

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.7.3>

УДК: 621.396.674

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУХДИАПАЗОННОЙ НЕНАПРАВЛЕННОЙ АНТЕННЫ С ВЫСОКОИМПЕДАНСНОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ

С.В. Дударев

Южно-Уральский государственный университет,
454080, Челябинск, проспект Ленина, 76

Статья поступила в редакцию 29 мая 2026 г.

Аннотация. Активное развитие малогабаритных подвижных объектов и мобильных радиотехнических систем в последнее время обозначило проблему создания компактных широкополосных и многодиапазонных ненаправленных антенн. В статье предложена новая компактная двухдиапазонная ненаправленная антенна с горизонтальной поляризацией, представляющая собой многослойную структуру из трех печатных плат. Для снижения габаритов антенны вместо сплошного экрана в ее конструкции применяется высокоимпедансная поверхность или EBG (Electromagnetic Band Gap) структура. В результате электродинамического моделирования рассчитаны основные характеристики предложенной антенны. Также в статье представлены результаты исследования влияния основных геометрических параметров высокоимпедансной поверхности на КСВН, коэффициент усиления и диаграмму направленности антенны. Установлено, что применение высокоимпедансной поверхности вместо экрана позволило уменьшить расстояние между экранирующей поверхностью и платой с излучающими элементами на 18 % без ухудшения КСВН. В результате расчетов определено, что антенна работает в двух диапазонах частот, относительная ширина которых по уровню КСВН = 2 составляет 45,4 и 17,8 %.

Это позволяет использовать антенну для различных задач, например, для обеспечения беспроводной передачи данных и мобильной связи в диапазонах 2-5G.

Ключевые слова: ненаправленная антенна, многослойная антенна, двухдиапазонная антенна, горизонтальная поляризация, уменьшение габаритов антенны, высокоимпедансная поверхность, EBG-структура, грибовидный элемент.

Финансирование: грантовая программа Виктора Христенко «Шаг в будущее» (договор пожертвования № 240425 от 25.04.2024).

Автор для переписки: Дударев Святослав Валерьевич,
dudarev.svyatoslav@yandex.ru

Введение

В последнее время наблюдается активное развитие различных радиотехнических систем связи. Так, во многих крупных городах нашей страны уже функционирует сотовая связь нового поколения, совершенствуется средства связи с разнообразными подвижными объектами, развиваются системы беспроводной передачи данных и мобильные радиотехнические комплексы. Этим обусловлено увеличение количества используемых диапазонов частот. Также развивается тенденция к уменьшению массогабаритных параметров подвижных объектов и радиоэлектронных систем. Поэтому в последнее время увеличивается востребованность в компактных антеннах, способных работать в нескольких широких, либо в одном сверхшироком диапазоне частот. Однако сверхширокополосные антенны зачастую имеют значительные габариты, обусловленные большим количеством излучающих элементов разного размера [1,2], что может быть недопустимым для мобильных радиотехнических систем. За рубежом в последние годы активно исследуются различные ненаправленные антенны с горизонтальной поляризацией поля излучения для применения в мобильной связи и беспроводной передачи данных в современных застроенных мегаполисах и обширных офисных помещений ввиду того,

что в этих условиях горизонтальная поляризация сигнала оказывается эффективней вертикальной [3-9]. Таким образом, исследование новых способов построения компактных ненаправленных антенн с горизонтальной поляризацией, способных работать в нескольких диапазонах частот одновременно, является актуальным.

В существующих публикациях значительное количество многополосных ненаправленных антенн с горизонтальной поляризацией предназначено для работы в двух диапазонах частот. Большинство из таких антенн имеют общий недостаток, связанный с узкополосностью одного или обоих диапазонов частот [10-12]. Для решения этой проблемы можно использовать многослойную структуру, в которой на первом и втором слоях размещено по несколько круговых решеток из широкополосных изогнутых активных и пассивных вибраторов соответственно, а на третьем и последующих слоях расположены различные пассивные полосковые структуры [13-15].

