–431.
6. Щербаков Г.Н. Применение нелинейной радиолокации для дистанционного обнаружения малоразмерных объектов // Специальная техника. – 1999. – № 1. – С. 34–39.
7. Features and behavioral modeling of ultra-wideband signals nonlinear scattering by small-sized electronic devices / E.V. Semyonov, M.A. Nazarov, K.M. Poltorkhin, A.A. Berezin, A.V. Fateev // IEEE Transactions on Radar Systems. – 2025. – Vol. 3. – P. 843–851.
8. Шипилов С.Э. Нелинейные преобразования сигналов в импульсной радиотомографии / С.Э. Шипилов, В.П. Якубов // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2020. – Т. 63, № 2. – С. 5–14.
9. Абас В. М. А. Моделирование нелинейных динамических и стационарных систем на основе интегрофункциональных рядов Вольтерры и различных классов квадратурных формул / В.М.А. Абас, Р.В. Арутюнян // Математическое моделирование и численные методы. – 2021. – № 2. – С. 68–85.

10. Воскобойников Ю.Е. Идентификация квадратичного ядра уравнения Вольтерра для моделирования нелинейных динамических систем / Ю.Е. Воскобойников, В.А. Боева // Системы анализа и обработки данных. – 2022. – Т.85, № 1. – С. 25–40.

11. Солодуша С. В. Об одном способе моделирования нелинейной динамики полиномами Вольтерра и цепными дробями / С.В. Солодуша, Ю.И. Коконова // Аналитические и численные методы моделирования естественно-научных и социальных проблем: сб. ст. по матер. XVII Всерос. с междунар. участием науч.-техн. конф. / под общ. ред. И.В. Бойкова. – Пенза: гос. ун-т, 2022. – С. 145–149.

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

13. Ланнэ А.А. Синтез нелинейных систем // Электронное моделирование. – 1980. – № 1. – С. 60–68.

14. Безрукова И.В. Амплитудная характеристика нелинейного рассеивателя в режиме сверхширокополосного воздействия / И.В. Безрукова, Э.В. Семенов, К.М. Полторыхин, И.А. Градов // Науч.-техн. конф. Санкт-Петербургского НТО РЭС им. А.С. Попова, посвященная Дню радио: сборник докладов. – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2026. – № 1 (81). – С. 40–43.

15. Горбачев А.А. Амплитудные характеристики нелинейных рассеивателей / А.А. Горбачев, С.В. Ларцов, С.П. Тараканов, Е.П. Чигин // Радиотехника и электроника. – 1996. – Т. 41, № 5. – С. 558–562.

Безрукова Ирина Владимировна

Техник Института сильноточной электроники
СО РАН (ИСЭ СО РАН)
Академический пр-т, 2/3, г. Томск, Россия, 634055;
инженер каф. радиоэлектроники и систем связи (РСС)
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0009-0007-1911-8550
Тел.: (382-2) 49-15-44
Эл. почта: bezrukova_i03@mail.ru

Семенов Эдуард Валерьевич

Д-р техн. наук, ст. науч. сотр. ИСЭ СО РАН
Академический пр-т, 2/3, г. Томск, Россия, 634055;
проф. каф. РСС ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-5470-1185
Тел.: (382-2) 49-15-44
Эл. почта: edwardsemyonov@narod.ru

Поступила в редакцию: 07.05.2026.

Принята к публикации: 01.09.2026.

Bezrukova I.V., Semyonov E.V.

Modeling and features of the nonlinear response of small electronic devices using the intermodulation method of ultra-wideband sensing

Relevance. The use of ultra-wideband signals in nonlinear sensing systems is limited due to the fact that the useful nonlinear response of typical small electronic objects is significantly

weaker than the inherent distortions in the receiving paths and digitizers. To address this challenge, it is necessary to increase the relative level of the nonlinear response. A promising solution is an intermodulation sensing method using a two-component signal, where the low-frequency part affects the degree of nonlinearity of the object's state, and the high-frequency part affects the reading of this state, which makes it possible to optimize both components separately and achieve a significant increase in response compared to antipolar step pulses. **Purpose of the study** is to parameterize a behavioral model of nonlinear scattering in relation to the intermodulation sensing method to predict the nonlinear response of small electronic devices over an extended range of field strengths. **Methods.** The work is based on a behavioral model of nonlinear scattering, which describes the transformation of a test signal's shape into a nonlinear response via a transfer characteristic calculated from experimentally recorded pairs of «probing field – nonlinear response» in the frequency domain. Parameterization for the intermodulation technique is based on experimental data. For a two-component signal, the main channel's transfer characteristic is calculated and a nonlinear influence function that approximates the response amplitude's dependence on field strength across the entire range is selected. **Novelty.** A transfer characteristic is proposed for the intermodulation method, taking into account both first- and second-order nonlinear effects. A fourth-order power function, with an amplitude constraint, is incorporated into the model, allowing adequate description of the nonlinear response over a wide range of field strengths. **Results.** Based on experimental data, it is shown that the intermodulation method increases the nonlinear response of an object by four times compared to the method of opposite-polarity step signals. The parameterized behavioral model describes this response with an error not exceeding 7.5%, which is considered an acceptable result. **Practical significance.** The parameterized model can be utilized during the design phase of nonlinear sensing systems in order to forecast the nonlinear responses of small objects.

Keywords: nonlinear scattering, ultra-wideband signal, intermodulation method, behavioral modeling.

Funding: The work was carried out within the state assignment of the Ministry of Education and Science of Russia (project No. FWRM-2024-0001).

