11

Матрица щелевых антенн миллиметрового диапазона в форме галстука-бабочки на подложке с высокой диэлектрической проницаемостью

© А.В. Зайцев, С.А. Королёв, В.М. Селезнёв, С.А. Краев, А.Н. Тропанова, Е.А. Архипова

Институт физики микроструктур РАН,
603087 Афонино, Кстовский район, Нижегородская обл., Россия
e-mail: zaytsev@ipmras.ru

Поступило в Редакцию 23 января 2026 г.
В окончательной редакции 18 февраля 2026 г.
Принято к публикации 19 февраля 2026 г.

Впервые предложена и исследована матрица щелевых антенн в форме галстука-бабочки миллиметрового диапазона на подложке с высокой диэлектрической проницаемостью. Преимуществом рассматриваемого типа антенн является отсутствие каких-либо линий передачи между антенной и передающими/приемными элементами, что исключает дополнительные потери, а также позволяет создавать плотноупакованные матрицы. Возможность использования подложки с высокой диэлектрической проницаемостью открывает путь к созданию монолитных интегральных передающих/приемных матриц миллиметрового диапазона, что, в частности, востребовано для квазиоптических систем радиолокации и радиовидения. Матрица антенн изготовлена на сапфировой подложке стандартной толщины 430 μm, имеющей сплошную металлизацию с тыльной стороны. Для формирования требуемой диаграммы направленности на лицевой стороне подложки сформирован рисунок металлизации в форме галстука-бабочки, а также методом лазерной резки проделаны вырезы специальной формы. В щель антенны встроен диод Шоттки с нулевым напряжением смещения для экспериментального изучения диаграммы направленности антенны в режиме прямого детектирования. Получено хорошее соответствие между смоделированными и измеренными данными.

Ключевые слова: миллиметровые волны, радиолокация и радиовидение, квазиоптическая система, матричный приемник, щелевая антенна в форме галстука-бабочки, подложка с высокой диэлектрической проницаемостью.

DOI: 10.61011/JTF.2026.07.63135.10-26

Введение

Диапазон миллиметровых волн (30–300 GHz) востребован для широкого круга задач, включая спутниковую радиосвязь [1], радиовидение [2], радиолокацию ближнего радиуса действия [3]. В системах беспроводной радиосвязи постоянно растущие требования к более высоким скоростям передачи данных подталкивают к переходу в миллиметровый диапазон длин волн с потенциально более широкой полосой пропускания канала [4].

Системы радиосвязи, радиолокации и радиовидения в миллиметровом диапазоне длин волн часто основаны на антенных матрицах, которые могут выполнять различные функции. Одним из наиболее распространенных типов антенных матриц миллиметрового диапазона является фазированная антенная решетка, в которой каждый элемент имеет управляемый фазовращатель. Задавая определенную фазу сигнала на каждом элементе, система формирует узкий луч в нужном направлении и может изменять его без механического перемещения [5]. Антенные матрицы в системах, основанных на методе множественных входов и множественных выходов (multiple input multiple output, MIMO), радикально отличаются от фазированных антенных решеток. Их ключевой особенностью является обеспечение множества независимых каналов связи в соответствии с методом пространственного разнесения в системах радиосвязи [6], а также обеспечение нескольких направлений обзора в радиолокационных системах [7]. Существуют также системы, основанные на антенных матрицах, расположенных в фокальной плоскости квазиоптического объектива. В этих системах изображение вдоль угловых координат формируется тем же методом, что и в оптических камерах; отличие заключается в бóльшей длине волны излучения [8]. Общее преимущество систем формирования радиоизображений на основе антенных матриц заключается в возможности зондировать пространство без каких-либо механических перемещений, что приводит к увеличению скорости получения изображения и уменьшению габаритов устройства.

Антенные матрицы миллиметрового диапазона могут быть основаны на различных типах антенн: дипольные антенны [9], монопольные антенны [10], патч-антенны [11], щелевые антенны [12], спиральные антенны [13], антенны Яги [14], рупорные антенны [15], отражающие элементы [16], элементы из метаматериалов [17], диэлектрические резонансные антенны (ДРА) [18] и т.д. Существует несколько типов ДРА, ко-

торые можно выделить: стержневые диэлектрические антенны [19], ДРА с интегрированными в подложку волноводами [20], связанные ДРА [21], встроенные в темплейт ДРА [22], интегрированные в подложку ДРА [23,24].

Как правило, антенная матрица миллиметрового диапазона изготавливается на основе специального материала, который обеспечивает наилучший контроль характеристик антенны, а затем подключается к полупроводниковым элементам. Но эта гибридная технология имеет некоторые недостатки, которые заключаются в наличии межсоединений между антенной и полупроводниковыми элементами, неточности позиционирования антенны по отношению к другим элементам схемы, а также необходимости дополнительных технологических этапов в процессе изготовления. В некоторых случаях целесообразно перейти к интегрированной технологии, которая заключается в монолитном изготовлении антенной матрицы и полупроводниковых элементов на одной подложке. Это особенно актуально для миллиметрового диапазона из-за сравнительно малого значения длины волны.

Одной из основных проблем при разработке антенной матрицы на полупроводниковых подложках является высокая диэлектрическая проницаемость этих подложек (порядка 10). Существенным недостатком антенн на диэлектрических подложках являются дополнительные потери в модах подложки, которые приводят к снижению эффективности луча антенны. Этот эффект особенно вреден для антенной матрицы, поскольку поверхностные волны могут приводить к паразитному возбуждению соседних антенных элементов [25].

