11

Элемент матрицы для широкополосного детектирования миллиметровых волн на основе низкобарьерной диодной гетероструктуры Al/AlGaN/GaN

© С.А. Королев, В.М. Селезнев, А.В. Зайцев

Институт физики микроструктур РАН,
603950 Нижний Новгород, Россия
e-mail: pesh@ipm.sci-nnov.ru

Поступило в Редакцию 20 апреля 2026 г.
В окончательной редакции 20 апреля 2026 г.
Принято к публикации 20 апреля 2026 г.

Предложена конструкция и проанализированы характеристики элемента матрицы для широкополосного детектирования миллиметровых волн в диапазоне 60−130 GHz на основе диодной гетероструктуры Al/AlGaN/GaN. Основными элементами конструкции являются утоненная сапфировая пластина с диодом и рупорная антенна. Латеральный размер элемента составил 4×4 mm. Особое внимание уделено согласованию импедансов волноводного входа антенны и диода. В качестве основного назначения матрицы на основе разработанного элемента рассмотрено создание приемника для пассивного радиовидения. Результаты моделирования показали, что предложенный детектор имеет разность температур, эквивалентную шуму 2.2 K при полосе выходного фильтра (усилителя) 1 Hz. Чувствительность может быть увеличена до 1.3 K при добавлении в конструкцию детектора дополнительной согласующей цепи из сосредоточенных реактивных элементов.

Ключевые слова: миллиметровые волны, широкополосное детектирование, пассивное радиовидение, квазиоптическая система, матричный приемник, низкобарьерный диод.

DOI: 10.61011/JTF.2026.10.63618.115-26

Введение

Миллиметровый диапазон длин волн (30−300 GHz) является оптимальным для создания систем радиосвязи, радиолокации и радиовидения ближнего радиуса действия (10 m−10 km). Актуальной задачей является развитие пассивных систем радиовидения, позволяющих в безызлучательном режиме получать изображения объектов, скрытых для приборов оптического и инфракрасного диапазонов. Данные системы могут быть использованы в досмотровых комплексах [1,2], а также в других системах радионаблюдения [3]. В настоящее время наиболее выгодным оказывается использование систем на основе механического сканирования с применением приемников с небольшим числом элементов [4–7]. Недостатком существующих систем являются большие габариты и высокая стоимость, что ограничивает область их применения.

Некоторые варианты создания портативного матричного приемника для пассивного радиовидения были предложены в работе [8]. В работе [9] были представлены сведения о разработке и исследовании приемного элемента матрицы W-диапазона (75−110 GHz), высокочастотная часть которого включает только широкополосную антенну, низкобарьерный диод и элементы согласования. В работе [10] подобная конструкция была использована для изготовления матрицы размером 1×8. Была достигнута разность температур, эквивалентная шуму (noise equivalent delta temperature) NEDT = 2.47 K при частоте обновления радиоизображения 30 Hz. Однако, несмотря на впечатляющие результаты, разработанные датчики имеют недостаточную чувствительность для большинства приложений [11]. Поэтому актуальной является задача поиска новых материалов и конструкций матричного приемника с целью повышения его чувствительности.

В работах [12,13] была предложена конструкция и исследованы характеристики гетероструктуры низкобарьерного диода Шоттки Al/AlGaN/GaN, изготовленной на подложке сапфира, продемонстрирована возможность создания высокочувствительных сверхвысокочастотных диодов на основе данных гетероструктур. В настоящей работе анализируется возможность использования данных диодов для создания элемента приемной матрицы системы пассивного радиовидения миллиметрового диапазона.

1. Конструкция и методика моделирования матричного элемента

Отличительной особенностью предложенного матричного элемента по сравнению с волноводным детектором классической конструкции является слоистая топология, которая позволяет естественным образом перейти от одиночного детектора к матрице детекторов [10].

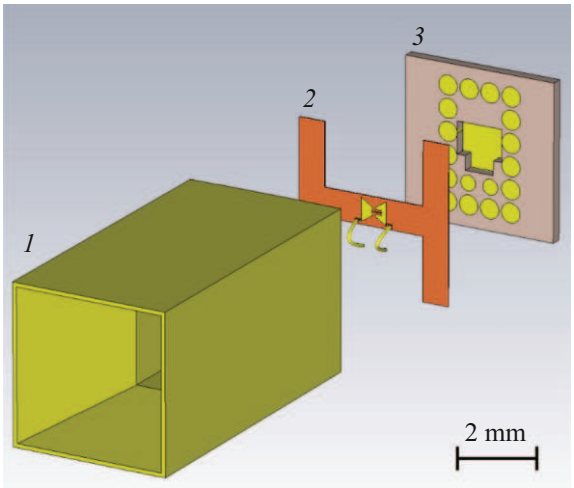

Рис. 1. Конструкция сверхвысокочастотной части детектора. Составляющие части разнесены в пространстве: *1* — рупорная антенна, *2* — интегрированный в согласующую цепь диод на подложке сапфира, *3* — сверхвысокочастотная печатная плата с интегрированным короткозамкнутым отрезком волновода и металлизированными отверстиями для вывода низкочастотного сигнала. Для низкочастотного электрического соединения контактов диода и контактных площадок сверхвысокочастотной платы используется проволочное соединение, показанное на слое *2*.

Трехмерная модель сверхвысокочастотной части матричного элемента с разнесением составляющих его слоев представлена на рис. 1. Элемент состоит из рупорной антенны, интегрированного с согласующей линией передачи диода на подложке сапфира и сверхвысокочастотной печатной платы с короткозамкнутым отрезком волновода и металлизированными отверстиями для вывода низкочастотного сигнала. Между диодом и сверхвысокочастотной печатной платой низкочастотное электрическое соединение осуществляется с помощью проволочного соединения. Размер сверхвысокочастотной части приемного элемента составляет $4 \times 4 \times 8$ mm, что соответственно подразумевает шаг матрицы 4 mm.

