

Об описании процессов нелинейного рассеяния на антеннах с нелинейной нагрузкой

Н. Ю. Бабанов¹, С. В. Ларцов^{1,2}, А. В. Ключев³

¹Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

²АО «Гипрогазцентр»

³ФГУП НИИИС

Аннотация: для описания нелинейного рассеяния на антеннах с нелинейной нагрузкой предложено использовать три зависимости: нормированные диаграммы направленности по мощности излучателя антенны с нелинейной нагрузкой на частотах зондирующего и ответного сигналов и амплитудную характеристику, которая вычисляется при помощи процессной модели средствами моделирования нелинейной электротехники.

Ключевые слова: антенна с нелинейной нагрузкой, нелинейное рассеяние, амплитудная характеристика, процессная модель

I. ВВЕДЕНИЕ

Антенны с нелинейной нагрузкой (АНН) стали исследоваться после публикации в [1]. В простейшей конфигурации АНН состоит из двух элементов: нелинейной нагрузки в виде нелинейного элемента (НЭ) – двухполюсника, полюса которого присоединены к элементарной антенне, типа диполя или рамки. Такие АНН используются в радиолокации в качестве калибровочных отражателей [2]. Известны предложения использования АНН качестве пассивных нелинейных радиоответчиков [3] для маркировки различных объектов. Однако наибольшее применение АНН нашли в качестве физической модели объектов, способных переотражать ответные сигналы (ОС) на частотах продуктов нелинейного преобразования облучающего зондирующего сигнала (ЗС): приемоответчиков-транспондеров [4], элементов активных излучающих и принимающих антенных решеток [5], ректенн [6], источников нелинейных помех [7] в рамках проблемы электромагнитной совместимости, целей нелинейных радиолокаторов [8].

Для определения параметров ОС при взаимодействии ЗС с АНН в [1] в соответствии с теоремой Тевенина была предложена эквивалентная схема АНН, представленная на рис. 1, где e_{3C} – ЭДС, вызванный воздействием ЗС на АНН, i_{3C} – ток в АНН на частоте ЗС, i_{OC} – ток в АНН на частоте ОС, $Z_A(\omega)$ – импеданс приемо-излучающей антенны АНН, $Z_{HЭ}(\omega, u)$ – импеданс НЭ, u – напряжение на НЭ.

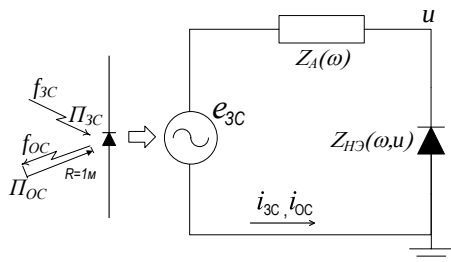


Рис. 1. Эквивалентная схема АНН

Заметим, что у АНН могут быть отдельные приемная и переизлучающая антенны, а НЭ – четырехполюсником.

Уравнения эквивалентной схемы АНН просты:

$$\begin{cases} e_{3C} = i_{3C} Z_A(\omega_{3C}) + i_{3C} Z_{HЭ}(\omega_{3C}, u), \\ 0 = i_{3OC} Z_A(\omega_{OC}) + i_{OC} Z_{HЭ}(\omega_{OC}, u). \end{cases} \quad (1)$$

Сложность нахождения решений системы (1) заключается в учете в зависимости $Z_{HЭ}$ от u . Для нахождения аналитического решения авторы используют существенные упрощения. В [9] рассмотрена АНН моделирующая контактный нелинейный рассеиватель в виде полуволнового диполя на частоте ЗС, нагруженного на нелинейный металлический контакт. В [9] все параметры $Z_{HЭ}$, Z_A приняты активными, при этом $Z_A = R_A = \text{const} = R_A(\omega_{3C}) = 73 \text{ Ом}$, $Z_{HЭ} = R_{HЭ}$ и описывается простой аппроксимацией вольт-амперной характеристики (ВАХ) вида: $u = \alpha i + \beta i^3$. Для более строгих решений из-за реактивностей $Z_{HЭ}$, Z_A (3) превращается в систему дифференциальных уравнений, а зависимость $Z_{HЭ}$ от u учитывается путем использования рядов Вольтерра [10]. Данный подход стал классическим, однако и здесь используются существенные упрощения. В результате достигается только качественное соответствие теории с экспериментом [11]. Кроме того, данный метод не учитывает частотно-пространственных свойств АНН.