В антеннах для улучшения согласования с фидером и увеличения коэффициента усиления применяют различные метаструктуры, представляющие собой массивы из одиночных и двойных разрезных колец, спиралей и других элементов [16-22]. Для снижения поверхностных волн, вызывающих паразитное боковое излучение, в печатных антеннах и антенных решетках широкое применение нашли высокоимпедансные поверхности или EBG (Electromagnetic Band Gap) структуры [23-33]. Большинство существующих ненаправленных антенн с горизонтальной поляризацией в своей конструкции имеют экран, наличие которого позволяет концентрировать излучаемую энергию в верхней полусфере, но одновременно с этим значительно увеличивает размеры антенны. Поэтому в данной работе исследуется возможность снижения габаритов двухдиапазонной ненаправленной антенны с горизонтальной поляризацией за счет применения вместо экрана высокоимпедансной поверхности, реализованной на диэлектрической подложке.

1. Конструкция антенны

Антенна состоит из трех печатных плат, размещенных вертикально одна над другой (рис. 1). Первая плата на лицевой стороне содержит массив квадратных проводящих полигонов толщиной 35 мкм, каждый из которых имеют длину стороны w_1 ($0,067\lambda_0$, где λ_0 – длина волны в воздухе на центральной частоте первого диапазона), а на оборотной стороне платы находится сплошной экран такой же толщины (рис. 2а). Соседние полигоны разделены между собой зазором k_1 ($0,004\lambda_0$). Каждый квадратный элемент электрически связан с экраном за счет металлизированного отверстия диаметром k_2 ($0,006\lambda_0$), расположенного в центре полигона (рис. 1б, 2а).

Вторая плата содержит две круговые решетки диаметром $2r_1$ ($0,53\lambda_0$) и $2r_2$ ($0,33\lambda_0$), излучающими элементами в которых являются полосковые изогнутые вибраторы, отличающиеся друг от друга длиной и шириной (рис. 2б). Длины плеч вибраторов внешней и внутренней решеток задаются длинами дуг, опирающимися на углы α_1 и α_2 соответственно. Плечи вибраторов в каждой решетке расположены на разных сторонах подложки и возбуждаются равноамплитудно и синфазно с помощью полосковых линий питания, которые имеют вид сектора окружности с углом β (рис. 2б). При этом полосковые линии питания на лицевой стороне платы замкнуты на круглую площадку диаметром d_2 , к которой припаивается проходящий через отверстие в плате центральный проводник коаксиальной линии, возбуждающей антенну, а на оборотной стороне платы линии питания замыкаются на круглую площадку диаметром d_1 , к которой припаивается внешний проводник коаксиальной линии (рис. 1, 2б). При этом коаксиальная линия проходит через отверстие, расположенное в центре первой платы (рис. 1).

Третья плата содержит две круговые решетки изогнутых полосковых вибраторов, плечи которых размещены на одной стороне платы с зазором k_3 (рис. 2в). Длины плеч вибраторов, принадлежащих круговым решеткам с диаметрами $2r_3$ ($0,48\lambda_0$) и $2r_4$ ($0,29\lambda_0$), задаются длинами дуг, опирающимися

на углы α_3 и α_4 соответственно. Вибраторы третьей платы возбуждаются электромагнитным полем, создаваемым излучателями второй платы.

Платы фиксируются одна над другой с помощью диэлектрических винтов, трубок и гаек следующим образом: винты проходят сквозь отверстия во всех платах и затягиваются гайками на лицевой стороне третьей платы, при этом зазоры между первой и второй и второй и третьей платами устанавливаются высотой h_1 ($0,23\lambda_0$) и h_2 ($0,022\lambda_0$) диэлектрических трубок, сквозь которые проходят винты.

