

УДК 537.86

## КОНЦЕНТРАТОР СУБТЕРАГЕРЦЕВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА В ФОРМЕ ГИПЕРПОЛУСФЕРЫ

Д. В. Стороженко<sup>1</sup>, А. В. Непомнящий<sup>1</sup>, Т. А. Ефимов<sup>1</sup>, Р. В. Ромашко<sup>1,2</sup>,  
Ю. Н. Кульчин<sup>1,2</sup>, И. Н. Завестовская<sup>3</sup>

*В работе представлены результаты моделирования диэлектрического резонатора в схеме амплитудного детектора с диодом Шоттки в диапазоне 100–135 ГГц. Показано, что применение гиперполусфер из  $Al_2O_3$  на диэлектрической подложке позволяет увеличить до 19 раз уровень мощности сигнала в антенне за счет резонансов высшего порядка в узкой полосе частот около 121 ГГц. Размер резонатора существенно меньше линзы и не превышает  $2\lambda$ , что наиболее востребовано для матричных ГГц детекторов на базе диодов Шоттки.*

**Ключевые слова:** антенны, диэлектрический резонатор, ТГц диапазон, матричный детектор, диод с барьером Шоттки.

*Введение.* В настоящее время возрастает интерес в применении терагерцовых (ТГц) технологий в таких сферах, как системы безопасности, телекоммуникация, радиоастрономия, биомедицина и спектроскопия веществ [1–3]. Благодаря низкой энергии фотона, такое излучение безвредно для человека, биологических клеток, пищевых продуктов и фармацевтических препаратов. Вместе с тем, энергии фотона недостаточно для возникновения фототока в полупроводниках, что исключает возможность применения обычных фотодетекторов. Сохраняющаяся необходимость в высокочувствительных детекторах ТГц диапазона побудила к изобретению множества новых типов приемников, таких как болометры на горячих электронах, детекторы резонансного туннелирования фотонов (SIS-приёмники), фотопроводящие антенны и детекторы на основе полевых (FET-)

<sup>1</sup> Институт автоматизации и процессов управления ДВО РАН, 690041 Россия, Владивосток, ул. Радио, 5; e-mail: dbrados@dvo.ru.

<sup>2</sup> Дальневосточный федеральный университет, 690091 Россия, Владивосток, ул. Суханова, 8.

<sup>3</sup> ФИАН, 119991 Россия, Москва, Ленинский пр-т, 53.

транзисторов или диодов с барьером Шоттки (ДБШ) [4]. Несмотря на более низкую чувствительность в сравнении с другими типами, детекторы на базе FET-транзисторов и ДБШ обладают рядом преимуществ. Возможность работать при комнатной температуре, компактность и совместимость с существующими технологиями КМОП производства интегральных схем делают их наиболее привлекательными для создания приёмных устройств матричного типа, которые могут применяться в системах субмиллиметрового сканирования и визуализации [5]. Для повышения соотношения сигнал/шум таких устройств может применяться линза, резонатор или встроенная антенна из проводящего материала различной формы, например патч-антенна [6]. В настоящее время для детекторов ТГц-диапазона применяются дорогостоящие кремниевые линзы с просветляющим покрытием, за счёт высокого показателя преломления и размера, порядка 25–50λ, обеспечивающие усиление до 24 дБ. Как правило, их применение оправдано только для однопиксельных детекторов. Для многопиксельных матриц обеспечить наибольшее усиление при наименьшей площади единичного элемента возможно за счёт применения диэлектрических резонаторов, как было показано на примере сфер в предыдущей работе [7]. Следует учитывать, что использование уже существующих технологий позволит существенно снизить себестоимость матричных детекторов ТГц диапазона. Например, для усиления на частотах до 300 ГГц в качестве резонаторов можно применять гиперполусферы, для которых использовать заготовки из прецизионных керамических шариков подшипников с линейкой размеров от 1.2 до 5 мм. Неравномерность частотной характеристики диэлектрического резонатора, а также необходимость учитывать подложку и особенности формы не позволяет применять аналитические методы при их расчете. Поэтому данная работа посвящена моделированию резонатора в диапазоне 100–135 ГГц для его применения в матричном детекторе ДБШ.

