



Национальный
исследовательский

**Томский
государственный
университет**



**Радиофизический
факультет**



**8-я Международная научно-практическая конференция
Актуальные проблемы радиофизики
АПР 2019**

Сборник трудов конференции



**РОССИЙСКИЙ ФОНД
ФУНДАМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ**

**1-4 октября 2019 года
г. Томск**

Микрополосковая антенна параметрического нелинейного локатора

Брезулевский Дмитрий Сергеевич

Балзовский Евгений Владимирович

Национальный Исследовательский Томский Государственный Университет

E-mail: brezgulevskii.dmitrii@mail.ru

Создание многофункциональной системы безопасности, предназначенной для поиска и идентификации опасных предметов на входе в охраняемое помещение, подразумевает наличие датчиков и технических средств, определяющих не только присутствие металлических предметов, скрытых под одеждой посетителя, но и радиоэлектронных устройств – сотовых телефонов, взрывателей, передатчиков, миниатюрных видеокамер [1]. Для обнаружения и идентификации объектов, содержащих нелинейные электрические контакты, такие как металл-металл, полупроводник-металл или полупроводник-полупроводник, применяют нелинейные локаторы, позволяющие в том числе определять положение нелинейного элемента в пространстве [2].

Работа большинства нелинейных радаров основана на приеме гармоник мощного зондирующего сигнала. Напротив, концепция параметрического нелинейного локатора [3] подразумевает измерение отражения от нелинейного объекта под действием дополнительного электромагнитного эффекта. Типичным примером является двухчастотный локатор [4], содержащий два источника, которые генерируют сигналы с близкими частотами f_1 и f_2 , и приемник, регистрирующий сигналы на комбинационных частотах, которые не совпадают с гармониками частот f_1 и f_2 . Нелинейности второго порядка соответствует частота $f_3 = 2f_1 + f_2$, а третьего порядка – частота $f_4 = 3f_2 - f_1$. Уровни сигнала на этих частотах и их соотношение позволяют определить тип нелинейного элемента. Отклик нелинейной цепи на комбинационных частотах слабый, поэтому следует так выбрать частоты f_1 и f_2 , чтобы существующие сигналы в эфире в условиях города не мешали регистрировать отклик. При $f_1 = 500$ МГц и $f_2 = 600$ МГц, значения комбинационных частот равны $f_3 = 1.3$ ГГц и $f_4 = 1.6$ ГГц и находятся в участках частотного диапазона, относительно свободных от мощных вещательных или связных сигналов.

В параметрическом нелинейном локаторе важной частью является приемная антенна, которая должна обладать выраженными частотно-селективными характеристиками, чтобы выделять указанные комбинационные частоты и являться заградительным фильтром для частот f_1 и f_2 , а так же иметь линейную поляризацию излучения. Наиболее подходящим типом антенн для указанной задачи является двухчастотная патч-антенна, прототип которой представлен в [5]. Узкополосное резонансное согласование в окрестности частот f_3 и f_4 достигается благодаря специальному вырезу в пластине излучателя. При расположении приемной антенны локатора внутри корпуса многофункциональной системы безопасности, имеющего пластиковые стенки, необходимо учесть и минимизировать влияние близкорасположенных диэлектрических частей и элементов крепления на работу приемной антенны.

Разработанная антенна состоит из прямоугольной пластины фольгированного стеклотекстолита, расположенной на подложке толщиной 5 мм из оргстекла с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 2.3$ над плоским металлическим основанием (рис. 1а). Сверху над излучателем расположена пластина оргстекла толщиной 2 мм и стенка корпуса из пустотелого пластика толщиной 22 мм. В пластине излучателя фотолитографическим методом выполнен П-образный вырез (рис. 1б), который выделяет резонансные области в антенне: длина внешних кромок определяет резонанс на частоте f_3 , а размеры и расположение П-образного выреза определяет резонанс на частоте f_4 . Пластина излучателя соединена с коаксиальным входом через полосковую линию, согнутую в виде меандра из металлической ленты (меандровую линию) [6]. Такое включение позволяет за счет изменения емкостной связи меандровой линии с П-образным вырезом изменять долю энергии, подаваемую в область П-образного выреза и управлять согласованием антенны с фидером.