Для высокочастотных применений широко распространена низкотемпературная совместно обжигаемая керамика (low temperature co-fired ceramic, LTCC) с диэлектрической проницаемостью 6–9, что объясняется возможностью создания многослойных структур с монолитной интеграцией пассивных компонентов, а также низкими потерями в диэлектрике и проводнике [26]. В рамках технологии LTCC реализованы матрицы патч-антенн [27] и щелевые волноводные антенны [28]. Распространение поверхностных волн в таких антеннах нарушается за счет применения различных структур, таких как воздушные полости вблизи излучающих областей в подложках [29], структуры с мягкой поверхностью, позволяющие преобразовывать энергию поверхностной волны в реактивную, которая отражается обратно или поглощается [30]; подложки с искусственной периодической структурой, создающей электромагнитную запрещенную зону для поверхностных волн в определенном диапазоне частот [30].

Для патч-антенн и щелевых волноводных антенн требуется подводящая линия передачи для подключения к полупроводниковым элементам. Это занимает дополнительное пространство интегральной схемы, а также может привести к дополнительным потерям при передаче энергии. В работе [31] была предложена щелевая антенна в форме галстука-бабочки на полуизолирующей подложке GaAs. Полупроводниковый элемент может быть встроен непосредственно в щель такой антенны, что исключает необходимость какой-либо линии передачи. В работе [31] было показано, что на подложках с достаточно большими поперечными размерами (много больших длины волны излучения) может быть достигнуто усиление антенны около 6 (8 dB). Коэффициент усиления может быть увеличен примерно до 10 (10 dB) на подложках с латеральными размерами порядка длины волны излучения.

1. Проектирование и изготовление

При проектировании антенной матрицы мы ориентировались на создание матрицы для квазиоптических систем радиолокации и радиовидения, что определяет ее целевые параметры. Диаметр сфокусированного пятна в фокальной плоскости квазиоптического объектива может достигать минимального значения равного длине волны (λ) излучения, что приводит к выбору шага матрицы также равного длине волны. Эффективный размер (L_{eff}) антенны должен быть равен шагу матрицы, чтобы обеспечить максимальную эффективность апертуры составной антенны, включающей в себя щелевую антенну и объектив. Таким образом, мы получаем $L_{\text{eff}} \sim \lambda$, и при условии отсутствия омических потерь в антенне коэффициент усиления щелевой антенны оценивается выражением $G \sim (\pi L_{\text{eff}}/\lambda)^2 \sim \pi^2 \sim 10$ (10 dB). Ширину луча антенны можно оценить как $\Delta\theta \sim \lambda/L_{\text{eff}} \sim 1$ rad (57°) [32].

Матрица антенн спроектирована с использованием программного пакета Simulia CST Studio Suite. Матрица основана на использовании сапфировой подложки стандартной толщины 430 μm. Нормаль к поверхности подложки параллельна кристаллографической оси c. Сапфир является анизотропным материалом, поэтому его диэлектрическая проницаемость (ε) описывается тензором с двумя основными составляющими: вдоль ($\|$) оси c ($\varepsilon_{\|} = 11.5$) и перпендикулярно ($\perp$) к ней ($\varepsilon_{\perp} = 9.3$) [33]. Рисунок металлизации на поверхности антенны выполнен из алюминия толщиной 0.5 μm. Сапфировая подложка расположена на квадратной пластине с длиной стороны 20 mm, которая представляет собой плату из стеклотекстолита FR-4 толщиной 1.5 mm, металлизированного с обеих сторон медью толщиной 35 μm.

При моделировании антенной матрицы было обнаружено, что на подложках с достаточно большими поперечными размерами основной лепесток диаграммы направленности антенны распадался на несколько лепестков с меньшим коэффициентом усиления, что соответствовало результатам работы [31]. Таким образом, было подтверждено, что необходимо ограничение поперечных размеров антенного элемента. Путем моделирования были определены размеры подложки, равные 2.2 mm по обеим осям. Тонкие (0.15 mm) перемычки между антенными элементами обеспечивают монолит-

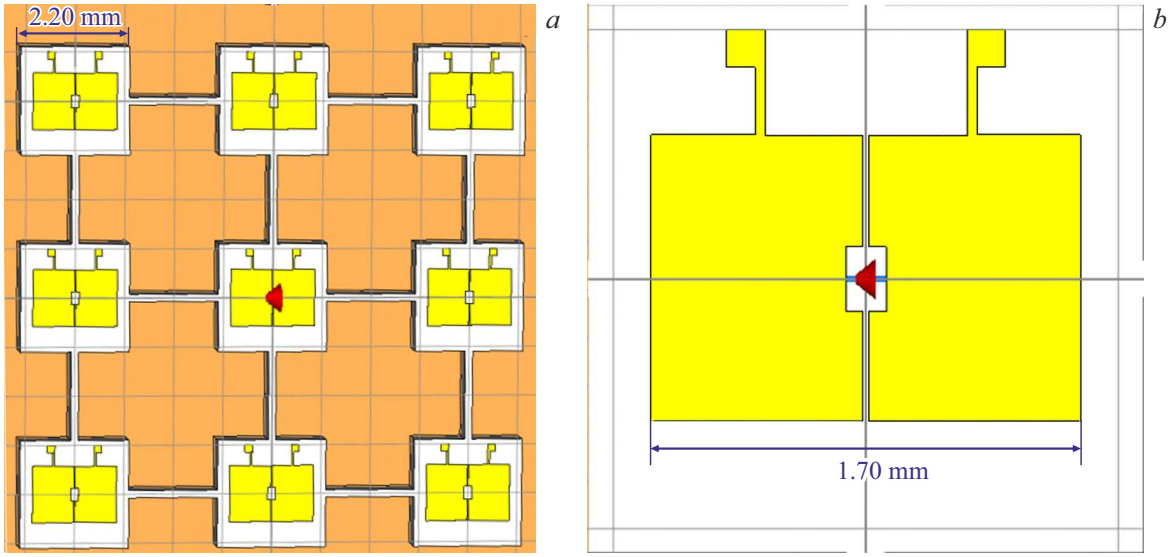


Рис. 1. *a* — трехмерная модель матрицы антенн размером 3×3 элемента на металлизированной плате; *b* — рисунок металлизации антенны, а также расположение порта в центральной антенне матрицы при моделировании.

