



УДК 621.391:519.27

В. И. Парфёнов, И. Ф. Струков, В. Б. Проскуряков
Воронежский государственный университет
А. Н. Лукин
Воронежский институт МВД РФ

Сравнение переизлучающих свойств системы "диод-диполь" для параметрической и для нелинейной радиолокации

Определена эффективная поверхность рассеяния системы "диод-диполь" для параметрического режима работы и проведено сравнение переотражающих свойств системы в указанном режиме с аналогичной системой, работающей в нелинейном режиме. Приведены результаты экспериментальных измерений сигнала, переотраженного от системы "диод-диполь", функционирующего в режиме параметрической модуляции.

Уравнение радиолокации, параметрический режим, нелинейная эффективная поверхность рассеяния

Для выделения радиолокационного сигнала на фоне переотражений от окружающих предметов используется обогащение спектра сигнала, переизлученного объектами с нелинейными или с параметрическими свойствами. Среди таких объектов широко используются нелинейные контакты, в том числе и $p-n$ -переходы полупроводниковых диодов [1], [2]. Область применения таких устройств весьма обширна: регистрация пространственно-временных распределений электромагнитных полей [3], создание так называемых умных радиопокрытий (в зарубежной терминологии SmartSkin), радиомаяки в системах радионавигации и радиопозиционирования [4], радиометки для различных объектов и для технологии RFID (radio frequency identification) [5], позволяющие отслеживать маршруты при логистике грузов, передвижении животных и людей. Поскольку существуют два способа обогащения спектра сигнала – нелинейный и параметрический, представляет интерес сравнительная оценка мощностей сигнала, переизлученного объектом, работающим как в нелинейном, так и в параметрическом режимах. В качестве такого объекта можно применять устройство "диод-диполь" – полупроводниковый диод, выводы которого используются как полуволновые отражатели [1]. Это устройство может осуществлять как параметрическую модуляцию переизлученного сигнала при управлении его $p-n$ -переходом внешним напря-

жением [1], так и обогащение спектра переизлученного сигнала гармониками кратных частот при достаточно большой напряженности поля радиолокационного сигнала [2].

Цель настоящей статьи – сравнить переизлучающие свойства системы "диод-диполь" для параметрической и для нелинейной радиолокации.

Рассмотрим в качестве пассивной радиометки систему "диод-диполь" [1] для случая нелинейной [6] и параметрической радиолокации [7]. Данная система представляет собой резонансную антенну в виде полуволнового вибратора, в качестве нагрузки которой выступает полупроводниковый диод. При параметрической радиолокации внешнее управляющее напряжение, прикладываемое к полупроводниковому диоду, осуществляет амплитудную модуляцию отраженного поля. В случае нелинейной радиолокации наведенная ЭДС в полуволновом вибраторе прикладывается к полупроводниковому диоду, включенному в разрыв плеч вибратора, порождая в отраженном поле гармоники и субгармоники несущей частоты [6].

Оценим плотность потока мощности электромагнитного поля с помощью уравнения бистатической радиолокации [8]. Взаимное расположение излучающей и приемной антенн, а также положение переотражающего диода-диполя, приведены на рис. 1.

Рассмотрим параметрическую модуляцию переотраженного поля. Приложим к диоду напря-

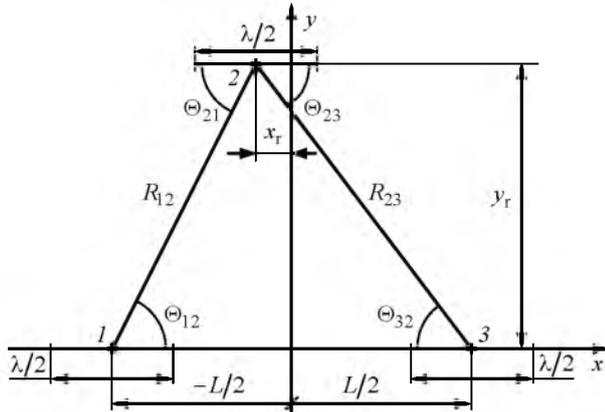


Рис. 1

жение от внешнего генератора с частотой Ω . Тогда ширина полосы переизлученного сигнала составит $\Delta\omega = 2\Omega$ [7]. Мощность излучаемого передающей антенной сигнала выберем достаточно малой для исключения нелинейных эффектов обогащения спектра сигнала гармониками кратных частот. В качестве передающей и приемной антенн примем полуволновые диполи 1 и 3 соответственно (рис. 1).