Авторы настоящего сообщения видят решение задачи в применении процессного подхода, то есть в описании процесса нелинейного рассеяния на АНН в виде нескольких последовательных операций при условии корректного определения связи между отдельными процессами, позволяющего применять программные моделирующие комплексы.

II. ПРОЦЕССНЫЙ ПОДХОД ПРИ ОПИСАНИИ СВОЙСТВ АНН С НЕЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКОЙ

Процессный подход основан на выделении отдельных процессов и их описания с последующим включением в общий процесс [12]. При нелинейном рассеянии ЗС в ОС на АНН есть пять последовательных операций: 1) прием ЗС; 2) канализация ЗС к НЭ; 3) преобразование ЗС в ОС в НЭ; 4) канализация ОС по АНН и 5) излучение ОС в пространство. Соответственно в процессной модели АНН [13] будет пять элементов (рис. 2): 1) приемная антенна ЗС; 2) тракт приемная антенна ЗС – НЭ; 3) НЭ; 4) тракт НЭ – антенна, переизлучающая ОС; 5) антенна, переизлучающая ОС.

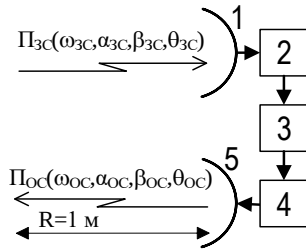


Рис. 2. Процессная модель АНН

Большинство указанных процессов линейные, методы их описания реализованы в программных комплексах технической электродинамики [14]. Единственным нелинейным процессом является «преобразование ЗС в ОС в НЭ». Но и здесь тоже есть развитая теория – «нелинейная электротехника», реализованная в программных расчетных комплексах, например [15].

Облучающую волну ЗС будем характеризовать интенсивностью P_{3C} , частотой ЗС ω_{3C} , направлением облучения определяемым углами α_{3C}, β_{3C} и наклоном плоскости поляризации θ_{3C} . ОС будем характеризовать параметрами электромагнитной волны, сформированной на расстоянии 1 метр от АНН: интенсивностью P_{0C} , частотой ОС, например второй гармоники ЗС $\omega_{0C} = 2\omega_{3C}$, направлением рассеяния определяемым углами α_{0C}, β_{0C} и наклоном плоскости поляризации θ_{0C} .

III. ОПИСАНИЕ СВОЙСТВ АНН С НЕЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКОЙ С ПОМОЩЬЮ ПРОЦЕССНОГО ПОДХОДА

Для описания В [16] предложено функциональную связь P_{3C} с P_{0C} характеризовать амплитудной характеристикой (АХ):

$$P_{0C} = F(P_{3C}). \quad (2)$$

В [13] для описания частотно-пространственных свойств АНН предложена обобщенная диаграмма обратного нелинейного рассеяния (3), обобщающая АХ.

$$P_{0C} = D_{0C}(\omega_{0C}, \alpha_{0C}, \beta_{0C}, \theta_{0C}) F(P_{3C} \cdot D_{3C}(\omega_{3C}, \alpha_{3C}, \beta_{3C}, \theta_{3C})), \quad (3)$$

где, $D_{0C}(\omega_{0C}, \alpha_{0C}, \beta_{0C}, \theta_{0C})$ – нормированная диаграмма антенны, переизлучающей ОС, а $D_{3C}(\omega_{3C}, \alpha_{3C}, \beta_{3C}, \theta_{3C})$ – нормированная диаграмма приемной антенны ЗС.

Обобщенная диаграмма обратного нелинейного рассеяния (3), характеризует пространственно-амплитудно-частотные свойства АНН с необходимой для практики полнотой. Соответственно для описания нелинейно-рассеивающих свойств АНН необходимо найти три зависимости: $D_{3C}(\omega_{3C}, \alpha_{3C}, \beta_{3C}, \theta_{3C})$, $D_{0C}(\omega_{0C}, \alpha_{0C}, \beta_{0C}, \theta_{0C})$ и $P_{0C} = F(P_{3C})$. Каждая из указанных функций может быть найдена независимо экспериментально или расчётным (аналитическим) путем или при помощи программно-моделирующих комплексов. Методы экспериментальных измерений указанных параметров АНН описаны в [17]. Нахождение $D_{3C}(\omega_{3C}, \alpha_{3C}, \beta_{3C}, \theta_{3C})$ и $D_{0C}(\omega_{0C}, \alpha_{0C}, \beta_{0C}, \theta_{0C})$ типичная линейная задача технической электродинамики, для ее решения есть развитый инструментарий [18].