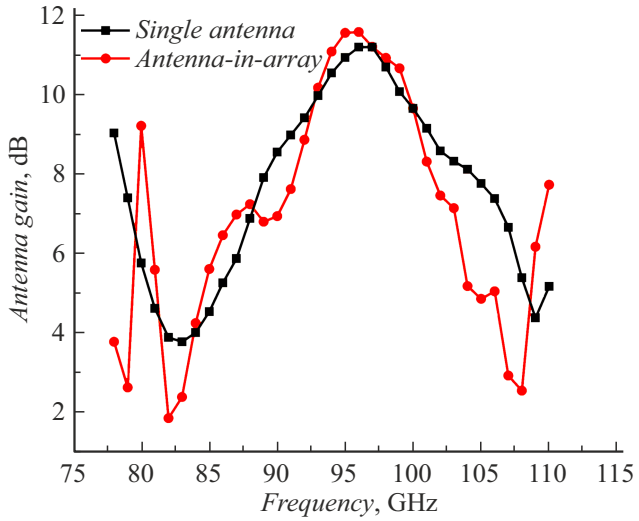


Рис. 2. Коэффициент усиления в зависимости от частоты для одиночной антенны (черные квадратные точки) и антенны в матрице (красные круглые точки).

ность конструкции решетки. Полученная модель антенной матрицы размером 3×3 элемента представлена на рис. 1.

Моделирование антенной матрицы проводится в конфигурации с одним портом. Дискретный порт расположен в центральной антенне между ее симметричными металлическими частями. При моделировании рассчитываются параметр S_{11} и диаграмма направленности в дальней зоне в диапазоне частот 78–110 GHz. Входной импеданс антенны рассчитывается на основе параметра S_{11}. Нас интересуют только характеристики антенны (диаграмма направленности и входной импеданс), но не согласование, поскольку на практике к антенному входу могут быть подключены различные схемы.

Частотная зависимость коэффициента усиления антенны показана на рис. 2 для одиночной антенны и центральной антенны в матрице. На графике видно, что значения усиления для одиночной антенны и антенны в матрице близки во всем исследуемом диапазоне частот. Коэффициент усиления одиночной антенны и антенны в матрице достигает максимальных значений 11.2 и 11.5 dB соответственно на одной и той же частоте 96 GHz.

На рис. 3 показаны действительная и мнимая части входного импеданса антенн в зависимости от часто-

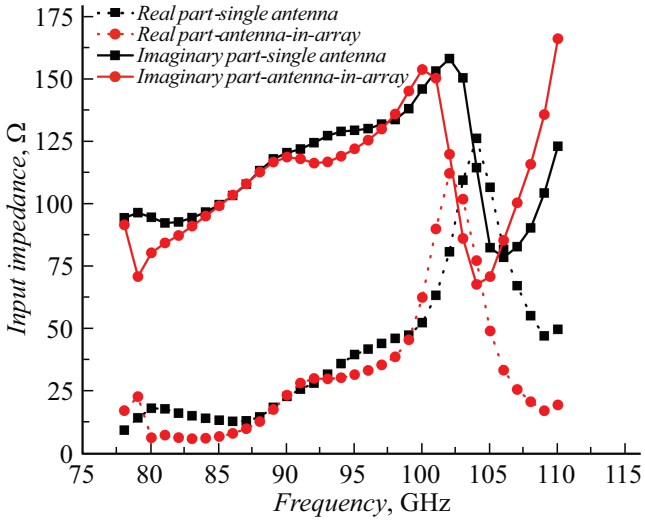


Рис. 3. Действительная (точки, соединенные пунктирной линией) и мнимая (точки, соединенные сплошной линией) части входного импеданса одиночной антенны (черные квадратные точки) и антенны в матрице (красные круглые точки) в зависимости от частоты.

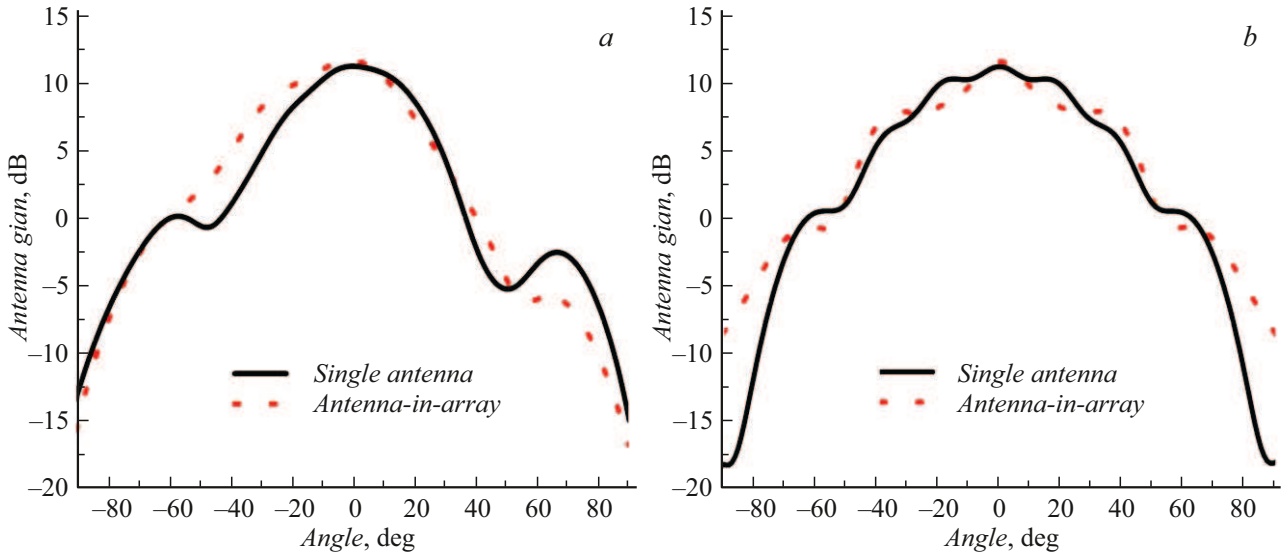


Рис. 4. Смоделированные диаграммы направленности для одиночной антенны (черная сплошная линия) и антенны в матрице (красная пунктирная линия) *a* — в плоскости *H*; *b* — в плоскости *E* на частоте 96 GHz.