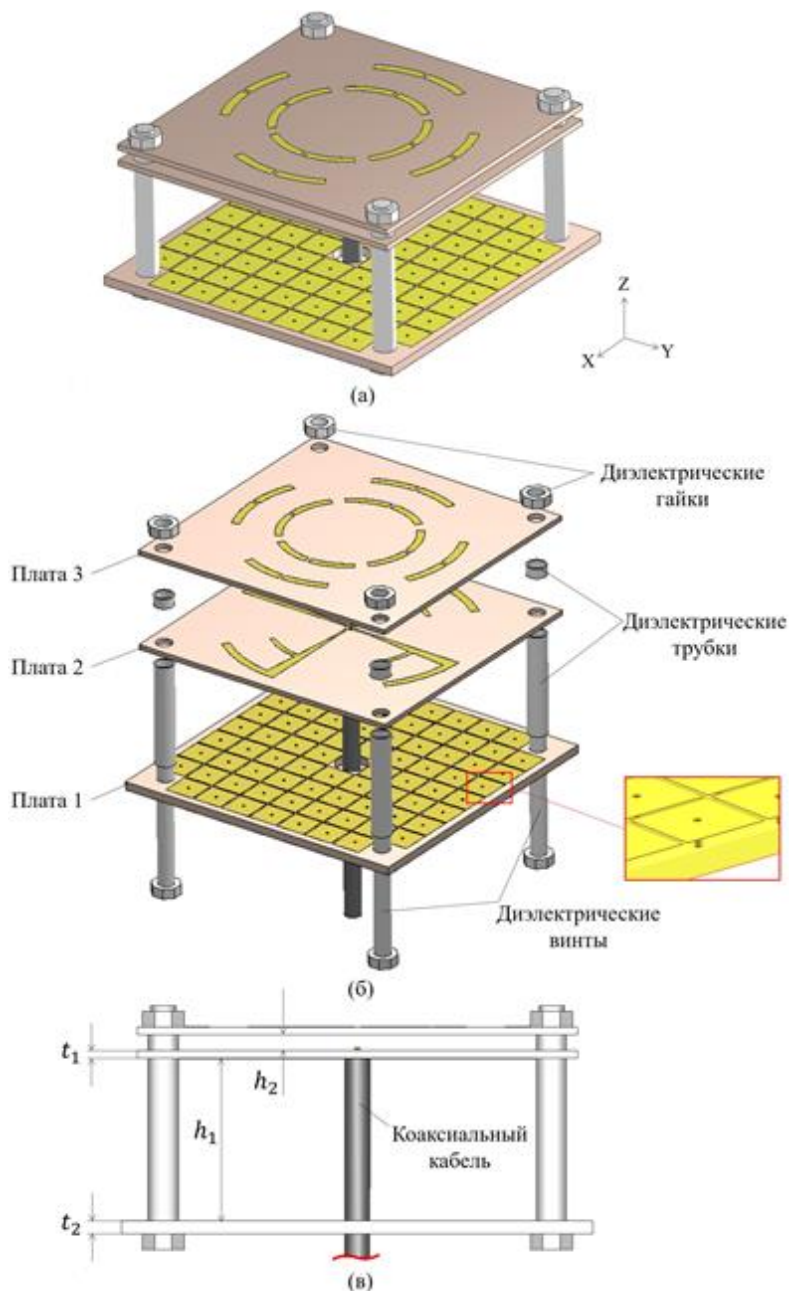


Рис. 1. Модель ненаправленной антенны с экраном: (а) изометрический вид, (б) конструкция антенны с разнесенными частями, (в) вид сбоку.

В качестве материала плат использован фольгированный стеклотекстолит FR-4 с относительной диэлектрической проницаемостью 4,3 и тангенсом угла диэлектрических потерь 0,025. Толщина первой платы 2,5 мм, а второй и третьей – 1,5 мм. Все геометрические параметры антенны приведены в таблице 1.