Для повышения точности вычислений АХ авторами предложена новая методика [13] не требующая привлечения рядов Вольтерра. Основная идея в использовании в вычислениях кроме внешних

параметров P_{0C} и P_{3C} внутреннего параметра ЭДС – e_{3C} , который в конце легко исключить.

IV. МЕТОДИКА ВЫЧИСЛЕНИЯ АМПЛИТУДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНН

Как и при традиционном подходе [10] АХ (2) будем находить на основе анализа эквивалентной схемы АНН на рис. 1. Новая методика включает четыре этапа.

1. На первом этапе выполняется анализ эквивалентной схемы АНН на основе решения уравнений Кирхгофа. Целью анализа является вычисление двух функциональных зависимостей:

$$i_{0C} = i_{0C}(e_{3C}), \text{ и } Z_{НЭ,3C} = Z_{НЭ,3C}(e_{3C}). \quad (4)$$

Вычисление функций (4) – традиционная задача нелинейной электротехники. Исходными данными для вычислений являются импедансы излучателя АНН на частотах ЗС и ОС $Z_A(\omega_{3C}) = Z_{A,3C}$, $Z_A(\omega_{0C}) = Z_{A,0C}$, которые ранее вычисляются средствами технической электродинамики, а так же справочные параметры конкретного типа нелинейного элемента, являющегося нелинейной нагрузкой АНН. Зависимость $Z_{НЭ}(\omega, u)$ можно считать известной. В простейшем случае зависимость $Z_{НЭ}(\omega, u)$ находится из ВАХ, для более точных оценок целесообразно использовать модели НЭ, учитывающие зависимости проводимости $g(u)$ и емкости $C(u)$ от напряжения u , наличие индуктивности и сопротивления ввода и т.п.

2. На втором этапе на основе найденной зависимости $i_{0C} = i_{0C}(E_{3C})$, позволяющей вычислить переизлучаемую мощность P_{0C} как: $P_{0C} = (i_{0C})^2 Z_{A,0C}$, находится интенсивность ОС, формируемая АНН на расстоянии 1 метр:

$$P_{0C} = G_{0C} P_{0C} / 4\pi = G_{0C} (i_{0C}(E_{3C}))^2 Z_{A,0C} / 4\pi, \quad (5)$$

где G_{0C} – коэффициент усиления антенна, переизлучающей ОС.

3. На третьем этапе, определяется связь P_{3C} и E_{3C} .

Мощность $P_{3C,A}$, принятого приемной антенной ЗС определяется как: $P_{3C,A} = S_{3C} P_{3C}$, где S_{3C} – эффективная площадь приемной антенной ЗС. На НЭ поступает часть этой мощности $P_{3C,НЭ}$, с учетом коэффициента отражения $\Gamma_{3C} = (Z_{A,3C} - Z_{НЭ,3C}) / (Z_{A,3C} + Z_{НЭ,3C})$ равная: $P_{3C,НЭ} = (1 - \Gamma_{3C}^2) P_{3C,A}$. Учитывая связь $P_{3C,НЭ}$ с e_{3C} : $P_{3C,НЭ} = e_{3C}^2 / (Z_{A,3C} + Z_{НЭ,3C})$ определим связь P_{3C} и E_{3C} :

$$e_{3C}^2 = S_{3C} P_{3C} (4 Z_{A,3C} Z_{НЭ,3C}) / (Z_{A,3C} + Z_{НЭ,3C}). \quad (6)$$

4. На четвертом этапе из (5) и (6) исключается e_{3C} и определяется функциональная связь P_{0C} с P_{3C} . Наиболее просто данная процедура выполняется в программном комплексе. Отметим, что новой методике не требуется привлечением уравнений Вольтера.

Таким образом, все характеристики $P_{0C} = F(P_{3C})$, $D_{0C}(\omega_{0C}, \alpha_{0C}, \beta_{0C}, \theta_{0C})$ и $D_{3C}(\omega_{3C}, \alpha_{3C}, \beta_{3C}, \theta_{3C})$, описывающие свойства АНН могут быть определены.