ты. Зависимость входного импеданса от частоты для антенны в матрице в целом повторяет зависимость для одиночной антенны. Заметным отличием является смещение резонансного пика антенны в матрице на 2 GHz в сторону более низких частот по сравнению с пиком для одиночного элемента.

Диаграммы направленности на частоте 96 GHz одиночной антенны и антенны в матрице показаны на рис. 4 в плоскостях *H* и *E*. Диаграммы направленности этих антенн имеют схожий внешний вид, а именно близки по значениям ширина луча на половинной мощности, максимальное усиление антенны, а также направления боковых лепестков. Таким образом, моделирование показывает, что соседние антенны не нарушают диаграмму направленности центральной антенны.

Для экспериментальных исследований были изготовлены одиночная антенна, а также матрица антенн размером 3×3 элемента, а затем соответствующие планарные детекторы. Процесс изготовления одиночной антенны и матрицы в целом схож. Методом фотолитографии на сапфировой подложке формируется алюминиевый металлизированный рисунок толщиной 0.5 μm. Удаление частей подложки антенны осуществляется методом лазерной резки. Сапфировая подложка с металлизацией антенн приклеивается к квадратной печатной плате с размером стороны 20 mm и толщиной 1.5 mm. К обратной стороне печатной платы припаивается штыревой разъем для подключения к измерительному устройству или усилителю. После этого методом микросварки осуществляется соединение контактных площадок антенны с контактными площадками печатной платы (рис. 5, *a*). На заключительном этапе в центр антенны, где в модели расположен порт, вклеивается низкобарьерный диод Шоттки [34]. На рис. 5, *b* показан готовый планарный детектор с матрицей размером 3×3 элемента.

2. Методика эксперимента и результаты

Для одиночной антенны и антенны в матрице была экспериментально исследована диаграмма направленности. Схематическое изображение экспериментальной установки показано на рис. 6. Генератор на основе лампы обратной волны W-диапазона ОВ-71 выдает мощность $P_t = 6-10$ mW, которая излучается конической рупорной антенной с коэффициентом усиления $G_{0t} = 20-23$ dB. Планарный детектор, подключенный к усилителю низкой частоты с коэффициентом усиления $K = 138$, установлен на вращающейся платформе Standa 8MR190-2. Расстояние от рупорной антенны до измеряемой антенны составляет $R = 0.695$ m. Регистрируемый сигнал поступает с усилителя на мультиметр Rigol DM3068. Управление частотой генератора и углом поворота платформы, а также считывание напряжения с мультиметра, осуществляется с помощью ноутбука. Для измерения диаграммы направленности в плоскостях *H* и *E* мы поворачиваем передатчик и приемник таким образом, чтобы плоскость вращения сканирования совпадала с плоскостями *H* и *E* соответственно. В наших измерениях частота генератора *f* переключается с шагом 1 GHz в диапазоне от 78 до 110 GHz, а поворотная платформа перемещается с шагом 1° в диапазоне от -90 до 90°.

При анализе измеренных данных используется следующее выражение для выходного сигнала планарного

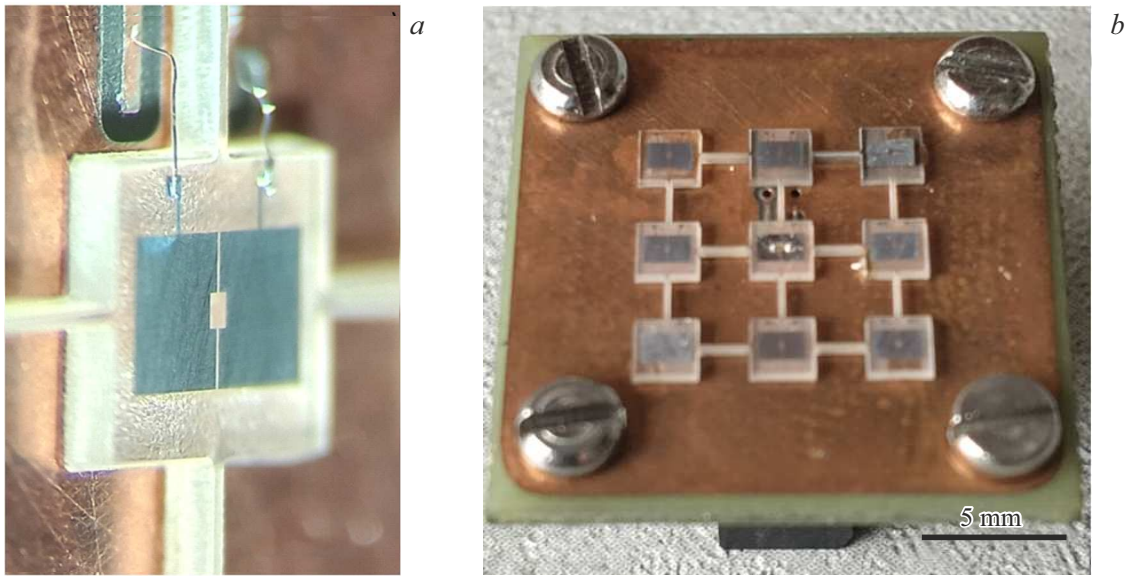


Рис. 5. *a* — центральный элемент матрицы размером 3 × 3 элемента до монтажа диода; *b* — фотография планарного детектора на основе антенной матрицы.