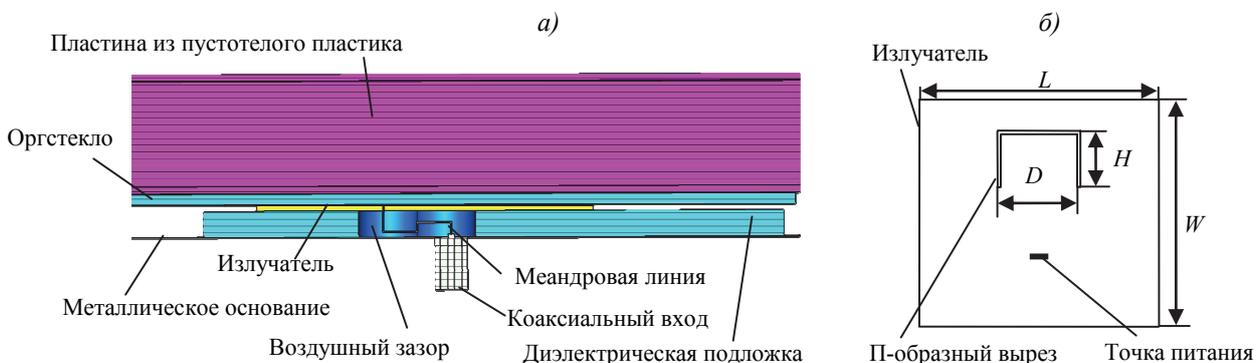


рис.1 Модель антенны с набором диэлектрических слоев (а), вид сверху на излучатель (б)

Результаты расчета модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ от входа антенны приведены на *рис. 2*. Вблизи заданных резонансных частот $f_3 = 1.3$ ГГц и $f_4 = 1.6$ ГГц антенна согласована с 50-омным фидером. Полоса согласования по уровню -10 дБ составила 50 МГц вблизи f_3 и 70 МГц вблизи f_4 . При отстройке от f_3 и f_4 на 100 МГц антенна с фидером рассогласована, при этом отражается не менее 60% мощности. На частотах f_1 и f_2 разработанная антенна значение $|S_{11}|$ не превышает -0.25 дБ. Таким образом на частотах ниже 1 ГГц, антенна выполняет функцию полосно-пропускающего фильтра. Результаты измерений $|S_{11}|$ изготовленного образца антенны приведены на том же рисунке. В измерениях использован компактный однопортовый анализатор цепей – векторный рефлектометр Caban R140 производства «Планар». Значения резонансных частот антенны f_3 и f_4 совпадают с заранее заданными при следующих размерах антенны: $W = 63.5$, $L = 50$, $H = 22.5$, $D = 16$ мм.

Предполагается, что антенна нелинейного локатора будет расположена внутри металлоискателя рамочного типа. Стенки такого металлоискателя, как правило, изготовлены из пластика с внутренними пустотами, а снаружи ламинированы декоративной пленкой. Разрабатываемая антенная система радиолокатора будет крепиться на внутреннюю часть стенки, через которую будет проходить электромагнитное излучение. Для изучения влияния элементов корпуса рамки металлоискателя на характеристики антенной системы было проведено моделирование с различными значениями диэлектрической проницаемости ϵ_c материала стенки. Результаты расчета $|S_{11}|$ от входа антенны образца антенны приведены на *рис. 3*. Выявлено, что с увеличением ϵ_c резонансные частоты смещаются в низкочастотную область. Режим с двумя резонансами сохраняется при изменении ϵ_c от 1.1 до 4, при этом значение $|S_{11}|$ на частотах f_3 и f_4 не превышает -10 дБ.