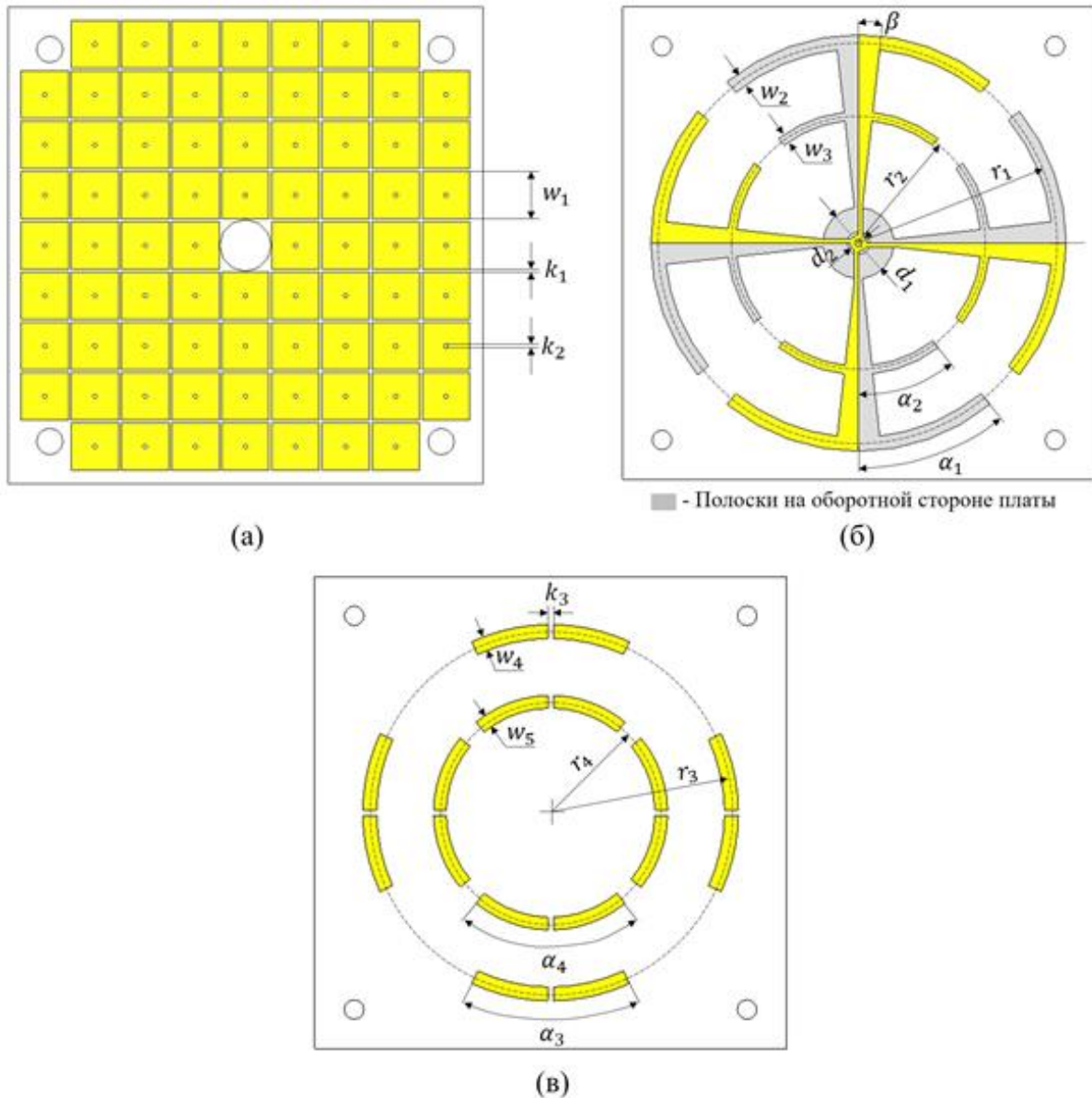


Рис. 2. Конфигурация слоев антенны: (а) первая плата, (б) вторая плата, (в) третья плата.

Таблица 1. Геометрические параметры антенны.

Параметр	r_1 , мм	r_2 , мм	r_3 , мм	r_4 , мм	w_1 , мм	w_2 , мм	w_3 , мм
Значение	35,84	22,66	32,29	19,77	9	2,47	1,51
Параметр	w_4 , мм	w_5 , мм	d_1 , мм	d_2 , мм	$\alpha_1, ^\circ$	$\alpha_2, ^\circ$	$\alpha_3, ^\circ$
Значение	2,47	2,26	12,7	3	39,3	37,4	49,6
Параметр	$\alpha_4, ^\circ$	$\beta, ^\circ$	k_1 , мм	k_2 , мм	k_3 , мм	t_1 , мм	t_2 , мм
Значение	79	6,27	0,5	0,8	1	1,5	2,5
Параметр	h_1 , мм	h_2 , мм					
Значение	31	3					

2. Характеристики антенны

Характеристики двухдиапазонной ненаправленной антенны без экранирующей поверхности подробно исследованы автором в работах [13-15].