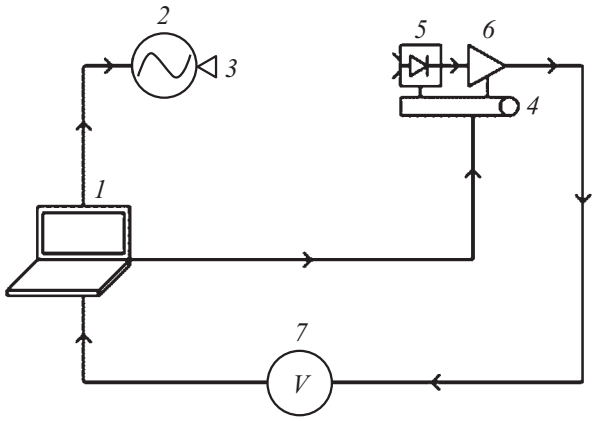


Рис. 6. Схематическое изображение экспериментальной установки: *1* — ноутбук, *2* — генератор миллиметровых волн, *3* — рупорная антенна, *4* — поворотная платформа, *5* — исследуемый детектор, *6* — усилитель, *7* — мультиметр.

детектора [35]:

$$U_{out} = K\gamma T G_r G_{0t} \left(\frac{c}{4\pi R f}\right)^2 P_t, \qquad (1)$$

где G_r — коэффициент усиления исследуемой антенны, T — коэффициент передачи мощности от антенны к диоду, γ — вольт-ваттная чувствительность диода, c — скорость света. Коэффициент усиления исследуемой антенны берется из результатов моделирования. Коэффициент передачи выражается следующим образом:

$$T = \frac{4Re(Z_a)Re(Z_d)}{|Z_a + Z_d|^2}, \qquad (2)$$

где Z_a — входной импеданс антенны, Z_d — импеданс диода. Входной импеданс антенны берется из результатов моделирования. Импеданс диода задается следующим образом:

$$Z_d = \frac{R_B}{1 + i2\pi f R_B C_B} + r_s, \qquad (3)$$

где R_B — барьерное сопротивление диода при нулевом смещении, C_B — барьерная емкость диода при нулевом смещении, а r_s — последовательное сопротивление диода. Выражение для вольт-ваттной чувствительности определяется следующим образом:

$$\gamma = \frac{\beta}{2} \frac{R_B}{1 + \frac{r_s}{R_B} + (2\pi f C_B)^2 r_s R_B}, \qquad (4)$$

где β — параметр квадратичной нелинейности диода при нулевом смещении. Для одиночной антенны использовался диод со следующими характеристиками: $R_B = 6490\,\Omega$, $C_B = 1.5 \cdot 10^{-14}\,\mathrm{F}$, $r_s = 20\,\Omega$ и $\beta = 29.4$. Для антенны в матрице использовался диод со следующими характеристиками: $R_B = 7828\,\Omega$, $C_B = 1.5 \cdot 10^{-14}\,\mathrm{F}$, $r_s = 20\,\Omega$ и $\beta = 28.3$.

При расчете коэффициента усиления и входного импеданса антенны были приняты во внимание некоторые дополнительные детали фактической конструкции планарного детектора. Было учтено наличие проводов и отверстия в печатной плате для вывода сигнала постоянного тока, скорректированы размеры сапфировой подложки на основе данных оптической микроскопии, а также добавлен технологический зазор между сапфировой подложкой и металлическим экраном, который возникает при наклеивании сапфировой подложки на печатную плату.

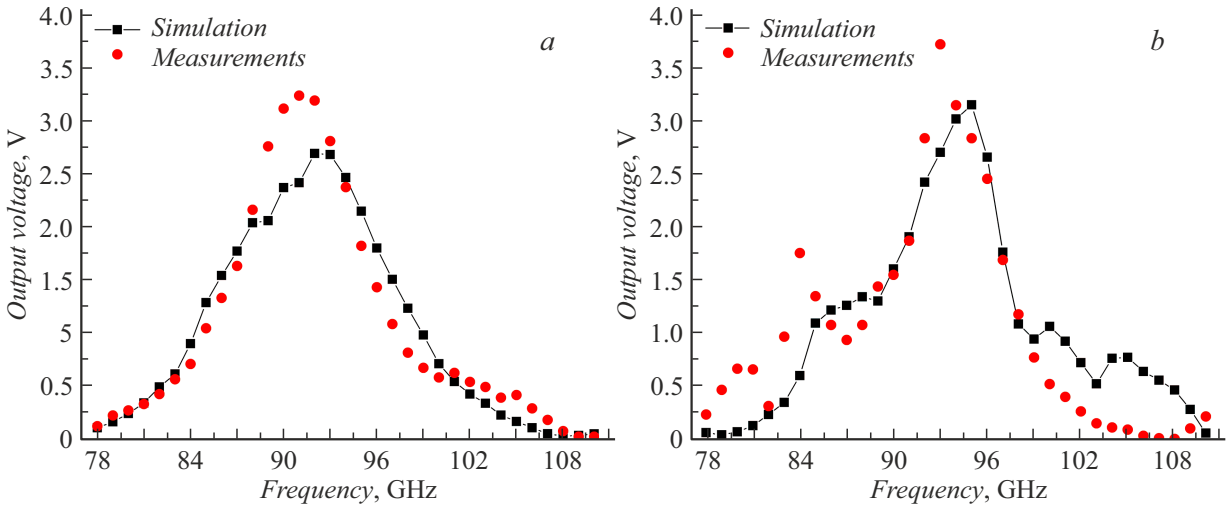


Рис. 7. Зависимость выходного напряжения планарного детектора от частоты излучения, полученная в результате моделирования (черные квадратные точки, соединенные линией) и измерений (красные круглые точки) для: *a* — детектора на основе одиночной антенны; *b* — детектора на основе антенной матрицы.