В работах [14,15] был предложен один из возможных вариантов рупорной антенны для описываемого приемного элемента, изготовленный с использованием технологии трехмерной печати с последующей металлизацией поверхности. Рупорная антенна оканчивается волноводом стандартного сечения WR-10, в который вставляется интегрированный в согласующую цепь диод на пластине сапфира, предварительно смонтированный на сверхвысокочастотную печатную плату. Для того чтобы пластина сапфира, имеющая вырезы, совместилась с волноводом без зазоров, на конце волновода формируются соответствующие пазы глубиной, равной толщине подложки.

В разработанном детекторе используется диод Шоттки с нулевым напряжением смещения на основе эпитаксиальной гетероструктуры Al/AlGaN/GaN, выращенной на подложке сапфира [12,13]. В рассматриваемом диапазоне частот (до 130 GHz) диод может быть описан эквивалентной схемой, состоящей из параллельно включенных сопротивления R и емкости C, к которым последовательно включено дополнительное сопротивление r (вставка на рис. 2). Физический смысл введенных величин: R — сопротивление барьера Шоттки (анодного контакта), C — емкость барьера Шоттки, r — сумма сопротивления полупроводника вне барьера Шоттки и сопротивления катодного контакта. При моделировании использовались следующие актуальные параметры диода: $R = 3\,\mathrm{k\Omega}$, $C = 10\,\mathrm{fF}$, $r = 50\,\Omega$, полученные при измерении специальных тестовых образцов. Указанные параметры отвечают площади анода диода $S = 8\,\mu\mathrm{m}^2$. Диод интегрирован с согласующим рисунком металлизации (рис. 2), вид которого схож с рисунком металлизации щелевой антенны в форме галстука-бабочки [16]. Существенным отличием представленной согласующей структуры от антенны является функция, которую она выполняет: если антенна является согласующим элементом между свободным пространством и приемным элементом, то в нашем случае сформированный рисунок металлизации обеспечивает согласование между волноводным входом антенны и приемным элементом. Согласующий рисунок металлизации состоит из двух частей (левой и правой на рис. 2), которые электрически соединены через диод, находящийся в зазоре между двумя частями. При этом указанные части несимметричны: диод находится в вырезе левой части, а с правой частью он соединен узкой металлической полоской. Такая конфигурация не случайна. Дело в том, что левая часть рисунка металлизации является одновременно катодом диода, и размещение катода

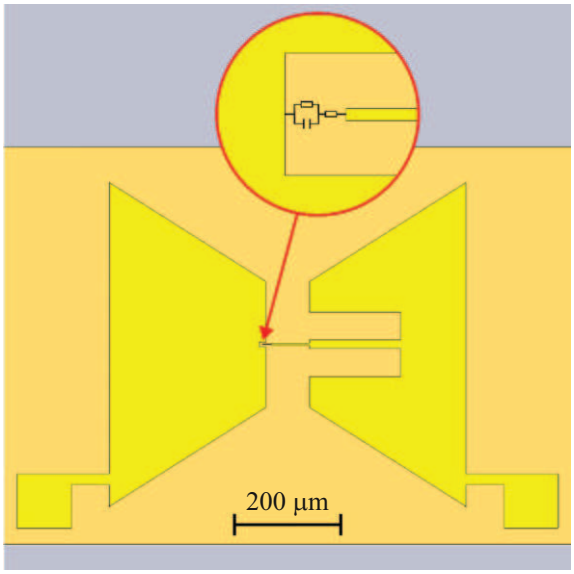

Рис. 2. Согласующий рисунок металлизации с монолитно интегрированным диодом на сапфировой подложке. На вставке — место расположения диода, описываемого в модели электрической цепью с сосредоточенными параметрами.

вокруг анода обеспечивает наименьшее сопротивление растекания тока между анодом и катодом. Достаточно большой размер катода обусловлен тем, что катодный контакт также является барьерным (аналогичным по эффективной высоте барьера рабочему контакту анода к полупроводниковой структуре) и имеет по сравнению с омическим контактом повышенное сопротивление на единицу площади, что приводит к увеличению длины затекания тока. В свою очередь, узкая металлическая полоска, тянущаяся от анода к правой части рисунка металлизации, позволяет регулировать индуктивность согласующей схемы. Пара контактных площадок, сформированных по бокам от основной части согласующего рисунка металлизации, используется для формирования проволочного соединения со сверхвысокочастотной платой. При этом провода, используемые для межсоединения, как оказалось, улучшают согласование волновода с диодом, действуя как последовательно подключенные к диоду индуктивные элементы. В перспективе возможно использование сквозных металлизированных отверстий, формирование которых, однако, в сапфировой подложке является нетривиальной задачей.

Теперь обратим внимание на подложку сапфира, на которой сформированы диод и согласующий рисунок металлизации. 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 ($\varepsilon_{\perp} = 9.3$) [17]. В нашей модели нормаль к плоскости поверхности подложки была направлена параллельно оси c, что соответствует ориентации подложек, используемых для роста диодных гетероструктур Al/AlGaN/GaN. Как показало моделирование, для обеспечения хорошего согласования волноводного тракта с диодом подложка должна быть тонкой (в нашем случае мы остановились на толщине $d = 70\,\mu$m), а также должна иметь ограниченный размер в плоскости H (плоскость, параллельная широкой стороне волновода). Последнее требование отражено в нашей модели наличием вырезов в подложке (рис. 1). По существу, для того чтобы обеспечить хорошее согласование в широкой полосе частот, необходимо, чтобы среда имела малое значение диэлектрической проницаемости, в то время как диэлектрическая проницаемость сапфира достаточно высока. В итоге, мы вынуждены удалять бóльшую часть материала подложки и иметь дело с мембраной из сапфира, что усложняет технологию изготовления детектора.