Для уменьшения габаритов антенны расстояние между платой с излучающими элементами (плата 2) и экраном (плата 1) снижено с $0,5\lambda_0$ до $0,23\lambda_0$. В результате электродинамического моделирования установлено, что согласование антенны с фидером в первом диапазоне частот в этом случае значительно ухудшается: значение КСВН на максимуме увеличивается с 1,63 до 2,14 (рис. 3). Для большинства задач значение КСВН > 2 на входе антенны считается неприемлемым. Поэтому для решения этой проблемы в конструкции антенны вместо сплошного экрана вводится высокоимпедансная поверхность, длина стороны которой идентична экрану (плата 1 на рис. 1). Это позволяет снизить величину КСВН на максимуме в первом диапазоне с 2,14 до 1,97, то есть на 15 % (рис. 3). При этом во втором диапазоне величина КСВН незначительно увеличивается на низких частотах и уменьшается на высоких частотах. Таким образом, антенна работает в двух диапазонах частот: 1714-2720 и 4332-5178 МГц (по уровню КСВН = 2), относительная ширина которых составляет 45,4 и 17,8 %.

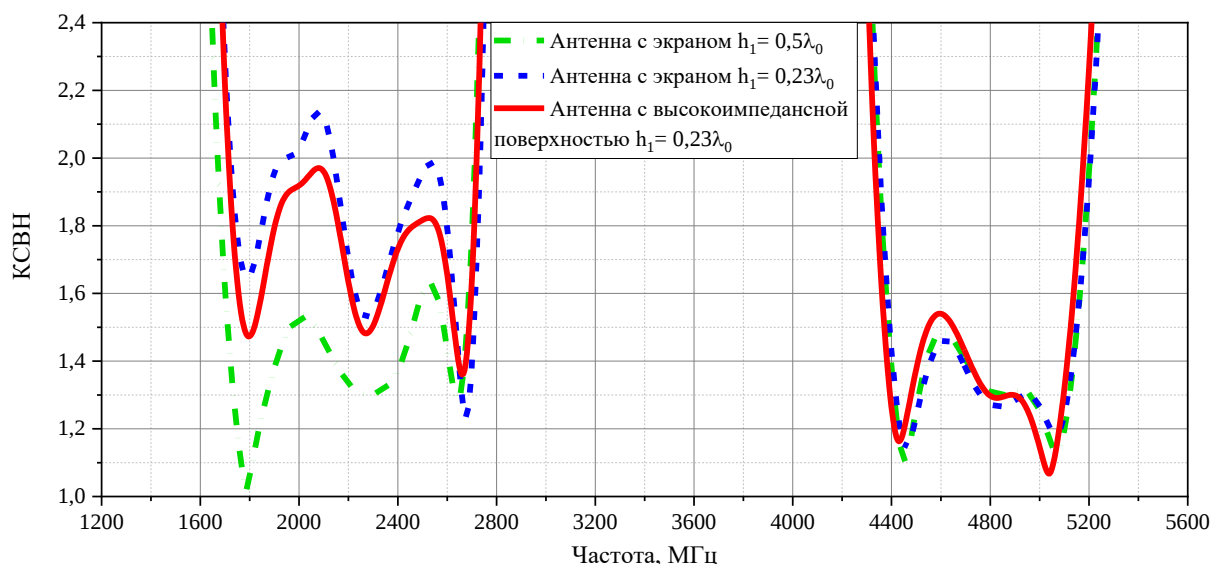


Рис. 3. КСВН антенны с экраном и высокоимпедансной поверхностью.

Частотные зависимости действительной и мнимой составляющих входного сопротивления антенны со сплошным экраном и высокоимпедансной поверхностью, расположенной на месте экрана, приведены на рис. 4. За счет применения платы с массивом квадратных проводящих полигонов удалось снизить реактивную составляющую входного сопротивления на максимумах по обе стороны от центральной частоты первого диапазона и практически по всей ширине второго диапазона. При этом активная составляющая входного сопротивления приблизилась к сопротивлению фидера на низких и центральной частотах первого диапазона и увеличилась, отдаляясь от сопротивления фидера, во втором диапазоне частот.