Положение центра параметрического отражателя 2 задается координатами x_r, y_r . Расстояние между отражателем 2 и передающей антенной 1

$$R_{12} = \sqrt{(x_r + L/2)^2 + y_r^2}.$$

Расстояние между отражателем 2 и приемной антенной 3

$$R_{23} = \sqrt{(x_r - L/2)^2 + y_r^2}.$$

Углы между направлениями излучения и осями диполей:

$$\Theta_{12} = \Theta_{21} = \arctg\left(\frac{y_r}{x_r + L/2}\right);$$

$$\Theta_{23} = \Theta_{32} = \arctg\left(\frac{y_r}{x_r - L/2}\right).$$

Будем считать, что для расстояний R_{12} и R_{23} выполняется условие $R_{12}, R_{23} \gg \lambda$, где λ – длина волны несущего колебания. Также считаем, что передающая и приемная антенны согласованы с нагрузкой и по поляризации.

Запишем уравнение бистатической радиолокации для мощности принятого антенной 3 сигнала [8]:

$$P_3 = \frac{P_1 G_1(\Theta_{12}) A_3(\Theta_{32})}{(4\pi)^2 R_{12}^2 R_{23}^2} \sigma_{\text{пар}}(\Theta_{21}, \Theta_{23}, t), \quad (1)$$

где P_1 – мощность излучения; $G_1(\Theta_{12})$ – коэффициент усиления передающей антенны 1;

$A_3(\Theta_{32})$ – эффективная площадь приемной антенны 3; $\sigma_{\text{пар}}(\Theta_{21}, \Theta_{23}, t)$ – эффективная площадь рассеяния (ЭПР) рассеивателя 2 при параметрическом режиме работы.

Для сравнения мощности принятого антенной 3 сигнала при нелинейном режиме работы запишем уравнение бистатической радиолокации для мощности сигнала, принятого антенной 3, в случае нелинейного отражения в схеме на рис. 1 [8]:

$$P_{3k} = \frac{P_1 G_1(\Theta_{12}) A_{3k}(\Theta_{32})}{(4\pi)^2 R_{12}^2 R_{23}^2} \sigma_n(\Theta_{21}, \Theta_{23}, k), \quad (2)$$

где $k = 2, 3, \dots$; $A_{3k}(\Theta_{32}) = A_3(\Theta_{32})/k^2$; $\sigma_n(\Theta_{21}, \Theta_{23}, k)$ – нелинейная ЭПР (НЭПР) отражателя 2 (см. рис. 1) на частоте $k\omega_0$.

Нелинейным переотражателем является полуволновый (на частоте зондирования ω_0) диполь с нелинейной нагрузкой в виде полупроводникового диода. Рассмотрим общий случай, когда переотражение происходит на k -й гармонике несущего сигнала.

Из сравнения выражений (1) и (2) следует, что их основное различие заключается в ЭПР при параметрическом и при нелинейном режимах работы. Таким образом, при одинаковом расположении антенн в пространстве для параметрического и для нелинейного режимов ослабления сигнала P_3/P_1 и P_{3k}/P_1 зависят только от величин ЭПР или НЭПР соответственно.

ЭПР рассеивателя 2 для параметрического режима работы запишем на основании экспериментальных данных, полученных в работе [9], и определения ЭПР при бистатическом режиме работы радиолокатора [8]:

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{пар}}(\Theta_{21}, \Theta_{23}, t) = & \left\{ 2\beta_1 \sigma_{\lambda/4} + (\beta_2 \sigma_{\lambda/2} - 2\beta_1 \sigma_{\lambda/4}) \left[(1 + \cos \Omega t) / 2 \right]^2 \right\} \times \\ & \times \sin^2 \Theta_{21} \sin^2 \Theta_{23}, \end{aligned} \quad (3)$$

где β_1, β_2 – коэффициенты, учитывающие несовершенство разьединения и соединения плеч вибратора коммутирующим диодом соответственно; $\sigma_{\lambda/4}, \sigma_{\lambda/2}$ – ЭПР четвертьволнового и полуволнового вибраторов в направлении нормали соответственно; Ω – частота напряжения, управляющего коммутирующим диодом. В (3) диаграммы направленности полуволнового и четверть волнового вибраторов положены равными вследствие их малого различия [8].