*Методы.* Схема (рис. 1(а)) элементарной ячейки матричного детектора с ДБШ включает в себя антенну, линию передачи и выпрямляющий детекторный ДБШ ZB-28 производства “НПФ Микран”. Элементы R1, TL<sub>1</sub> и TL<sub>2</sub> представляют схему согласования импеданса антенны и нагрузки в виде диода и конденсатора. Их номиналы рассчитываются из импеданса антенны, который может быть найден только в результате моделирования резонатора. Численный расчёт состоит в решении волнового уравнения для трёхмерного случая относительно вектора напряжённости электрического поля  $E$  в частотной области методом конечных элементов, реализованным в программном комплексе Comsol Multiphysics:

$$\nabla \times \mu^{-1} (\nabla \times \vec{E}) - k_0^2 \left( \epsilon_r - \frac{j\sigma}{\omega\epsilon_0} \right) \vec{E} = 0, \quad (1)$$

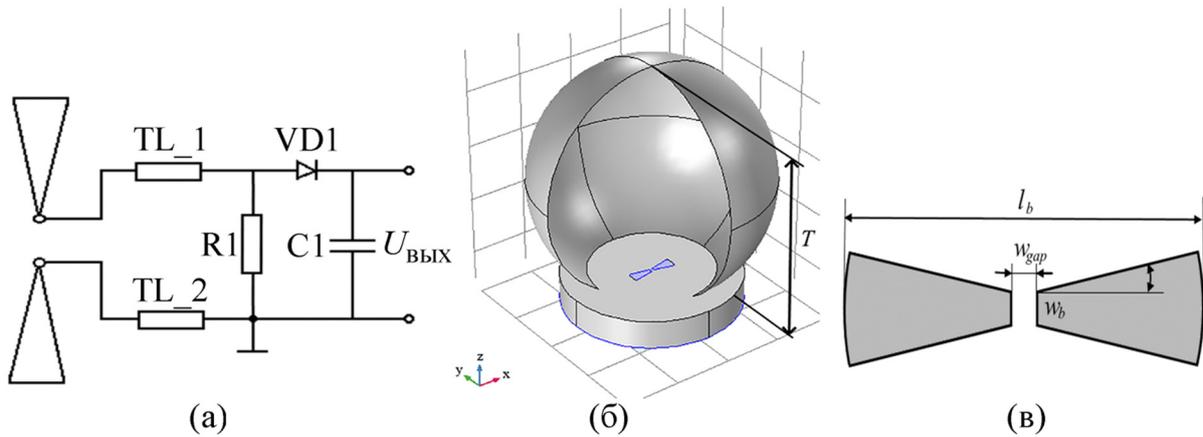


Рис. 1: Схема антенны с резонатором: (а) схема элементарной ячейки детектора; (б) эскиз гиперполусферы на фрагменте подложки; (в) эскиз антенны типа бабочка на поверхности подложки.

где  $\mu = 1$  и  $\epsilon_r$  – относительная магнитная и диэлектрическая проницаемости материала на частоте излучения,  $\sigma$  – проводимость материала,  $k_0 = \omega/c$  – волновое число,  $\omega$  – циклическая частота колебаний.

Для расчёта коэффициента усиления резонатора применён подход, связанный с теоремой взаимности, когда характеристики антенны в режиме приёма и передачи идентичны. В рамках этого подхода источник задан как порт с подведенной мощностью  $P_0$ , импедансом  $Z_{ref}$  и шириной  $w_{gap}$ , помещенный между лепестками медной антенны типа бабочка (рис. 1(в)) с размерами  $l_b$ ,  $w_b$  и углом расхождения  $\alpha$ . Гиперполусфера резонатора с  $\epsilon_r$ , диаметром  $d$  и толщиной  $T$  расположена на поверхности керамической подложки марки ВК-100-1 (99.7%  $Al_2O_3$ ) толщиной  $h_w = 0.5$  мм и  $\epsilon_r = 9.7$  и окружена воздушной средой (рис. 1(б)). В результате моделирования, полученные значения векторного поля  $E$  подставляются в выражение для расчета излучения, перешедшего в дальнее поле  $E_{far}(\varphi, \theta)$  для каждого угла направления в вертикальной  $\theta$  и азимутальной плоскостях  $\varphi$  в точке, бесконечно удаленной от антенны [8]:

$$E_{far} = \frac{jk}{4\pi} r_0 \times \int [n \times E - Z_0 r_0 \times (n \times H)] \exp(jkr \cdot r_0) dS, \quad (2)$$