Как было указано выше, сапфировая подложка с диодом и согласующим рисунком металлизации монтируется на сверхвысокочастотную печатную плату, низкочастотное электрическое соединение с которой осуществляется путем проволочного соединения. Сверхвысокочастотная печатная плата выполняет три функции. Во-первых, она является носителем сапфировой мембраны. Во-вторых, сверхвысокочастотная печатная плата является короткозамкнутым продолжением волновода, выбор диэлектрической проницаемости и толщины которой позволяет управлять полосой согласования диода с волноводом. Боковые стенки волновода на сверхвысокочастотной печатной плате сформированы металлизированными отверстиями, расположенными по периметру сечения волновода. И, наконец, третьей функцией сверхвысокочастотной печатной платы является вывод низкочастотного сигнала через два металлизированных отверстия, находящихся внутри волноводной части. В нашей модели толщина сверхвысокочастотной печатной платы была выбрана равной 0.28 mm, а диэлектрическая проницаемость — 3.55, что отвечает параметрам коммерчески доступных плат.

За сверхвысокочастотной частью детектора следует низкочастотная часть, которая может включать в себя усилитель, аналого-цифровой преобразователь, сигнальный процессор и другие элементы, которые не рассматриваются в настоящей работе.

Электродинамическая задача моделирования сверхвысокочастотной части приемного элемента может быть разбита на две подзадачи: моделирование антенны и расчет коэффициента передачи мощности из волноводного тракта антенны к барьерному сопротивлению диода ($T_{wg\to R}$). Настоящая работа посвящена решению второй подзадачи. В предлагаемой модели задается два порта: первый порт — это начало отрезка волновода, в который вставлен диод; второй порт — это барьерное сопротивление R эквивалентной цепи диода, которая используется для описания диода в электродинамической модели. Моделирование детектора, включая расчет параметра $T_{wg\to R}$, производится с использованием пакета программ CST Studio Suite (Sumulia) в диапазоне частот 60–130 GHz. Вычисляемое значение $T_{wg\to R}$, в свою очередь, может быть представлено в виде произведения двух компонент:

$$T_{wg\to R} = T_{wg\to d} T_{d\to R}, \tag{1}$$

в котором $T_{wg\to d}$ — коэффициент передачи мощности от волноводного тракта к диоду, а $T_{d\to R}$ — коэффициент, значение которого равно отношению мощности, падающей на барьерном сопротивлении диода, к той мощности, которая передается диоду как целому. Согласно [18]:

$$T_{d\to R} = \frac{1}{1 + r/R + (2\pi f C)^2 rR}. \tag{2}$$

Очевидно, что в случае идеального согласования $T_{wg\to R} = T_{d\to R}$.

С точки зрения использования разрабатываемого матричного элемента в системах пассивного радиовидения важной характеристикой является разность температур, эквивалентная шуму, которая может быть вычислена с помощью следующего выражения [19]:

$$\mathrm{NETD} = \frac{u_N}{g}, \tag{3}$$

в котором

$$g = k_B \int_0^\infty \gamma df \tag{4}$$

— коэффициент отклика,

$$\gamma = \frac{1}{2}\beta R T_{wg\to R} \tag{5}$$

— вольт-ваттная чувствительность,

$$u_N = \sqrt{4k_B TRB} \tag{6}$$

— среднеквадратичное значение шумового напряжения на выходе детектора в полосе анализа B, β — параметр квадратичной нелинейности диода, T — температура диода, k_B — постоянная Больцмана. При моделировании использовалось характерное для разработанных диодов значение параметра квадратичной нелинейности $\beta = 30\,1/\mathrm{V}$.

2. Результаты и обсуждение

На рис. 3 представлена рассчитанная частотная зависимость коэффициента передачи мощности от волновода к барьерному сопротивлению диода $T_{wg\to R}$ для спроектированного макета детектора. В полосе частот 73–110 GHz значение коэффициента передачи мощности отличается менее чем на 3 dB от значения при идеальном согласовании. Если определять полосу согласования волновода с диодом по уровню -10 dB от уровня идеального согласования, то размер полосы составит 66 GHz (от 63 до 129 GHz). Разность температур, эквивалентная шуму детектора при $B = 1$ Hz, равна 2.2 K. Отметим также наличие двух узких провалов на краях полосы согласования — на частоте 68.7 и 119.8 GHz, которые связаны с резонансными модами, возбуждаемыми в детекторе.

При изготовлении детектора значения некоторых его параметров могут иметь разброс, что не должно приводить к существенному изменению характеристик детектора. Основными параметрами, значение которых может неконтролируемо меняться в процессе изготовления детектора, являются площадь анода диода и толщина сапфировой подложки. На рис. 3, *a* представлена зависимость коэффициента передачи мощности от частоты принимаемого сигнала для нескольких значений площади анода: оптимального для разработанной модели детектора значения площади анода $S = S_0 = 8\,\mu\mathrm{m}^2$, а также для значений, соответствующих максимально возможному отклонению площади от требуемого значения: $S = S_0/2 = 4\,\mu\mathrm{m}^2$ и $S = S_0 \cdot 2 = 16\,\mu\,\mathrm{m}^2$. Так как для используемого диода справедливы следующие соотношения пропорциональности: $R \sim 1/S$, $C \sim S$, а также при $S \leqslant 30\,\mu\mathrm{m}^2$ последовательное сопротивление $r \sim 1/S$, изменение площади в указанных пределах не приводит к изменению коэффициента передачи мощности в случае идеального согласования (см. выражение(2)). Как видно из графика на рис. 3, *a*, изменение площади анода диода приводит к сдвигу полосы согласования: при уменьшении площади полоса согласования смещается в сторону бóльших частот, а при увеличении площади — в сторону меньших частот. При этом ширина полосы согласования меняется незначительно: при $S = S_0/2$ она становится равной 63 GHz (от 67 до 130 GHz), а при $S = S_0 \cdot 2$–64 GHz (от 61 до 125 GHz). Разность температур, эквивалентная шуму, остается практически неизменной при уменьшении площади: 2.1 K, так как эффект рассогласования нивелируется увеличением барьерного сопротивления, от которого NETD при фиксированном $T_{wg\to R}$ зависит, как $\mathrm{NETD} \sim 1/\sqrt{R}$. При увеличении площади соответственно указанные эффекты складываются, и мы получаем заметное ухудшение разности температур, эквивалентной шуму: до 3.1 K.