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-2-74-81

References

1. Avdeev V.B., Panychev S.N. *Sverhkorotkoimpul'snaya sverhshirokopolosnaya nelinejnaya radiolokacija* [Ultra-Short-Pulse Ultra-Wideband Nonlinear Radar]. *Telekommunikatsii (Telecommunications)*, 2006, no. 8, pp. 23–27 (in Russ.).
2. Yakubov V.P., Losev D.V., Maltsev A.I. *Ispol'zovanie sverhshirokopolosnogo izlucheniya dlya diagnostiki nelinejnostej* [The Use of Ultra-Wideband Radiation for the Diagnosis of Nonlinearities]. *Zhurnal radioelektroniki (Journal of Radio Electronics)*, 2000, no. 3 (in Russ.).
3. Liu S., Jia Y., Liu Y., Zhang X. Research on ultra-wideband NLFM waveform synthesis and grating lobe suppression. *Sensors*, 2022, vol. 22, no. 24, p. 9829.
4. Mishra A., Li C. A review: Recent progress in the design and development of nonlinear radars. *Remote Sensing*, 2021, vol. 13, no. 24, p. 4982.
5. Semyonov E.V., Fateev A.V., Nazarov M.A., Berezin A.A. Modeling and experimental study of the nonlinear baseband pulse radar prototype. Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves: proceedings of International IEEE Conference, Divnomorskoe, Russia, 2023, pp. 428–431.
6. Shcherbakov G.N. *Primenenie nelinejnoj radiolokacii dlya distancionnogo obnaruzheniya malorazmernyh ob'ektov*

[Application of Nonlinear Radar for Remote Detection of Small Objects]. *Special'naya tekhnika*, 1999, no. 1, pp. 34–39 (in Russ.).

7. Semyonov E.V., Nazarov M.A., Poltorykhin K.M., Be-rezin A.A., Fateev A.V. Features and behavioral modeling of ultra-wideband signals nonlinear scattering by small-sized electronic devices. *IEEE Transactions on Radar Systems*, 2025, vol. 3, pp. 843–851.

8. Shipilov S.E., Yakubov V.P. *Nelinejnye preobrazovaniya signalov v impulsnoj radiotomografii* [Nonlinear signal transformations in pulse radiotomography]. *Izvestiya vysshix uchebnykh zavedenij. Fizika*, 2020, vol. 63, no 2, pp. 5–14 (in Russ.).

9. Abas W.M.A., Arutyunyan R.V. [Modeling of nonlinear dynamic and stationary systems based on Volterra integro-functional series and various classes of quadrature formulas]. *Mathematical Modeling and Computational Methods*, 2021, no 2, pp. 68–65 (in Russ.).

10. Voskoboinikov Yu.E., Boeva V.A. [Identification of the quadratic kernel of the Volterra equation for modeling nonlinear dynamic systems]. *Sistemy analiza i obrabotki dannykh—Analysis and Data Processing Systems*, 2022, vol. 85, no. 1, pp. 25–40. (in Russ.).

11. Solodusha S.V., Kokonova Yu.I. *Ob odnom sposobe modelirovaniya nelinejnoj dinamiki polinomami Vol'terra i cepnymi drobyami* [On one method for modeling nonlinear dynamics by Volterra polynomials and continued fraction]. *Analiticheskie i chislennye metody modelirovaniya estestvenno-nauchnykh i social'nykh problem. [Analytical and numerical methods of modelling of natural science and social problems]*. Proc. of the XVII All-Russian with Intern. Participation Sci.-Tech. Conf, Penza, Penza State University Publ., 2022, pp. 145–149 (in Russ.).

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.

13. Lanne A.A. *Sintez nelinejnykh sistem* [Synthesis of nonlinear systems]. *Elektronnoe modelirovanie*, 1980, no. 1, pp. 60–68. (in Russ.).

14. Bezrukova I.V., Semenov E.V., Poltorykhin K.M., Gradov I.A. *Amplitudnaya xarakteristika nelinejnogo ras-*

seivatelya v rezhime sverxshirokopolosnogo vozdejstviya [Amplitude characteristic of a nonlinear scatterer in the mode of ultra-wideband exposure]. Nauchno-texnicheskaya konferenciya sankt-peterburgskogo NTO RES im. A.S. Popova, posvyashchennaya dnyu radio. [Scientific and Technical Conference of the St. Petersburg NTO RES named after A.S. Popov, dedicated to Radio Day]. Proc. of St. Petersburg State Technical University «LETI», 2026, pp. 40–43 (in Russ.).

15. Gorbachev A.A., Lartsov S.V., Tarakankov S.P., Chigin E.P. *Amplitudnye xarakteristiki nelinejnykh rasseivatelej* [Amplitude characteristics of nonlinear scatterers]. *Radio-tekhnika i elektronika*, 1996, vol. 41, no 5, pp. 558–562 (in Russ.).

Irina V. Bezrukova

Technical Staff, Institute of High Current Electronics SB RAS (HCEI SB RAS)
2/3, Akademicheskyy Ave., Tomsk, Russia, 634055;
Engineer, Department of Radioelectronics and Communication Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0009-0007-1911-8550
Phone: (382-2) 49-15-44
Email: bezrukova_i03@mail.ru

Edward V. Semyonov

Doctor of Engineering Sciences, Senior Researcher, HCEI SB RAS
2/3, Akademicheskyy Ave., Tomsk, Russia, 634055;
Professor, Department of Radioelectronics and Communication Systems, TUSUR
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0001-5470-1185
Phone: (382-2) 49-15-44
Email: edwardsemyonov@narod.ru

Received: 07.05.2026.

Accepted: 01.09.2026.