Частотная зависимость коэффициента усиления предложенной антенны приведена на рис. 5. При использовании высокоимпедансной поверхности вместо сплошного экрана в первом диапазоне частот наблюдается увеличение коэффициента усиления на низких и средних частотах, на высоких же частотах он уменьшается. Во втором диапазоне в этом случае на низких частотах коэффициент усиления увеличивается, а на высоких — уменьшается. Кроме этого, сокращение расстояния между экраном и платой с излучающими элементами (плата 2) в первом диапазоне вызывает увеличение коэффициента усиления на средних и высоких частотах, а во втором — его снижение на низких и средних частотах.

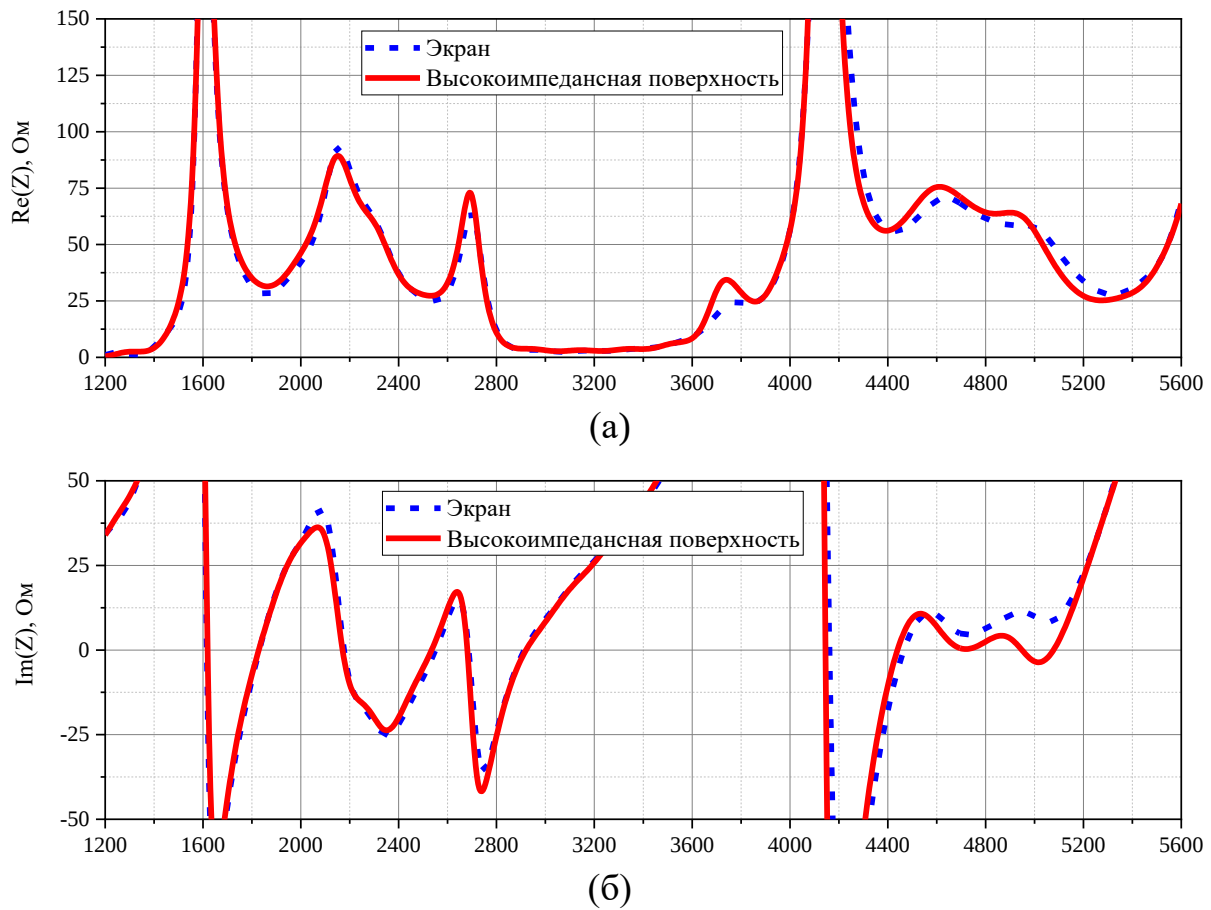


Рис. 4. Входное сопротивление антенны с экраном и высокоимпедансной поверхностью: (а) активная составляющая, (б) реактивная составляющая.