Новый подход проиллюстрируем применительно к исследованию АНН-мостового параметрического рассеивателя (ПР).

V. ИССЛЕДОВАНИЕ АНН-МОСТОВОГО ПР

АНН-параметрические рассеиватели (ПР), в которых ЗС служит сигналом накачки (СН), возбуждая в НЭ переизлучаемый ОС на частоте половинной

субгармоники ЗС. При этом ПР не содержат источников питания, что делает их перспективными для применения в качестве пассивных радиоответчиков для маркировки различных объектов и грузов. В [19] предложена конструкция мостового ПР с НЭ-четырёхполосником в виде мостового соединения четырех параметрических генераторов к плечам которого подключены антенна ЗС и антенна ОС (рис. 3).

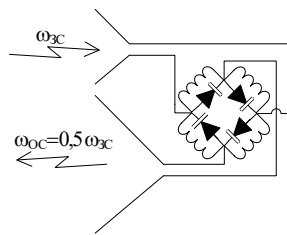


Рис. 3. Структурная схема мостового ПР

На первом этапе реализации методики сформирована эквивалентная схема мостового ПР, представленная на рис. 4.

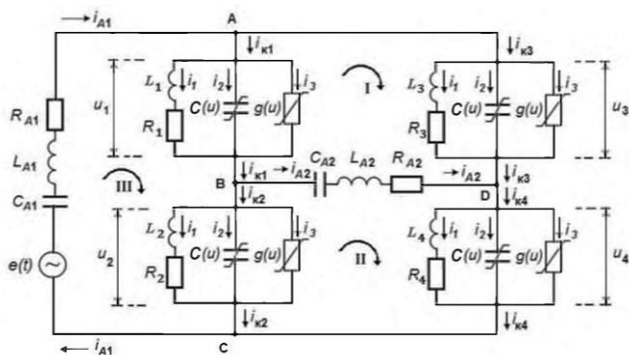


Рис. 4. Эквивалентная схема мостового ПР

Здесь внешнее воздействие СН заменяется на ЭДС $e(t)$. Антенна, принимающая СН, представляется низкочастотным последовательным электрическим контуром из элементов R_{A1} , L_{A1} , C_{A1} , антенна, переизлучающая ОС, представляется контуром с элементами R_{A2} , L_{A2} , C_{A2} . Каждый из 4-х параметрических генераторов выполнен в виде параметрического контура, состоящего из дросселя с постоянными параметрами и параллельно подключенной переменной емкости – варикапа, роль которого выполняет полупроводниковый диод. Дроссель описывается последовательно соединёнными индуктивностью $L_{1,2,3,4}$ и сопротивлением $R_{1,2,3,4}$. Полупроводниковый диод описывается как параллельно соединённые переменная емкость $C(u)$ и переменная проводимость $g(u)$.

На основе эквивалентной схемы мостового ПР на рис. 4 при помощи уравнений Кирхгофа сформирована математическая модель (7) мостового ПР в виде системы дифференциальных уравнений [20] описывающих взаимосвязь напряжений и токов в элементах схемы.

$$\begin{cases} i_{A1} = i_{K1} + i_{K3} \\ i_{K1} = i_{K2} + i_{A2} \\ i_{A1} = i_{K2} + i_{K4} \\ i_{K4} = i_{A2} + i_{K3} \\ -u_1 + u_3 - u_{BD} = 0 \\ -u_2 + u_{BD} + u_4 = 0 \\ L_{A1} \frac{di_{A1}}{dt} + i_{A1} R_{A1} + \frac{1}{C_{A1}} \int i_{A1} dt + u = e(t) \\ u_{BD} = L_{A2} \frac{di_{A2}}{dt} + i_{A2} R_{A2} + \frac{1}{C_{A2}} \int i_{A2} dt \end{cases} \quad (7)$$

Математическая модель (5) была успешно использована для моделирования свойств мостового ПР на основе методики, предложенной в [15].

В соответствии с [15] выполнены выбор определяющих функций (токи антенн i_{A1}, i_{A2} ; напряжения u_1, u_2, u_3, u_4 на параметрических контурах, питающие их токи i_K и напряжение u_{BD} на зажимах передающей антенны ОС) и переход к системе из 10 дифференциальных уравнений второго порядка для загрузки в моделирующий комплекс (использовался National Instruments Lab VIEW 2012).