При варьировании толщины сапфировой подложки в пределах $d = (d_0 \pm 10)\,\mu\mathrm{m}$ (рис. 3, *b*), где $d_0 = 70\,\mu\mathrm{m}$ — оптимальное значение для разработанной модели детектора, происходит как незначительное изменение полосы согласования волновода и диода, так и незначительное изменение разности температур, эквивалентной шуму. Ширина полосы становится равной 65 GHz (от 65 до 130 GHz) для детектора с толщиной подложки $d_0 - 10\,\mu\mathrm{m}$ и 62 GHz (от 63 до 125 GHz) для детектора с толщиной подложки $d_0 + 10\,\mu\mathrm{m}$. Разность температур, эквивалентная шуму, принимает значение 2.4 K для детектора с толщиной подложки $d_0 - 10\,\mu\mathrm{m}$ и сохраняет значение 2.2 K для детектора с толщиной подложки $d_0 + 10\,\mu\mathrm{m}$.

Интересным представляется эффект возрастания чувствительности детектора при добавлении в его электродинамическую модель проволочного соединения между диодом и печатной платой (рис. 3, *c*), причем полученный эффект устойчив к варьированию положения проводов (в пределах разброса при изготовлении элемента).

Для объяснения полученных результатов удобно воспользоваться следующим выражением для описания коэффициента передачи мощности от волновода к диоду [16]:

$$T_{wg\to d} = \frac{4\mathrm{Re}(Z_{wg})\mathrm{Re}(Z_d)}{|Z_{wg} + Z_d|^2}, \tag{7}$$

в котором Z_{wg} — импеданс волноводной структуры относительно точек подключения диода (рис. 2), а Z_d — импеданс диода. Импеданс волноводной структуры, очевидно, зависит от геометрических и электромагнитных параметров среды, реализованной в волноводе, и рассчитывается в процессе электромагнитного моделирования детектора. Импеданс диода, который описывается сравнительно простой эквивалентной схемой, о чем было сказано выше, может быть записан в виде аналитического выражения