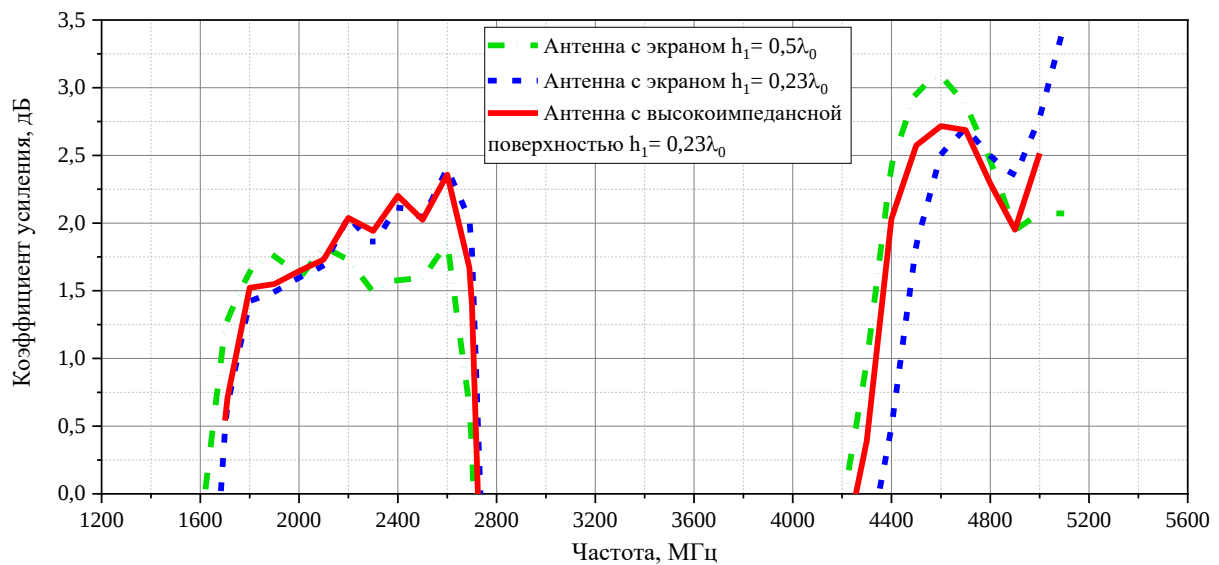


Рис. 5. Коэффициент усиления антенны с экраном и высокоимпедансной поверхностью.

Диаграммы направленности (ДН) предложенной антенны в Н-плоскости представлены на рис. 6 (в Е-плоскости ДН имеют форму круга). Применение платы с высокоимпедансной поверхностью вместо сплошного экрана в первом

диапазоне частот практически не оказывает влияния на форму ДН. Во втором же диапазоне такая замена вызывает уменьшение провалов в ДН на всех частотах. Сравнивая ДН антенны со сплошным экраном, расположенным на расстоянии $0,5\lambda_0$ от второй платы, с ДН антенны, в которой вместо экрана использована высокоимпедансная поверхность, расположенная на расстоянии $0,23\lambda_0$, можно сформулировать ряд выводов. Во-первых, угол максимума ДН для этих конфигураций различается. Причем в первом диапазоне разница между углами максимумов ДН увеличивается с ростом частоты сильнее, чем во втором. Во-вторых, применение высокоимпедансной поверхности позволяет снизить излучение вдоль оси Z (рис. 1а) во втором диапазоне (рис. 6г-е). В-третьих, ДН антенны с экраном во втором диапазоне частот имеет значительные провалы, что характерно ввиду того, что расстояние от излучателей до экрана на этих частотах соизмеримо с длиной волны.