Перепишем (3) в виде

$$\sigma_{\text{пар}}(\Theta_{21}, \Theta_{23}, t) = \beta_2 \sigma_{\lambda/2} \times \left\{ 2 \frac{\beta_1 \sigma_{\lambda/4}}{\beta_2 \sigma_{\lambda/2}} + \left(1 - 2 \frac{\beta_1 \sigma_{\lambda/4}}{\beta_2 \sigma_{\lambda/2}} \right) \left[\frac{(1 + \cos \Omega t)}{2} \right]^2 \right\} \times \sin^2 \Theta_{21} \sin^2 \Theta_{23}. \quad (4)$$

Диапазоны изменения коэффициентов β_1 , β_2 составляют:

$$1 \leq \beta_1 \leq \sigma_{\lambda/2} / 2\sigma_{\lambda/4} \text{ и } 2\sigma_{\lambda/4} / \sigma_{\lambda/2} \leq \beta_2 \leq 1.$$

Если коммутирующий диод не обладает свойством размыкания плеч полуволнового вибратора, то $\beta_1 = \sigma_{\lambda/2} / 2\sigma_{\lambda/4}$, $\beta_2 = 1$, если он не обладает свойством замыкания плеч четвертьволнового вибратора, то $\beta_1 = 1$, $\beta_2 = 2\sigma_{\lambda/4} / \sigma_{\lambda/2}$. Для этих двух крайних случаев в (4)

$$1 - 2\beta_1 \sigma_{\lambda/4} / (\beta_2 \sigma_{\lambda/2}) = 0$$

и модуляции переизлученного поля не происходит.

Как следует из результатов работы [9], значения $\beta_1 = 1.03 \dots 2.5$, $\beta_2 = 0.36 \dots 1$ характерны для германиевого точечного диода типа Д9 на частоте 1 ГГц.

Согласно [1] для вибраторов, у которых $\lambda/a > 10^2$ (a – диаметр вибратора), отношение $\sigma_{\lambda/4} / \sigma_{\lambda/2} \approx 10^{-2}$. Тогда, учитывая указанные ранее экспериментальные значения β_1 , β_2 , (4) можно переписать в виде

$$\sigma_{\text{пар}}(\Theta_{21}, \Theta_{23}, t) = \beta_2 \sigma_{\lambda/2} \left[\frac{(1 + \cos \Omega t)}{2} \right]^2 \sin^2 \Theta_{21} \sin^2 \Theta_{23}, \quad (5)$$

где согласно [8] $\sigma_{\lambda/2} = 0.86\lambda^2$.

Запишем НЭПР на второй и на третьей гармониках несущего колебания при нелинейном переотражении, когда в качестве нагрузки выступает полупроводниковый диод [2]:

$$\sigma_{\text{н}}(\Theta_{21}, \Theta_{23}, 2) = \sigma_{\text{н}2_{\text{max}}} f^2(\Theta_{21}) f_{\lambda}^2(\Theta_{23}), \quad (6)$$

$$\sigma_{\text{н}}(\Theta_{21}, \Theta_{23}, 3) = \sigma_{\text{н}3_{\text{max}}} f^2(\Theta_{21}) f_{3\lambda/2}^2(\Theta_{23}), \quad (7)$$

где

$$f_{\lambda}(\Theta) = \frac{\cos^2 \left[\left(\frac{\pi}{2} \right) \cos(\Theta) \right]}{\sin(\Theta)};$$

$$f_{3\lambda/2}(\Theta) = \frac{\cos \left[\left(\frac{3\pi}{2} \right) \cos(\Theta) \right]}{\sin(\Theta)}$$

– нормированные диаграммы направленности волнового и полутораволнового вибраторов соответственно, а $\sigma_{\text{н}2_{\text{max}}}$, $\sigma_{\text{н}3_{\text{max}}}$ – максимальные значения НЭПР на второй и на третьей гармониках соответственно.

Значения $\sigma_{\text{н}2_{\text{max}}}$, $\sigma_{\text{н}3_{\text{max}}}$ зависят от типа нелинейного элемента. На частоте 1 ГГц типичными являются значения в диапазоне $10^{-4} \dots 10^{-6} \text{ м}^2$ [7].