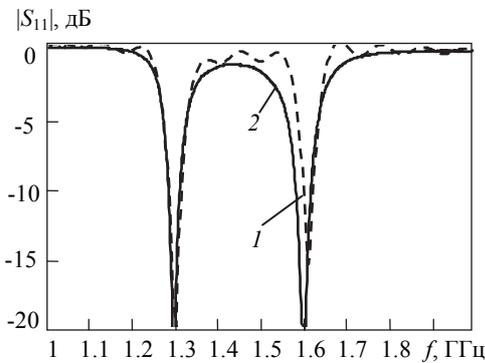


рис. 2 Модуль коэффициента отражения от входа антенны: 1 – расчет, 2 – измерения

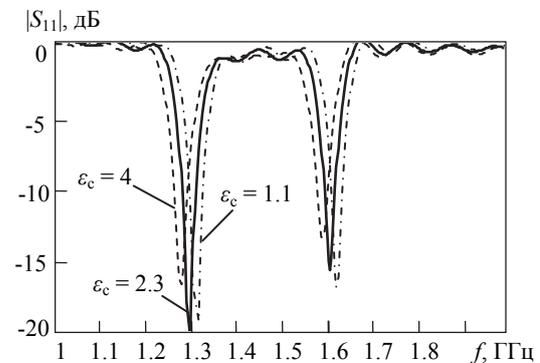


рис. 3 Влияние ϵ_c материала стенки корпуса на коэффициент отражения от входа антенны

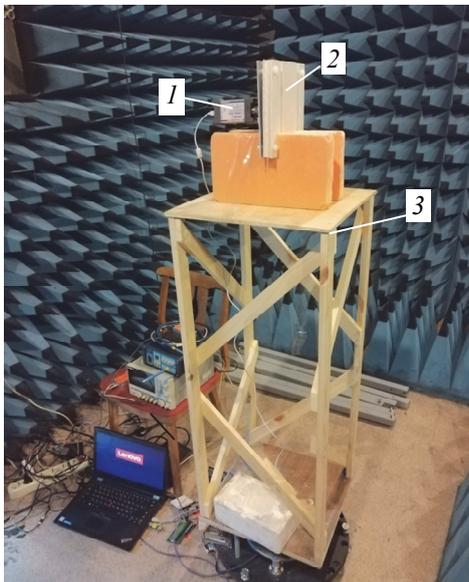


рис. 4 Измерение ДН антенны.
1 – генератор; 2 – исследуемая антенна;
3 – опорно-поворотное устройство

Измерение диаграмм направленности (ДН) разработанной антенны проведено в безэховой камере. Внешний вид измерительного стенда приведен на *рис. 4*. В качестве генератора 1 был использован векторный рефлектометр Caban R140. К его выходу подключалась исследуемая антенна 2, располагавшаяся на вращающейся диэлектрической платформе 3. Измерение уровня мощности на выходе вспомогательной приемной антенны производилось с помощью компактного прибора МЗМ-18 «Микран».

Измеренные ДН разработанной антенны на частоте 1.3 ГГц в двух плоскостях приведены на *рис. 5*. Там же приведены расчетные ДН. Излучение антенны линейно поляризовано, вектор напряженности электрического поля параллелен боковым щелям П-образного выреза. В E -плоскости ширина измеренной ДН по уровню половинной мощности ($\Delta\theta_{0.5}$) равна 76.5° что на 4° больше, чем в расчете. Отклонение максимума измеренной ДН от направления, перпендикулярного плоскости земляной пластины антенны (θ_0) составляет 5° . В H -плоскости для измеренной ДН $\Delta\theta_{0.5} = 71.5^\circ$, для расчетной $\Delta\theta_{0.5} = 74.5^\circ$, отклонение от θ_0 не превышает 2° .

Измеренные и расчетные ДН антенны на частоте 1.6 ГГц приведены на *рис. 6*. Поляризация излучения антенны не изменилась. В E -плоскости для измеренной $\Delta\theta_{0.5} = 75.5^\circ$ что на 4.5° больше, чем в расчете. Отклонение максимума измеренной ДН от θ_0 составляет 5° . В H -плоскости для измеренной ДН $\Delta\theta_{0.5} = 80^\circ$, для расчетной $\Delta\theta_{0.5} = 83^\circ$, максимум излучения совпадает с θ_0 . Различие расчетных и измеренных ДН в E -плоскости может быть вызвано тем, что наводимые токи на краях

земляной пластины несимметричны относительно центра антенны, что вызывает отклонение максимума ДН. На различие ДН антенны в заднем полупространстве, очевидно, влияет наличие металлического корпуса рефлектометра и кабеля питания, которые не учитывались при моделировании.