где  $E$  и  $H$  – векторы напряженности электрического и магнитного полей на поверхности расчётной сферы  $S$ ,  $r_0$  – единичный вектор, указывающий от начала координат на точку,  $n$  – единичный вектор нормали к поверхности  $S$ ,  $Z_0 = \sqrt{\mu/\epsilon}$  – импеданс пространства (для воздуха  $Z_0 = 120\pi$ ),  $r$  – радиус-вектор на поверхности  $S$ . Главное

направление антенны  $\theta = \varphi = 0$  соответствует направлению оси  $z$ . Расчёт коэффициента направленного действия антенны (далее КНД)  $D$  для него выполнен по следующим выражениям:

$$P_{\text{far}} = \frac{E_{\text{far}}^2}{Z_0 \cdot r^2}; \quad P_{\text{iz}} = \frac{P_0}{4\pi r^2}; \quad D = \frac{P_{\text{far}}}{P_{\text{iz}}} = \frac{E_{\text{far}}^2}{30 \cdot P_0}, \quad (3)$$

где  $P_0$  – подведенная мощность к антенне,  $P_{\text{iz}}$  – мощность изотропной антенны на удалении  $r$ ,  $P_{\text{far}}$  – мощность антенны, излученная в главном направлении на удалении  $r$ . Поскольку в результате моделирования для каждой точки области расчёта находятся значения плотности тока и напряженности, то по заданному размеру порта источника возможно вычислить значение импеданса антенны на частоте излучения. Таким образом, рассчитывается коэффициент отражения  $\Gamma$  из-за рассогласования с нагрузкой и суммарный коэффициент усиления (далее КУ) антенны  $G$ , без учета потерь в проводнике:

$$\Gamma = \frac{Z_1 - Z_{\text{ref}}}{Z_1 + Z_{\text{ref}}}, \quad G = D(1 - |\Gamma|^2). \quad (4)$$

Рассчитанный импеданс антенны используется для дальнейшего расчёта микрополосковой линии согласования и подключения нагрузки детекторного диода ZB-28 в программном комплексе ADS компании Keysight.

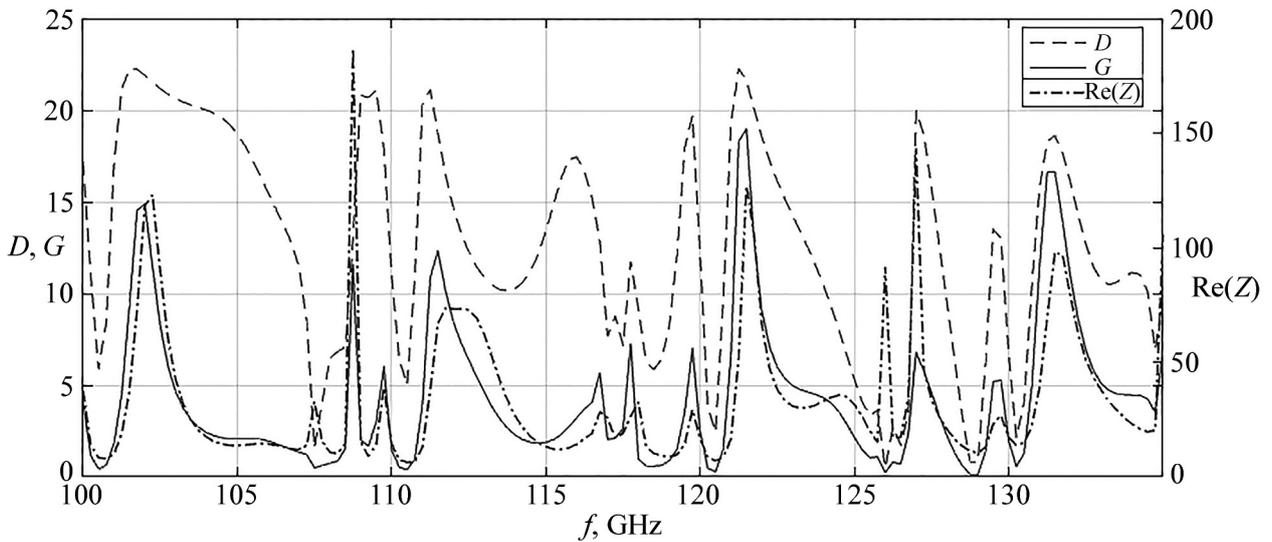


Рис. 2: Результат расчета  $D$ ,  $G$  и активная часть импеданса антенны с резонаторной гиперполусферой из  $\text{Al}_2\text{O}_3$  в главном направлении.