$$Z_d = \frac{R}{1 + i2\pi f RC} + r. \tag{8}$$

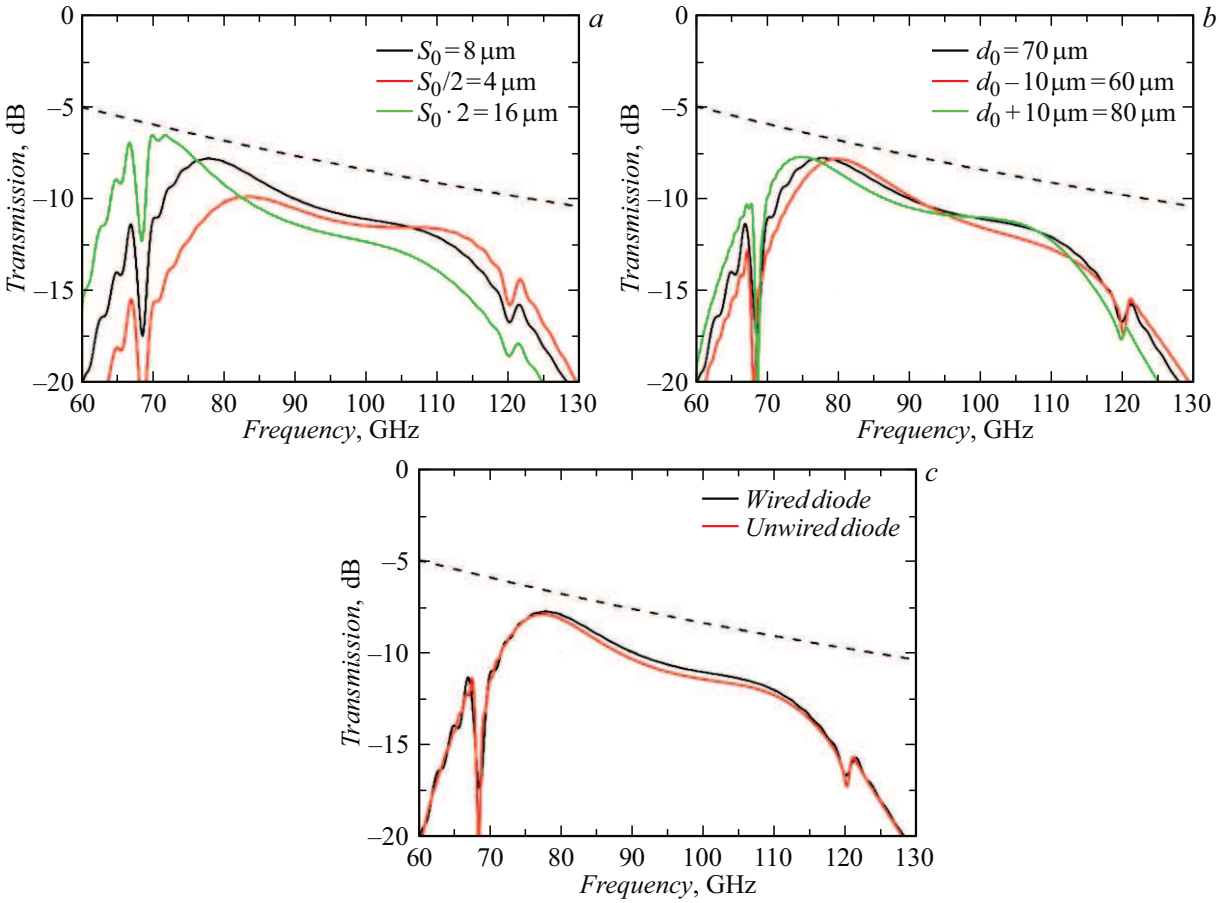

Рис. 3. Коэффициент передачи мощности от волновода к барьерному сопротивлению диода в зависимости от частоты сигнала: *a* — при варьировании площади анода диода вблизи выбранного при разработке модели значения $S_0 = 8\,\mu$m; *b* — при варьировании толщины сапфировой подложки вблизи оптимального значения $d_0 = 70\,\mu$m; *c* — при наличии и отсутствии проволочного соединения между диодом и печатной платой. Пунктирной линией показана зависимость в случае идеального согласования.

При идеальном согласовании должны выполняться следующие соотношения:

$$\mathrm{Re}(Z_{wg}) = \mathrm{Re}(Z_d), \tag{9a}$$

$$\mathrm{Im}(Z_{wg}) = -\mathrm{Im}(Z_d). \tag{9b}$$

На рис. 4 приведены зависимости импеданса волноводной структуры и диода от частоты детектируемого излучения при различной площади анода $(S_0, S_0/2, S_0 \cdot 2)$, при различной толщине сапфировой подложки $(d_0, d_0 - 10, d_0 + 10)$, а также при наличии и отсутствии проволочного соединения между диодной структурой и сверхвысокочастотной печатной платой. Спектр импеданса волноводной структуры имеет резонансный вид. Помимо узких резонансов, отмеченных выше, в рассматриваемом диапазоне частот имеется два широких резонанса с максимумами действительной части на частотах 92 и 121 GHz. Изменение положения и формы данных резонансов позволяет управлять согласованием волноводной структуры с диодом. Так как мнимая часть импеданса диода отрицательная (емкостной характер импеданса), для выполнения условия согласования (9b) необходимо, чтобы мнимая часть импеданса волноводной структуры была положительной (индуктивный характер импеданса). Такая ситуация реализуется в диапазоне частот 60–115 GHz, в котором мы и получаем наилучшее согласование волноводной структуры с диодом.

Согласно соотношениям пропорциональности параметров эквивалентной цепи и площади анода, приведенным выше, $Z_d \sim 1/S$. Таким образом, изменением площади анода диода можно менять значение коэффициента передачи мощности, уменьшая или увеличивая значения импеданса диода. Однако из-за того, что в этом случае изменения действительной и мнимой частей импеданса диода жестко связаны, не всегда удается одновременно соблюсти условия (9a), (9b) и достичь идеального согласования даже на одной частоте. В нашем случае изменение площади позволяет лишь изменять область, в которой отклонение от условий (9a), (9b) наименьшее (рис. 4, *a*) и тем самым сдвигать полосу согласования, что мы наблюдаем на рис. 3, *a*.

Варьирование толщины подложки приводит к сдвигу широких резонансов волноводной структуры (рис. 4, *b*),