Зависимости выходного напряжения от частоты излучения, полученные при моделировании и в измерениях для детектора с одиночной антенной и детектора с матрицей, приведены на рис. 7. В эксперименте максимальное выходное напряжение для детектора с одиночной антенной достигается на частоте 91 GHz и составляет 3.24 В (рис. 7, *a*). Экспериментальный рабочий диапазон этого детектора, который можно определить, как диапазон частот, при котором выходное напряжение падает не более чем в 2 раза по сравнению с максимальным значением, составляет 87–95 GHz. Анализируя экспериментальные данные для детектора с антенной в матрице (рис. 7, *b*), можно выделить два пика: первый расположен на частоте 84 GHz и принимает значение 1.75 V, второй — на частоте 93 GHz и принимает значение 3.71 V. Нас интересует второй (больший) пик, диапазон рабочих частот вблизи которого составляет 91–97 GHz. Диапазон рабочих частот детектора с антенной в матрице немного смещен в сторону бóльших частот по сравнению с детектором с одиночной антенной. Максимальное значение выходного напряжения для детектора с антенной в матрице имеет большее значение по сравнению с детектором на основе одиночной антенны, в то время как рабочий диапазон уже.

Диаграммы направленности одиночной антенны и антенны в матрице для частот излучения 91, 94 и 97 GHz показаны на рис. 8. Рассчитанные и измеренные диаграммы направленности излучения имеют сходную форму центрального лепестка, а именно ширину этого лепестка и его величину. Однако расчетный уровень боковых лепестков, которые расположены под углами $\pm 50-70^\circ$, может существенно (примерно в десять раз) отличаться от экспериментального уровня. Наблюдаемые расхождения между моделью и экспериментом могут быть объяснены несовершенством модели, которая не учитывает или учитывает неточно некоторые аспекты реальной конструкции, в частности: геометрические размеры и диэлектрические свойства сапфировой подложки, геометрические размеры и положение диода и проводов.

Вертикальные линии на рис. 8 показывают оценку оптимального значения ширины диаграммы направленности антенного элемента матрицы квазиоптической системы (1 rad = 57°), которая была получена в разд. 1. Сравним измеренную ширину диаграммы направленности разработанных антенн с указанной величиной. Рассмотрим диапазон рабочих частот одиночной антенны, а именно 91–97 GHz. Для одиночной антенны ширина диаграммы направленности принимает значения 46–50° в плоскости H и 55–64° в плоскости E, что близко к опорному значению. Для антенны в матрице ширина диаграммы направленности принимает значения 22–38° в плоскости H и 38–62° в плоскости E. Несмотря на то, что полученная ширина диаграммы направленности (по уровню мощности −3 dB) в плоскости H на частоте 97 GHz имеет сравнительно небольшое значение (22°), ширина диаграммы по уровню мощности −10 dB достигает уже 86°.

Заключение

В работе впервые была спроектирована, изготовлена и исследована монолитная матрица щелевых антенн в форме галстука-бабочки на подложке с высокой диэлектрической проницаемостью. Рассматриваемый тип антенны отличается от аналогов возможностью встраивания полупроводниковой схемы непосредственно в антенну без каких-либо линий передачи, что исключает дополнительные потери, а также дает возможность создавать плотноупакованные матрицы. Возможность ис-