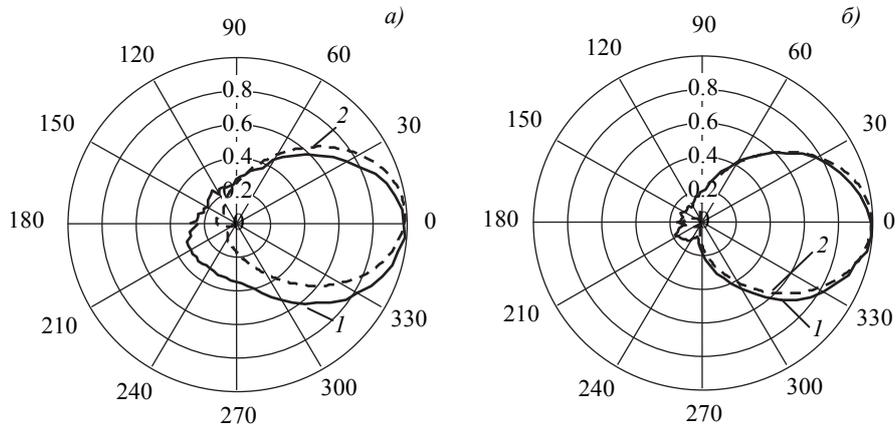


рис. 5 ДН антенны на частоте 1.3 ГГц в Е-плоскости (а) и Н-плоскости (б); 1 – измерения; 2 – расчет

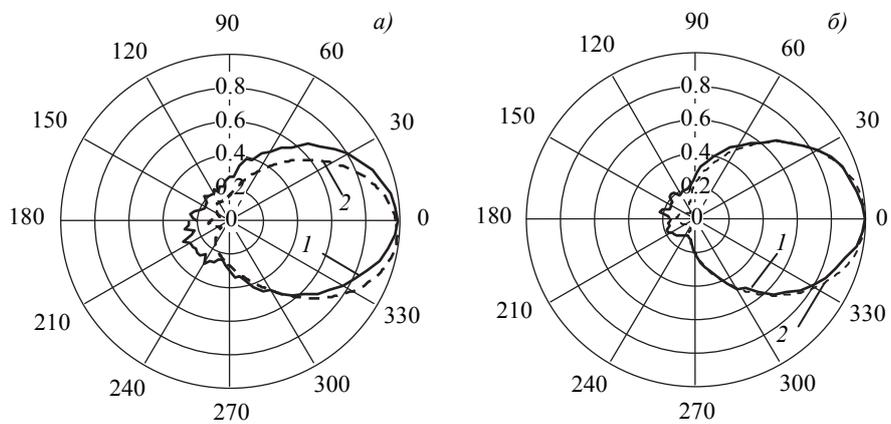


рис. 6 ДН антенны на частоте 1.6 ГГц в Е-плоскости (а) и Н-плоскости (б); 1 – измерения; 2 – расчет

Проведено численное моделирование и измерение характеристик двухчастотной патч-антенны, предназначенной для применения в нелинейном локаторе, работающем на комбинационных частотах. Найдена оптимальная геометрия электродов антенны с П-образным вырезом в прямоугольном излучателе, при которой обеспечивается узкополосное согласование антенны с фидером на частотах 1.3 и 1.6 ГГц, а на частотах ниже 1 ГГц антенна является заградительным фильтром. Излучение антенны линейно поляризовано, максимум излучения на частотах 1.3 и 1.6 ГГц направлен перпендикулярно плоскости пластины излучателя.

Список публикаций:

[1] Шипилов С.Э., Якубов В.П., Сатаров Р.Н. и др. // Сборник тезисов XIV Международной конференции «Высокоэнергетические и специальные материалы: демилитаризация, антитерроризм и гражданское применение» 3-5 сентября 2018, г. Томск. 2018. С. 107.
 [2] Якубов В.П., Шипилов С.Э., Сатаров Р.Н., Юрченко А.В. // ЖТФ. 2015. № 2. С. 122.
 [3] Щербаков Г.Н. // Специальная техника. 1999. №1. С. 34.
 [4] Antipov V. B., Shipilov S. E. // MATEC Web of Conferences. 2018. V. 155. P. 01010.
 [5] Lee K. F., Luk K. M., Mak K. M. Dual // MOTL. 2010. No. 7. P. 1498.
 [6] Lee K. F., Luk K. M., Mak K. M., Yang S. L. // IEEE Ant. Prop. Mag. 2011. No. 3. P. 60.