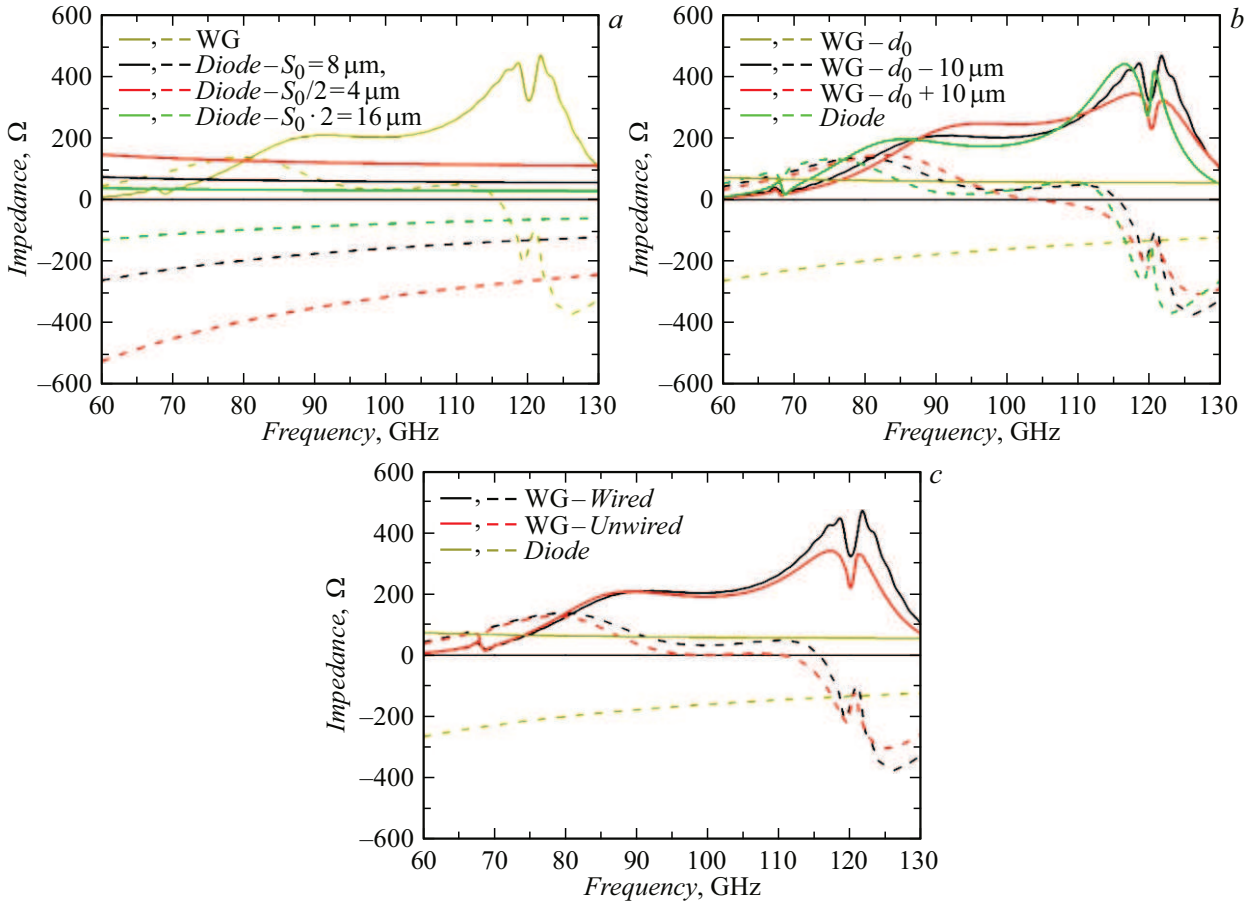

Рис. 4. Импеданс волноводной структуры (WG) относительно точек подключения диода и импеданс диода (Diode) в зависимости от частоты сигнала: *a* — при варьировании площади анода диода вблизи выбранного при разработке модели значения $S_0 = 8\mu$m; *b* — при варьировании толщины сапфировой подложки вблизи оптимального значения $d_0 = 70\,\mu$m; *c* — при наличии и отсутствии проволочного соединения между диодом и печатной платой. Сплошные линии — действительная часть импеданса, пунктирные — мнимая часть импеданса.

что отражается на изменении частотной зависимости коэффициента передачи мощности (рис. 3, *b*). При этом положение узких резонансов вблизи частот 69 и 120 GHz практически не меняется. Как показывает моделирование, положение узких резонансов зависит от ширины сапфировой мембраны в области волновода. При разработке детектора ширина мембраны (0.74 mm) была выбрана таким образом, чтобы паразитные резонансы находились на краю рабочей полосы.

Из спектральных зависимостей импеданса волноводной структуры можно понять физический смысл улучшения согласования между волноводной структурой и диодом при добавлении в модель проволочного соединения. Узкие и длинные проводники, подключенные к согласующему рисунку металлизации, действуют как индуктивные элементы, увеличивая мнимую часть импеданса волноводной структуры (рис. 4, *c*), что позволяет приблизиться к выполнению условия (9b).

В области широких резонансов волноводной структуры, определяющих рабочую полосу детектора, электромагнитное поле в основном локализовано внутри волновода, а именно вблизи диодной структуры с согласующим рисунком металлизации (рис. 5, *a*), что и обеспечивает эффективную передачу мощности от волноводного тракта к диоду. На некоторых частотах возникают резонансные возбуждения в сапфировой подложке (рис. 5, *b*), что объясняет появление узких резонансов в частотной зависимости импеданса волноводной структуры.

Согласование между волноводной структурой и диодом может быть улучшено за счет подключения к диоду реактивных сосредоточенных элементов. Такой подход был применен в работе [9], где в качестве индуктивного элемента использовались отрезки тонких полосковых проводников, а в качестве емкостного элемента — конденсатор на основе SiN. Так как наличие дополнительных элементов усложняет конструкцию детектора, предпочтительно достичь требуемого согласования за счет использования только одной пары сосредоточенных элементов (за счет одной LC-цепи). Для разработанного детектора в большей части рабочей полосы выполняются условия $\mathrm{Re}(Z_{wg}) > \mathrm{Re}(Z_d)$ и $\mathrm{Im}(Z_{wg}) < -\mathrm{Im}(Z_d) > 0$, поэтому для приближения к условиям (9a), (9b) необ-