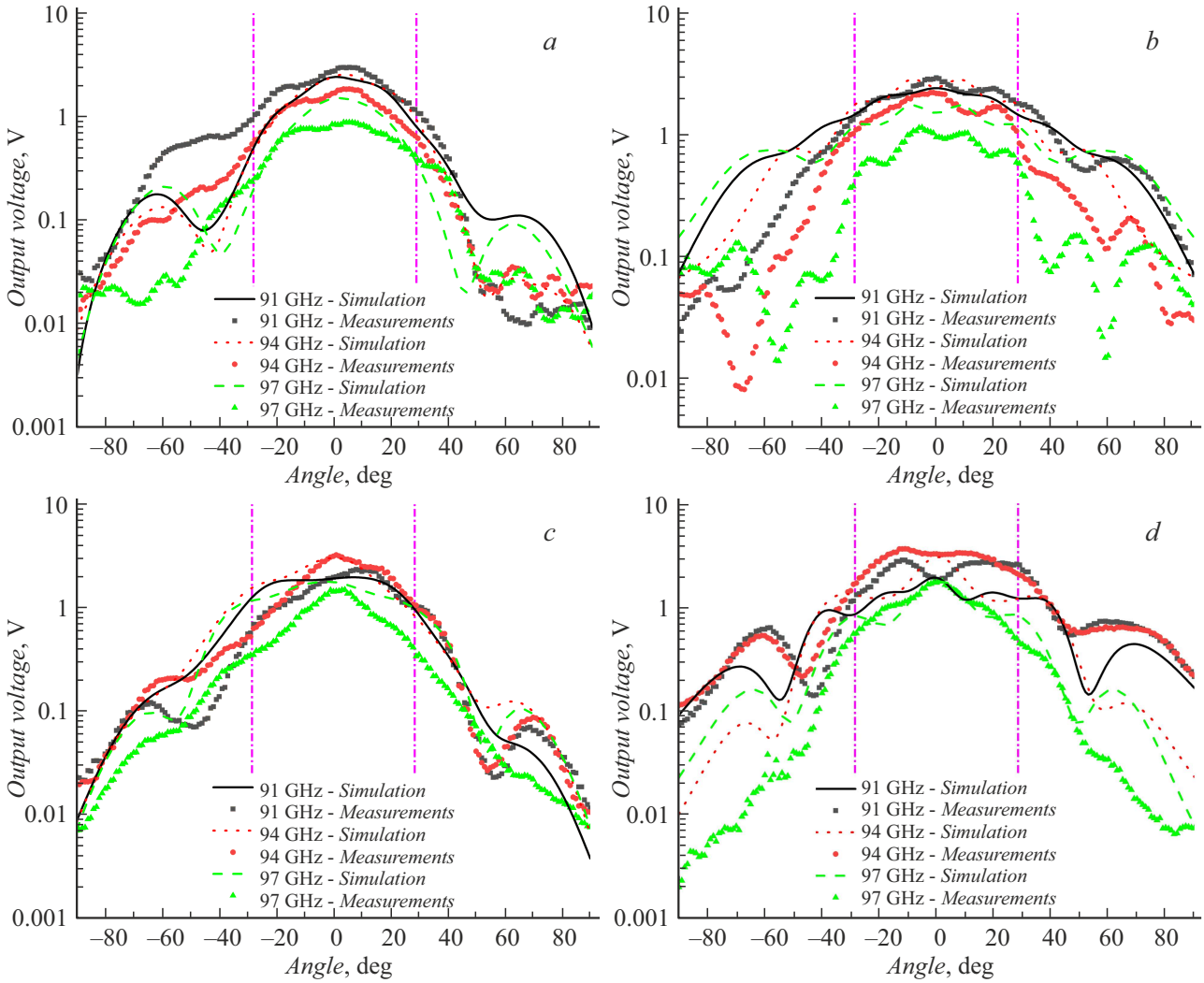


Рис. 8. Рассчитанные (линии) и измеренные (точки) диаграммы направленности одиночной антенны (a, b) и антенны в матрице (c, d) в плоскости H (a, c) и в плоскости E (b, d) на частотах излучения 91 GHz (черные квадратные точки и сплошная линия), 94 GHz (красные круглые точки и пунктирная линия) и 97 GHz (зеленые треугольные точки и пунктирная линия). Вертикальные линии показывают оценочное значение оптимальной ширины диаграммы направленности антенного элемента квазиоптического объектива (1 rad = 57°).

пользования подложки с высокой диэлектрической проницаемостью открывает путь к созданию монолитных интегрированных матриц миллиметрового диапазона, что особенно желательно для квазиоптических систем радиолокации и радиовидения. Сапфировая подложка, используемая в работе, является стандартной подложкой в маломощной технологии GaN, но результаты этой работы могут быть перенесены на подложки других полупроводниковых технологий (Si, SiGe, GaAs, InP и т. д.). Ключевым методом изготовления предложенной монолитной антенной матрицы является технология лазерной резки, которая позволяет точно соблюсти геометрические размеры матрицы антенн для обеспечения требуемой диаграммы направленности. Показано, что переход от одиночной антенны к антенне в матрице не приводит к качественному изменению ее характеристик, поэтому эти изменения могут быть приняты во внимание и скорректированы на этапе разработки конкретного изделия.

Финансирование работы

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-79-10029-П, https://rscf.ru/project/22-79-10029-П/. В части измерения характеристик низкобарьерных диодов Шоттки работа выполнена в рамках государственного задания Института физики микроструктур Российской академии наук (тема № FFUF-2024-0023). Использовано оборудование ЦКП ИФМ РАН „Физика и технология микро- и наноструктур“.

Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

Список литературы

[1] M. De Sanctis, C. Sacchi, E. Cianca, T. Rossi *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation* (Davos, Switzerland, 2016), DOI: 10.1109/EuCAP.2016.7481122

[2] P.F. Goldsmith, C.-T. Hsieh, G.R. Huguenin, J. Kapitzky, E.L. Moore. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., **41**, 1664 (1993). DOI: 10.1109/22.247919

[3] D. Bleh, M. Rösch, M. Kuri, A. Dyck, A. Tessmann, A. Leuther, S. Wagner, B. Weismann-Thaden, H.-P. Stulz, M. Zink, M. Rießle, R. Sommer, J. Wilcke, M. Schlechtweg, B. Yang, O. Ambacher. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., **65** (9), 3474 (2017). DOI: 10.1109/TMTT.2017.2661742

[4] T.S. Rappaport, Y. Xing, G.R. MacCartney, A.F. Molisch, E. Mellios, J. Zhang. IEEE Trans. Antennas Propag., **65** (12), 6213 (2017). DOI: 10.1109/TAP.2017.2734243

[5] H. Yang, J. Shen, G. Chenv, Q. Xu, N. Li, Y. Cheng. In.: Proc. *IEEE Int. Symp. Antennas Propag. USNC-URSI Radio Sci. Meeting* (Florence, Italy, 2024), p. 107–108. DOI: 10.1109/AP-S/INC-USNC-URSI52054.2024.10686888

[6] W. Cheng, H. Zhang, L. Liang, H. Jing, Z. Li. IEEE Access., **6**, 2732 (2018). DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2785125

[7] A. Albaba, M. Bauduin, T. Verbelen, H. Sahli, A. Bourdoux. IEEE Access., **11**, 66934 (2023). DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3291611

[8] S. Korolyov, A. Goryunov, I. Illarionov, V. Parshin, P. Zemlyanukha. Sensors, **22** (19), Art. 7132 (2022). DOI: 10.3390/s22197132

[9] L. Xiang, F. Wu, K. Chen, R. Zhao, S. Ma, Y. Zhu, C. Yu, Z. H. Jiang, Y. Yao, W. Hong. IEEE Open J. Antennas Propag., **5** (2), 525 (2024). DOI: 10.1109/OJAP.2024.3367242

[10] P. Burasa, T. Djerafi, K. Wu. IEEE Trans. Antennas Propag., **69** (5), 2940 (2021). DOI: 10.1109/TAP.2020.3025236