Таким образом, на частоте 1 ГГц ЭПР и НЭПР различаются как по диаграмме направленности для переизлученного поля, так и по максимальному значению ЭПР, на два порядка. Подставив выражения для ЭПР (5) и НЭПР (6) и (7) в формулы (1) и (2) соответственно, можно найти зависимость ослаблений сигнала P_3/P_1 и P_{3k}/P_1 от дальности для параметрического и для нелинейного режимов работы.

Для подтверждения справедливости полученных соотношений при параметрическом переотражении (1) проведены экспериментальные испытания макета радиомаяка. Чтобы устранить переотражения от объектов, испытания проводились на открытой местности. Передающей и приемной антеннами, как и в расчетах, служили полуволновые вибраторы. Для уменьшения отражений от земли все диполи закреплялись на штангах на высоте 3 м. Длина волны несущей составила $\lambda = 0.3$ м. Расположение антенн в пространстве соответствовало рис. 1; база между приемной и передающей антеннами $L = 3$ м. Смещение по оси $x = 0$. Изменялось только смещение отражателя 2 по оси y относительно базы системы. Использован широкополосный приемник "Армак-М" фирмы "ИРКОС". Результаты эксперимента по WiFi (для устранения влияния оператора) передавались на рабочую станцию для дальнейшей обработки. Учитывались только амплитуды боковых гармоник на частотах $\omega_0 - \Omega$ и $\omega_0 + \Omega$, так как только по наличию боковых гармоник в принятом сигнале можно судить о переотражении от параметрического рассеивателя.

На рис. 2 приведены рассчитанные зависимости ослабления уровня сигнала $P_{3\Omega}/P_1$, P_{3k}/P_1 ($P_{3\Omega}$ – мощность боковой гармоники отраженного сигнала на частоте Ω (1)) от смещения по оси y при параметрическом (1) и при нелинейном переотражении (2) на второй и на третьей гармониках, а также экспериментальные данные при

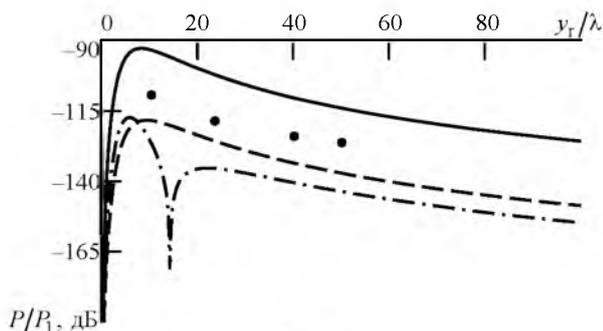


Рис. 2

параметрическом переотражении, обозначенные точечными маркерами. Значения коэффициентов выбраны следующими:

$$\beta_2 = 0.36, \sigma_{H2_{\max}} = \sigma_{H3_{\max}} = 10^{-5}.$$

Сплошная кривая – ослабление при параметрическом переотражении (1), штриховая – при нелинейном переотражении (2) на второй гармонике, штрихпунктирная – на третьей гармонике.

Из приведенных графиков следует, что в условиях расчетов и эксперимента ($\beta_2 = 0.36, \sigma_{H2_{\max}} = \sigma_{H3_{\max}} = 10^{-5}$) при параметрическом переотражении уровень отраженного сигнала больше, чем при нелинейном. Экспериментальные данные при параметрическом переотражении отличаются от теоретических не более чем на 12 дБ. Это отличие вполне предсказуемо, так как приемник 3 и передатчик 1 имеют коэффициент стоячей волны, равный 2. Экспериментальные данные для полностью согласованного приемника имели бы большие значения.

При расположении диполей, представленном на рис. 1, следует учитывать интерференцию поля прямой волны (от излучателя 1) и поля волны, отраженной от поверхности Земли [10] вблизи переизлучателя 2. Вторичными переизлучениями можно пренебречь ввиду их малости. Будем считать, что для $\lambda = 0.3$ м поверхность Земли представляет собой диэлектрик с коэффициентом отражения

$$R = \frac{\sin \alpha - \sqrt{\epsilon - \cos^2 \alpha}}{\sin \alpha + \sqrt{\epsilon - \cos^2 \alpha}},$$

где $20 \leq \alpha \leq 70$ – угол скольжения; ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость почвы (для сухой почвы $\epsilon \approx 10$ [10]). Таким образом, коэффициент отражения принимает значения $-0.8 \leq R \leq -0.55$. Учесть точные поправки для интерференции при экспериментальном исследовании не представляется возможным в связи с погрешностями расположения антенн, а также с шероховатостью и неоднородностью поверхности отражения. Следовательно, можно считать, что экспериментальные данные для случая параметрического переотражения хорошо согласуются с расчетом.