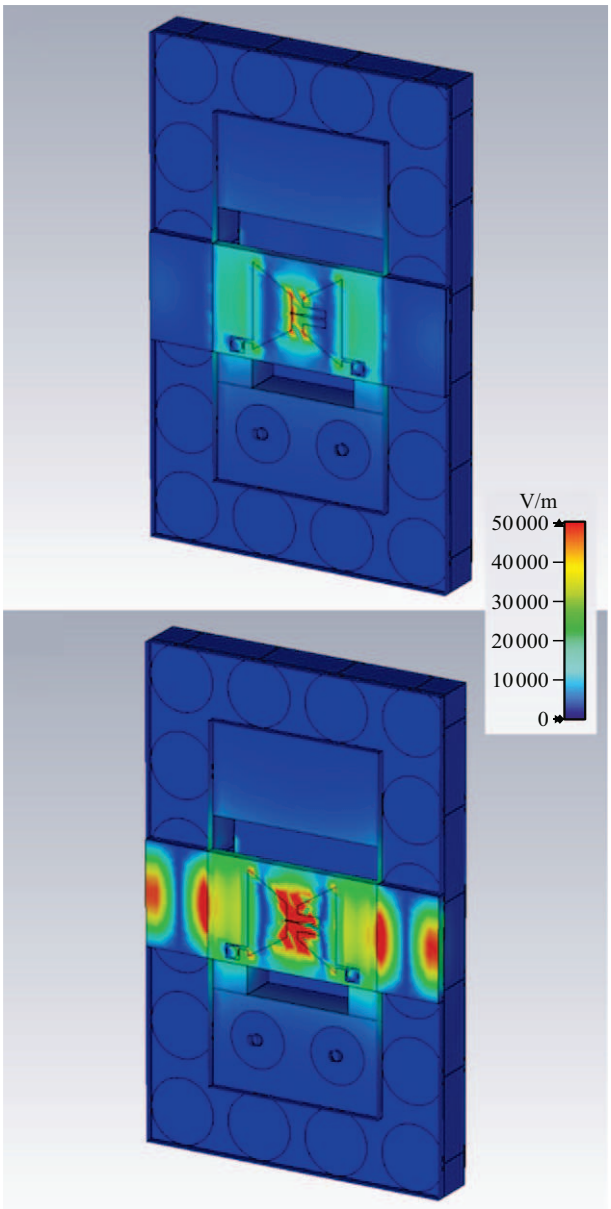

Рис. 5. Распределение амплитуды электрического поля в детекторе: *a* — на частоте 92 GHz, *b* — на частоте 120 GHz.

ходимо к эквивалентной цепи диода параллельно подключить емкостной элемент (C_p) и последовательно подключить индуктивный элемент (L_s). Сделать это можно, очевидно, двумя способами: сначала подключить емкостной элемент, потом индуктивный (вариант 1), либо в обратной последовательности (вариант 2). При первом варианте подключения импеданс получившейся цепи сосредоточенных элементов имеет следующий вид:

$$Z_1 = \frac{Z_d}{1 + i2\pi f C_{p1} Z_d} + i2\pi f L_{s1}, \qquad (10a)$$

а при втором варианте подключения —

$$Z_2 = \frac{Z_d + i2\pi f L_{s2}}{1 + i2\pi f C_{p2}(Z_d + i2\pi f L_{s2})}. \qquad (10b)$$

На рис. 6, *a* приведены частотные зависимости коэффициента передачи мощности от волноводной структуры к диоду $T_{wg\to d}$ в случае использования согласующей LC-цепи в конфигурациях 1 и 2. Параметры $C_{p1}, L_{s1}, C_{p2}, L_{s2}$ выбирались таким образом, чтобы максимизировать коэффициент температурного отклика g (формула (4)). Для первой конфигурации оптимальные значения параметров согласующей LC-цепи $C_{p1} = 0$, $L_{s1} = 0.3$ nH, т. е. емкость, подключенная параллельно непосредственно к диоду, только ухудшает согласование. Для второй конфигурации это не так: наибольшая чувствительность достигается при $C_{p2} = 9$ fF, $L_{s2} = 0.4$ nH. При этом разность температур, эквивалентная шуму, во втором случае оказывается лучше: 1.3 K в сравнении с 1.5 K в первом случае. Из графика на рис. 6, *a* видно, что при использовании второго варианта согласующей LC-цепи удается достичь уровня согласования между волноводной структурой и диодом не хуже −3 dB в полосе частот от 62 до 123 GHz, что существенно лучше аналогичной характеристики детектора без согласующей

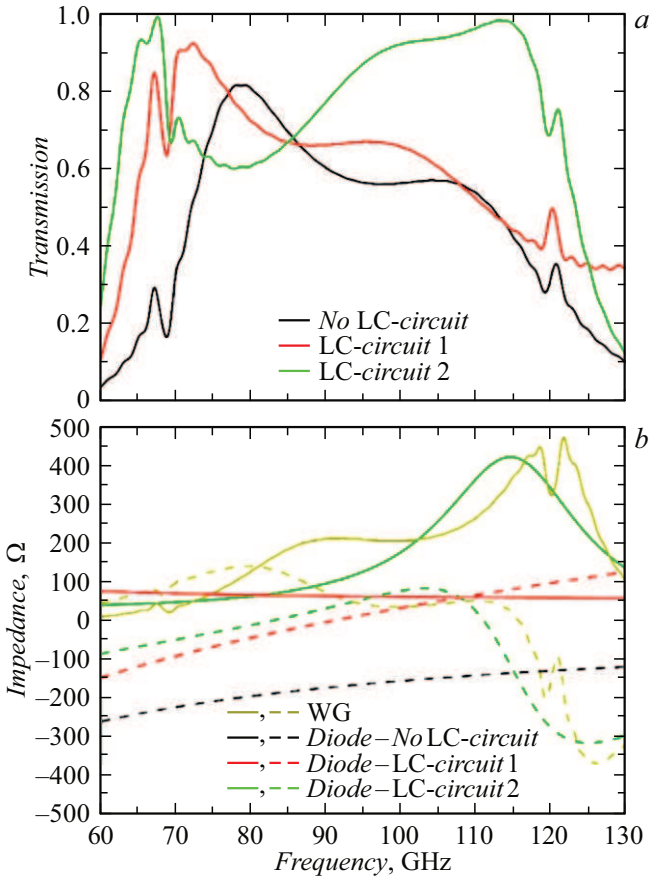

Рис. 6. Коэффициент передачи мощности от волновода к диоду (*a*), а также импеданс волноводной структуры относительно точек подключения диода (WG) и импеданс диода (Diode) в зависимости от частоты сигнала при отсутствии согласующей LC-цепи, при наличии согласующей LC-цепи в конфигурации 1 и при наличии согласующей LC-цепи в конфигурации 2 (*b*). Сплошные линии — действительная часть импеданса, пунктирные — мнимая часть импеданса.