*Результаты и обсуждение.* В ходе моделирования с фиксированными параметрами подложки при подстановке различных соотношений размеров гиперполусферы установлено, что наилучший КНД встречается при соотношениях  $T/d = 0.925$ . На рис. 2

показан результат расчета для резонатора с  $\varepsilon_r = 9.4$ ,  $d = 4$  мм и  $T = 3.7$  мм и диполя-бабочки с  $l_b = 0.8$  мм,  $w_b = w_{\text{gap}} = 0.06$  мм,  $\alpha = 5^\circ$ ,  $Z_{\text{ref}} = 100$  Ом.

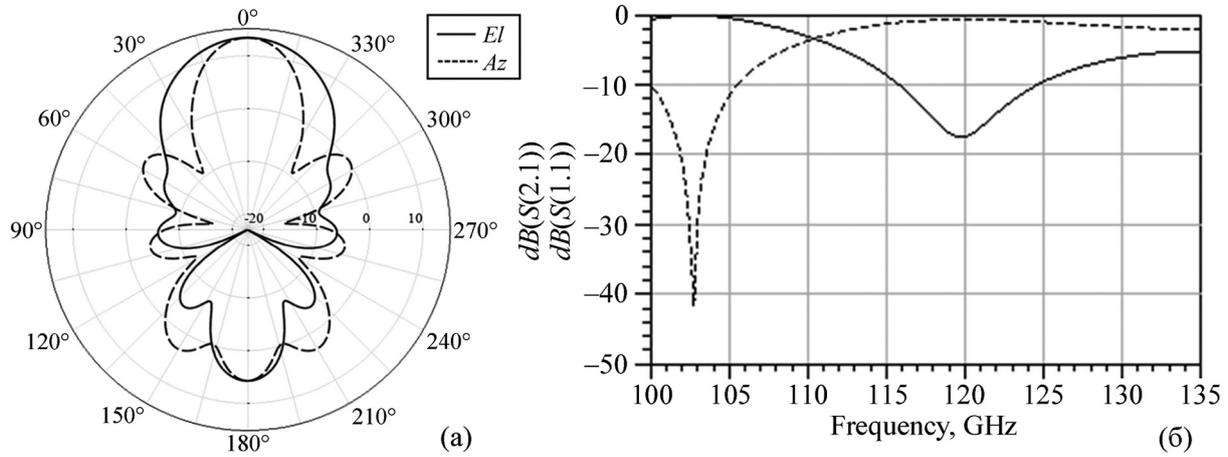


Рис. 3: Диаграмма направленности (а) КНД в дБ в вертикальной и азимутальной плоскостях для  $f = 121.5$  ГГц; (б)  $S_{11}$  и  $S_{21}$  – параметры линии согласования нагрузки.

Во всем диапазоне частот 100–135 ГГц наблюдаются полосы с  $D > 10$ , что соответствует сильно направленной антенне. На отдельных участках частотного спектра пиковое значение КНД может достигать  $D = 22$ , при этом соотношение  $d/\lambda \approx 1.3$  для 101.25 ГГц и  $d/\lambda \approx 1.6$  для 121.5 ГГц. Резонансное усиление с  $D > 10$  при меньшем соотношении  $d/\lambda$  также возможно, результаты расчета показаны в работе [7]. Учитывая, что размер ZB-28 составляет всего  $160 \times 800$  мкм, занимаемой площади резонатора достаточно для его размещения на расстоянии 400 мкм от центра диполя. Таким образом, минимально необходимый размер элемента матричного детектора будет определяться только диаметром резонатора. Поскольку диэлектрический резонатор изменяет импеданс дипольной антенны, то из-за рассогласования  $G < D$ . Тем не менее, для сопротивления нагрузки  $Z_{\text{ref}} = 100$  Ом на частотах 102 ГГц и 131.3 ГГц  $G > 15$ , а на частоте 121.5 ГГц наблюдается максимальный коэффициент усиления  $G = 19$ . Для этой частоты на рис. 3(а) показана диаграмма направленности резонатора, где ширина главного лепестка по уровню  $-3\text{дБ}$  составляет  $\Delta\varphi = 22.8^\circ$  и  $\Delta\theta = 37.26^\circ$ . Отдельно следует отметить, что применение диэлектрического резонатора в предложенной форме гиперполусферы не даёт усиления для других типов антенн, таких как патч-антенна. Это связано с тем, что зона распределения усиленного поля, возникающего внутри диэлектрика в резонансных модах высокого порядка, сосредоточена в ограниченной области, близкой по форме к диполю.