VI. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ МОСТОВОГО ПР

При экспериментальной апробации мостового ПР в качестве варикапа использовался диод ДЗ11, а индуктивность изготавливалась в виде проволоочного резонатора. Частота СН равнялась 800 МГц, соответственно частота ОС равнялась 400 МГц. Одной из задач моделирования является вопрос оптимизации параметров мостового ПР, например, с точки зрения максимизации уровня ОС.

Так как параметры варикапа заданы, указанная оптимизация сводится к выбору значений сопротивлений излучения приемной антенны СН и переизлучающей антенны ОС. (R_{A1} и R_{A2}).

С точки зрения теории длинных линий наилучшее значение R_{A1} на частоте СН будет достигнуто при равенстве R_{A1} и сопротивления $R_{ПГ}(\omega_{СН})$ системы параметрических генераторов в точках подключения приемной антенны СН. Исследования показали, что целесообразно выбирать значения $R_{A1} \approx 73$ Ом. Критерий равенства с R_{A2} и сопротивления $R_{ПГ}(\omega_{ОС})$ для данной системы не применим, поскольку данное равенство выполняется всегда, как это следует из второго уравнения системы (1).

Поэтому наиболее эффективное значение R_{A2} нужно искать как параметр, при котором достигаются наилучший коэффициент преобразования СН в ОС или максимальное значение $\Pi_{ОС}$. Моделирование мостового ПР показало, что второму критерию соответствует значение $R_{A2} \approx 700$ Ом.

VII. РЕАЛИЗАЦИЯ МАКЕТА МОСТОВОГО ПР.

Макет мостового ПР был реализован в полосковом исполнении. Такая конструкция мостового ПР подразумевает, что полосковые излучатели антенн СН и ОС расположены над общей заземляющей плоскостью. Выполнение данного требования антенна ОС была изготовлена как решетка из двух антенн, соединённых последовательно. Соответственно каждая антенна должна иметь сопротивление 350 Ом. Структурная схема полоскового мостового ПР представлена на рис. 5.

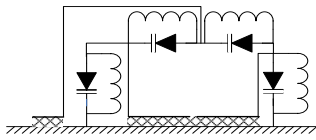


Рис. 5. Структурная схема полоскового мостового ПР

Фотография макета полоскового мостового ПР представлена на рис. 6.



Рис. 6. Фотография макета полоскового мостового ПР

При изготовлении антенн СН и ОС длина излучателей была принята с укорочением и составляла $l = 0,49\lambda$.

VIII. СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ АПРОБАЦИИ

На рис. 7 приведены АХ, рассчитанные при моделировании полоскового мостового ПР и экспериментально измененные при апробации макета полоскового мостового ПР.

Сравнение графиков говорит о соответствии экспериментальных и модельных кривых в области возбуждения ОС (примерно 7 дБ). Экспериментальные графики оказались с большим динамическим диапазоном примерно на 6 дБ. Срыв ОС при моделировании можно связать с влиянием активной проводимости на параметрический процесс.

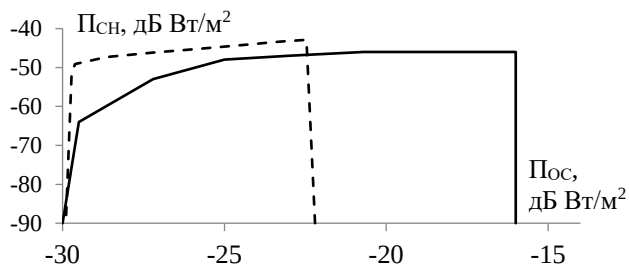


Рис. 7. АХ полоскового мостового ПР. Сплошная – эксперимент, пунктир – моделирование

В целом можно говорить о хорошем соответствии результатов моделирования и натурного эксперимента.

IX. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, современный уровень техники моделирования позволяет выполнять достаточно точные расчеты процесса нелинейного рассеяния на антеннах с нелинейной нагрузкой.