LC-цепи (от 73 до 110 GHz). Для наглядного пояснения причин улучшения согласования на рис. 6, *b* приведены импедансы волноводной структуры и диода с различными вариантами согласующих цепей. При использовании первого варианта согласующей LC-цепи действительная часть импеданса диода остается неизменной, что оставляет нарушение условия (9a) достаточно сильным. И, несмотря на увеличение мнимой части импеданса диода, заметного улучшения коэффициента согласования удается достичь только в низкочастотной (< 77 GHz) и высокочастотной (> 114 GHz) областях рассматриваемого диапазона. При использовании второго варианта согласующей LC-цепи частотные зависимости действительной части импеданса волноводной структуры и диода начинают практически повторять друг друга во всем рассматриваемом диапазоне частот, что обусловлено возникновением резонанса в цепи диода с LC-цепью. При этом значения мнимой части импеданса диода в диапазоне частот до 110 GHz остаются близкими к значениям, получаемым при использовании первого варианта согласующей цепи. В итоге второй вариант согласующей цепи позволяет достичь наибольшей чувствительности детектора.

Заключение

В работе предложена конструкция широкополосного детектора диапазона 60–130 GHz на основе диодной гетероструктуры Al/AlGaN/GaN для использования в качестве элемента приемной матрицы системы пассивного радиовидения. Предложенная конструкция отличается простотой, что делает ее практически пригодной для масштабирования и создания матричных приемников с большим числом элементов. Разность температур, эквивалентная шуму детектора, составляет ~ 2 K при полосе выходного фильтра (усилителя) 1 Hz. Полученное значение может быть удовлетворительным при получении радиоизображений вне помещений, где существенно влияние космического микроволнового фона.

Существует возможность повышения чувствительности детектора за счет улучшения характеристик диодной гетероструктуры, прежде всего — уменьшения емкости и последовательного сопротивления диода. Например, уменьшение емкости диода в 2 раза и уменьшение последовательного сопротивления в 2 раза позволит увеличить чувствительность детектора в 8 раз. При этом отметим, что конструкция детектора в целом останется неизменной.

Финансирование работы

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-79-10029-П, https://rscf.ru/project/22-79-10029-П/.

Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

Список литературы

[1] C. Mann. *Defense and Security Symposium* (Orlando (Kissimmee), Florida, United States, 2006), p. 62110E. DOI: 10.1117/12.669850

[2] Y. Meng, A. Qing, C. Lin, J. Zang, Y. Zhao, C. Zhang. Scientific Reports, **8**, 7852 (2018). DOI: 10.1038/s41598-018-25637-9

[3] L. Yujiri, M. Shoucri, P. Moffa. IEEE Microwave Magazine, **4** (3), 39 (2003). DOI: 10.1109/MMW.2003.1237476

[4] A.H. Lettington, D. Dunn, M. Attia, I.M. Blankson. J. Opt. A: Pure Appl. Opt., **5**, S103 (2003). DOI: 10.1088/1464-4258/5/4/363

[5] R. Appleby, R.N. Anderton. Proceed. IEEE, **95** (8), 1683 (2007). DOI: 10.1109/JPROC.2007.898832

[6] В.В. Гладун, А.В. Котов, В.И. Криворучко, Р.А. Павлов, Ю.А. Пирогов, Д.А. Тищенко. Журнал радиоэлектроники, **7**, 2 (2010).

[7] Электронный ресурс. Режим доступа: https://thruvision.com/

[8] C.M. Stickley, M.E. Filipkowski. *European Symposium on Optics and Photonics for Defence and Security* (London, United Kingdom, 2004), p. 47. DOI: 10.1117/12.578898

[9] J.H. Schaffner, J.J. Lynch, K.V. Guinn, J.N. Schulman, H.P. Moyer, R. Bowen, M. Musni. *SPIE Defense and Security Symposium* (Orlando, Florida, United States, 2008), p. 694807. DOI: 10.1117/12.776893

[10] H. Kazemi, C. Nguyen, B. Brar, G. Rebeiz, G. Nagy, L. Tran, A. Young, E.R. Brown. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* (Atlanta, GA, USA, 2008), p. 297. DOI: 10.1109/MWSYM.2008.4633162

[11] J.J. Lynch, P.A. Macdonald, H.P. Moyer, R.G. Nagele. Appl. Opt., **49**,(19), E7 (2010). DOI: 10.1364/AO.49.0000E7

[12] N.V. Vostokov, M.N. Drozdov, S.A. Kraev, D.N. Lobanov, A.V. Novikov, P.A. Yunin. Appl. Phys. Lett., **121** (23), 233507 (2022). DOI: 10.1063/5.0131031

[13] Н.В. Востоков, М.Н. Дроздов, М.А. Калинников, С.А. Краев, Д.Н. Лобанов, П.А. Юнин. ЖТФ, **95** (6), 1148 (2025). DOI: 10.61011/JTF.2025.06.60464.151-24 [N.V. Vostokov, M.N. Drozdov, M.A. Kalinnikov, S.A. Kraev, D.N. Lobanov, P.A. Yunin. Tech. Phys., **70** (6), 1080 (2025). DOI: 10.61011/TP.2025.06.61378.151-24]

[14] S.A. Korolyov, A.V. Zaitsev, V.M. Seleznev, I.A. Illarionov, M.D. Proyavin, V.E. Kotomina. *2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)* (Divnomorskoe, Russian Federation, 2023), p. 380. DOI: 10.1109/RSEMW58451.2023.10202134

[15] С.А. Королев, А.В. Зайцев, В.М. Селезнев, И.А. Илларионов, М.Д. Проявин, А.А. Орловский, В.Е. Котомина. Радиотехника (принята в печать). [S.A. Korolyov, A.V. Zaitsev, V.M. Seleznev, I.A. Illarionov, M.D. Proyavin, A.A. Orlovkiy, V.E. Kotomina. J. Radioengineering (accepted)]

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

[17] 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]
[18] A.M. Cowley, H.O. Sorensen. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **MTT-14** (12), 588 (1966). DOI: 10.1109/TMTT.1966.1126337
[19] A. Rogalski. Progr. Quant. Electron., **27**, 59 (2003). DOI: 10.1016/S0079-6727(02)00024-1