В предложенной схеме резонатор–антенна дополнительным условием увеличения КНД служит металлизированная нижняя поверхность подложки, которая выполняет функцию отражателя. Достаточная толщина слоя медной металлизации составляет 0.3 мкм для диапазона свыше 100 ГГц. Значение  $Z_{\text{ref}} = 100$  Ом антенны выбрано исходя из импеданса 103 Ом микрополосковых линий TL\_1 и TL\_2 с шириной 60 мкм длиной 405 мкм на подложке ВК-100-1 толщиной 0.5 мм. На рис. 3(б) показан коэффициент потерь рассогласования для такой линии передачи и нагрузки с включением детекторного диода. Вблизи частоты 120 ГГц значение потерь рассогласования не превышает  $S_{11} < -15$  дБ, чему соответствует близкое к 0 дБ значение  $S_{21}$  – коэффициента усиления линии согласования. Таким образом, применяя недорогой резонатор, ценой небольшого увеличения площади единичного элемента детектора матричного типа можно за счёт направленности антенны в 15–19 раз увеличить его чувствительность. Положение участков увеличенного КНД в спектре определяется размером и материалом резонатора.

*Заключение.* Выполнено моделирование направленной антенны с диэлектрическим резонатором в диапазон частот 100–135 ГГц с расчётом импеданса. Представлен результат расчета коэффициента направленного действия, коэффициента усиления и импеданса антенны. Показано, что пиковое значение коэффициента направленного действия антенны может достигать 22 в главном направлении. Используя гиперполусферу из керамической заготовки, возможно увеличение до 19 коэффициента усиления единичного элемента узкополосного матричного детектора на частоте 121 ГГц. При этом минимальный размер матричного элемента зависит только от диаметра резонатора, который для предложенной схемы и частоты составил 4 мм ( $d/\lambda \approx 1.6\lambda$ ). Предложенный в работе способ резонансного усиления может существенно улучшить характеристики узкополосных матричных детекторов на базе диодов с барьером Шоттки.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, проект № 18-32-00697.

#### Л И Т Е Р А Т У Р А

- [1] X. C. Zhang, J. Xu, *Introduction to THz wave photonics* (New York, Springer, 2010), Vol. 29. – P. 246. DOI 10.1007/978-1-4419-0978-7
- [2] О. В. Бецкий, С. В. Савельев, Л. А. Морозова, Биомедицинская радиоэлектроника, № 4, 42 (2017).

- [3] S. S. Dhillon et al., *Journal of Physics D: Applied Physics* **50**(4), (2017). DOI: 10.1088/1361-6463/50/4/043001
- [4] A. Rogalski, F. Sizov, *Opto-electronics review* **19**(3), 346 (2011). DOI: 10.2478/s11772?011?0033?3
- [5] G. E. Tsydynzhapov et al., “New terahertz security body scanner” 2018 43rd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz). IEEE, 2018. DOI: 10.1109/IRMMW-THz.2018.8510513
- [6] Z. Liu et al., *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology* **7**(4), 455 (2017).
- [7] D. V. Storozhenko, A. V. Nepomnyaschiy, A. V. Deev, *Semiconductors* **53**(14), 1967 (2019). <https://doi.org/10.1134/S1063782619140227>
- [8] J. M. Jin, *The finite element method in electromagnetics* (John Wiley & Sons, 2015).

Поступила в редакцию 9 апреля 2020 г.

После доработки 28 июня 2020 г.

Принята к публикации 29 июня 2020 г.