Таким образом, преимущества параметрической радиолокации по отношению к нелинейной заключаются в возможности получения промодулированного отраженного сигнала от параметрического рассеивателя при небольших уровнях облучающего радиосигнала. Действительно, можно достичь дальности обнаружения в несколько десятков метров при облучаемой мощности всего в несколько десятков милливольт. В то же время при нелинейной радиолокации необходимо, чтобы мощность облучения была не меньше, чем минимально необходимая для проявления нелинейных эффектов. При мощности облучения 10 Вт дальность обнаружения для нелинейного рассеивателя составляет не более 30 м [2], в то время как для параметрического рассеивателя – более 300 м. Кроме того, при работе с нелинейными рассеивателями, отраженный сигнал которых принимается на гармониках зондирующего сигнала, генератор зондирующего сигнала должен иметь очень низкий уровень высших гармоник, иначе дальность обнаружения значительно уменьшится. Эти проблемы отсутствуют при параметрической радиолокации, где модуляция отраженного сигнала зависит только от параметров модулятора и не зависит от параметров зондирующего поля.

Недостаток параметрической радиолокации заключается в необходимости маломощного модулирующего генератора для управления коммутирующим диодом. Мощность данного генератора может быть уменьшена до значений 10^{-6} Вт при работе на обратной ветви вольт-амперной характеристики диода.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кобак В. О. Радиолокационные отражатели. М.: Сов. радио, 1975. 248 с.
2. Горбачев А. А., Чигин Е. П. Взаимодействие электромагнитных волн с нелинейными объектами //

Нелинейная радиолокация: сб. ст.: в 2 ч. / под ред. А. А. Горбачева, А. П. Колданова, А. А. Потапова, Е. П. Чигина. М.: Радиотехника, 2006. Ч. 2. С. 6–13.

3. Лукин А. Н., Гридин Ю. И., Струков И. Ф. Устройство регистрации радиоголограмм и радиоизображений в реальном масштабе времени // Приборы и техника эксперимента. 1986. № 4. С. 118–120.

4. Айзинов М. М., Байрашевский А. М. Радиотехника и радионавигационные приборы. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Транспорт, 1975. 432 с.

5. Финкенцеллер К. Справочник по RFID. М.: Изд. дом "Додэка-XXI", 2008. 496 с.

6. Щербаков Г. Н. Применение нелинейной радиолокации для дистанционного обнаружения малоразмерных объектов // Спец. техника. 1999. № 1. С. 34–39.

7. Оптимальный приемник сигнала пассивного рассеивателя с амплитудной модуляцией с учетом

уширения спектра отраженного сигнала / В. И. Парфенов, А. Н. Лукин, В. Б. Проскуряков, В. П. Удалов // Радиолокация, навигация, связь: XVII Междунар. науч.-техн. конф., 12–14 апр. 2011, г. Воронеж / НПФ "САКВОЕЕ" ООО. Воронеж, 2011. Т. 3. С. 2404–2412.

8. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория: справочник. 2-е изд., перераб. и доп. / под ред. Я. Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.

9. Лукин А. Н., Степанов Г. В., Проскуряков В. Б. Экспериментальные исследования свойств управляемого пассивного рассеивателя // Вестн. Воронеж. ин-та ФСИН России. 2011. № 1. С. 5–15.

10. Черный Ф. Б. Распространение радиоволн. М.: Сов. радио, 1972. 464 с.

V. I. Parfenov, I. F. Strukov, V. B. Proskuryakov
Voronezh state university

A. N. Lukin

Voronezh institute of RF Ministry of internal affairs

The comparison of reemitting properties of the diode-dipole system for the parametric and nonlinear radiolocation

The value of the effective scattering surface of the dipole-diode system for the parametric working mode is calculated and carried out the comparison between its reflective properties and similar diode-dipole system, operating in the nonlinear working mode. Experimental measurements of the signal reflected from the diode-dipole functioning in the parametric modulation working mode are carried out.

Free space radar equation, parametric mode, nonlinear effective scattering surface

Статья поступила в редакцию 19 марта 2014 г.