[11] H. Jin, W. Che, W. Yang, K.-S. Chin. In.: *2015 IEEE 4th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation* (Bali, Indonesia, 2015), p. 150–151. DOI: 10.1109/APCAP.2015.7374310

[12] Y. Yan, Y.B. Karandikar, S.E. Gunnarsson, B.M. Motlagh, S. Cherednichenko, I. Kallfass, A. Leuther, H. Zirath. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., **59** (10), 2494 (2011). DOI: 10.1109/TMTT.2011.2161326

[13] Q. Zhu, K.-B. Ng, C.H. Chan. IEEE Trans. Antennas Propag., **65** (2), 636 (2017). DOI: 10.1109/TAP.2016.2640019

[14] O. Kramer, T. Djerafi, K. Wu. IEEE Trans. Antennas Propag., **59** (9), 3204 (2011). DOI: 10.1109/TAP.2011.2161562

[15] Y. Li, L. Ge, J. Wang, S. Da, D. Cao, J. Wang, Y. Liu. IEEE Trans. Antennas Propag., **67** (5), 2868 (2019). DOI: 10.1109/TAP.2019.2899008

[16] Y. Liu, Y.J. Cheng, M.-H. Zhao, Y. Fan. IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., **20** (3), 366 (2021). DOI: 10.1109/LAWP.2021.3050204

[17] B. Ali Esmail, H.A Majid, Z.Z. Abidin, S.H. Dahlan, M. Himdi, R. Dewan, M.K.A. Rahim, N. Al-Fadhali. Materials, **13** (3), Art. 582 (2020). DOI: 10.3390/ma13030582

[18] Y. Zhang, S. Ogurtsov, V. Vasilev, A.A. Kishk, D. Caratelli. Sensors, **24** (5), Art. 1413 (2024). DOI: 10.3390/s24051413

[19] J.P. Pousi, D.V. Lioubtchenko, S.N. Dudorov, A.V. Raisanen. IEEE Trans. Antennas Propag., **58** (3), 714 (2010). DOI: 10.1109/TAP.2009.2039314

[20] H. Chu, Y.-X. Guo. IEEE Trans. Antennas Propag., **65** (2), 909 (2017). DOI: 10.1109/TAP.2016.2632702

[21] Y. Li, K.-M. Luk. IEEE Trans. Antennas Propag., **62** (2), 960 (2014). DOI: 10.1109/TAP.2013.2291558

[22] W. Mazhar, D. Klymyshyn, G. Wells, A. Qureshi, M. Jacobs. IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., **18** (6), 1109 (2019). DOI: 10.1109/LAWP.2019.2910255

[23] M.-D. Yang, Y.-M. Pan, Y.-X. Sun, K.-W. Leung. IEEE Trans. Antennas Propag., **68** (2), 1145 (2020). DOI: 10.1109/TAP.2019.2938629

[24] C.J. Ma, Y.M. Pan, X.Y. Meng, S.Y. Zheng. IEEE Trans. Antennas Propag., **71** (4), 3022 (2023). DOI: 10.1109/TAP.2023.3242429

[25] A.A. Hanzaz In.: *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists* (Hong Kong, China, 2012), v. 2, p. 1–4.

[26] J. Allen. IEEE Trans. Antennas Propag., **13** (4), 638 (1965). DOI: 10.1109/TAP.1965.1138465.

[27] A.E.I. Lamminen, J. Saily, A.R. Vimpari. IEEE Trans. Antennas Propag., **56** (9), 2865 (2008). DOI: 10.1109/TAP.2008.927560

[28] F. Bauer, W. Menzel. IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., **12**, 296 (2013). DOI: 10.1109/LAWP.2013.2248694

[29] J. Qian, M. Tang, Q. Chen, Y.-P. Zhang, J. Mao. IEEE Trans. Antennas Propag., **67** (9), 5781 (2019). DOI: 10.1109/TAP.2019.2916559

[30] R. Li, G. DeJean, M.M. Tentzeris, J. Papapolymerou, J. Laskar. IEEE Trans. Antennas Propag., **53** (1), 200 (2005). DOI: 10.1109/TAP.2004.840754

[31] В.Р. Закамов, Л.М. Кукин, С.В. Кривов, В.И. Шашкин. Известия вузов. Радиофизика, **51** (10), 864 (2009). [V.R. Zakamov, L.M. Kukin, S.V. Krivov, V.I. Shashkin. J. Commun. Technol. Electron., **54** (6), 698 (2009). DOI: 10.1134/S106422690906016X]

[32] C.A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. 4th ed. (Wiley, Hoboken, NJ., 2016)

[33] В.Н. Егоров, А.С. Воловиков. Известия вузов. Радиофизика, **46** (10), 1271 (2001). [V.N. Egorov, A.S. Volovikov. J. Commun. Technol. Electron., **46** (10), 1163 (2001). DOI: 10.1023/A:1014267931343]

[34] В.И. Шашкин, В.Л. Вакс, В.М. Данильцев, А.В. Масловский, А.В. Мурель, С.Д. Никифоров, О.И. Хрыкин, Ю.И. Чеченин. Известия вузов. Радиофизика, **50** (5), 629 (2005). DOI: 10.1007/s11141-005-0092-8 [V.I. Shashkin, V.L. Vaks, V.M. Danil'tsev, A.V. Maslovsky, A.V. Murel, S.D. Nikiforov, O.I. Khrykin, Yu.I. Chechenin. Radiophys. Quant. Electron., **48** (6), 485 (2005). DOI: 10.1007/s11141-005-0092-8]

[35] V.I. Shashkin, Y.A. Drjagin, V.R. Zakamov, S.V. Krivov, L.M. Kukin, A.V. Murel, Y.I. Chechenin. Int. J. Infrared Milli Waves, **28** (10), 945 (2007). DOI: 10.1007/s10762-007-9272-2