Для описания процесса нелинейного рассеяния на антеннах с нелинейной нагрузкой с необходимой

полнотой необходимо знать три зависимости: нормированные диаграммы излучателя антенны с нелинейной нагрузкой на частотах зондирующего и ответного сигналов и амплитудную характеристику.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Франческетти Д., Пинто И. Антенны с нелинейной нагрузкой // В кн. Нелинейные электромагнитные волны: под ред. П. Усленги. М.: Мир. 1983. С. 223-249.
- [2] Кобак В.О. Радиолокационные отражатели М.: Сов.радио, 1975.
- [3] Агрба Д.Ш., Бабанов Н.Ю., Бычков О.С., Васенкова Л.В., Горбачев А.А., Ларцов С.В., Тараканов С.П., Чигин Е.П. Нелинейные рассеиватели как средство маркировки // Радиотехника 1998 г., №10, с. 96.
- [4] Brazee R.D., Miller E.S., Reding M.E., Klein M.G., Nudd B., and Zhu H. A transponder for harmonic radar tracking of the black vine weevil in behavioral research // Transactions of the ASAE-2005 Vol. 48. № 2. P. 831-838.
- [5] Шифрин Я.С., Лучанинов А.И., Посохов А.С. Нелинейные эффекты в активных фазированных антенных решетках // Радиотехника и электроника. 1994. Т. 39. №7. С.1095-1106.
- [6] Fujino Yoshiyuki, Fujita Masaharu. Development of a High-Efficiency Recten-na for Wireless Power Transmission Application to Microwave- Powered Airship Experiment // J. Commun. Res. Lab., 1996. V.43. №3. Pp. 367-374.
- [7] Jain V.K., McClellan T.E., Kenneally D.J. Stable Compensation of Nonlinear Communication Systems// IEEE Int. Symp. on Electron. Compat., Boston, Aug. 20-22, 1985. Pp. 399-407.
- [8] Щербakov Г.Н., Николаев А.В., Прохоркин А.Г., Усманов Р.И., Шлыков Ю.А. Исследование рассеивающих свойств нелинейного биконического отражателя – физической модели боеприпаса с электронным и устройствами // Спецтехника и связь №1, 2011, с. 33-39.
- [9] Штейншлейгер В.Б. К теории рассеяния электромагнитных волн вибратором с нелинейным контактом // Радиотехника и электроника. 1978. т.23. вып.7. С. 1329-1338.
- [10] Malyskin O., Fusco V. Combined frequency-time domain analysis of FSS with nonlinear loads using Volterra integral equations // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium – 2008. P.1-4.
- [11] Яшинов В.Я. Возможность оптимизации отклика нелинейного рассеивателя на комбинационной частоте // Нелинейный мир, №7-8, Т.5, 2007. С.74-77.
- [12] Давид Марка, Клемент МакГоуэн Методология структурного анализа и проектирования. Пер. с англ. Москва. 1993, 240 с.
- [13] Бабанов Н.Ю., Ларцов С.В. Необходимые характеристики для описания пространственных свойств простых нелинейных рассеивателей // Радиотехника. 2009. №5. С. 34-39.
- [14] Семенихина Д.В., Павлов В.П., Маркина Ю.И. Моделирование сверхширокополосной спиральной антенны в САПР СВЧ HESS v.10 // Антенны, 2010, №12, с. 63-64.
- [15] Бирюк Н.Д., Юргелас В.В. Основы теории параметрических радиоперей. Воронеж: М-во образования и науки РФ, Воронеж: ВГУ, 2012. 345 с.
- [16] Горбачев А.А., Ларцов С.В., Тараканов С.П., Чигин Е.П. Амплитудные характеристики нелинейных рассеивателей // Радиотехника и Электроника. 1996, т.41, №5, с. 558-562.
- [17] Ларцов С.В., Бабанов Н.Ю. Об измерениях характеристик, необходимых при конструировании пассивных нелинейных радиоответчиков // Датчики и системы. 2014. №9. С. 20-25.
- [18] Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики. М.: Физматлит, 2012, 430 с.
- [19] Бабанов Н.Ю., Ключев А.В., Ларцов С.В., Самарин В.П. Моделирование мостового параметрического рассеивателя // Проектирование и технология электронных средств. 2015. №2. С. 15-20.
- [20] Бабанов Н.Ю., Ключев А.В., Ларцов С.В., Самарин В.П. Исследование мостового параметрического рассеивателя // Известия ВУЗов. Радиофизика. 2017, т.60, №4, стр. 371-379.