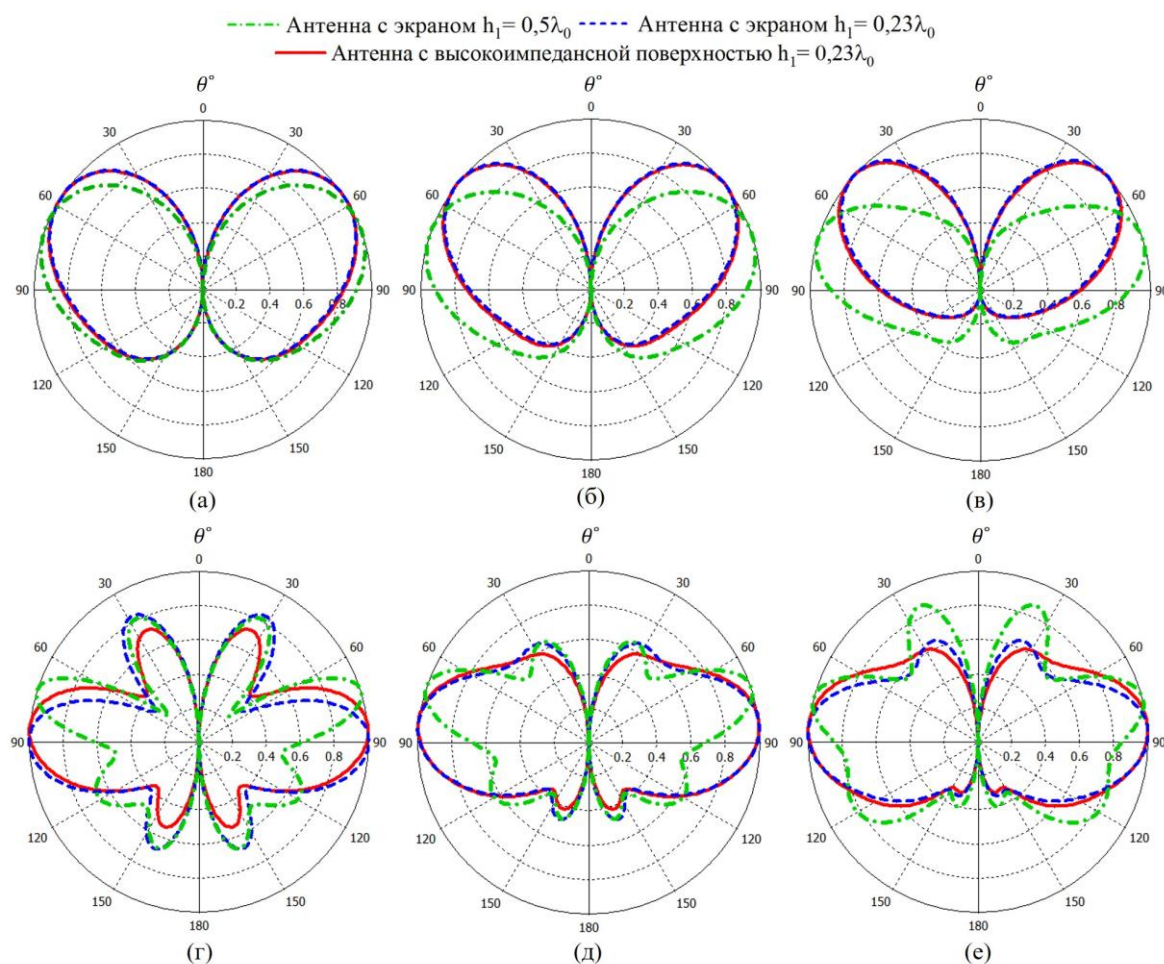


Рис. 6. Диаграммы направленности антенны в Н-плоскости:
(а) 1,7 ГГц, (б) 2,2 ГГц, (в) 2,7 ГГц, (г) 4,4 ГГц, (д) 4,7 ГГц, (е) 5 ГГц.

Таким образом, уменьшение расстояния между экраном и платами с излучающими элементами позволяет снизить габариты антенны и улучшить ДН во втором диапазоне частот, а замена сплошного экрана на высокоимпедансную поверхность позволяет в этом случае снизить КСВН на максимумах в первом диапазоне на 15 % и уменьшить провалы в ДН во втором диапазоне.

3. Исследование закономерностей в работе элементов первой платы

Высокоимпедансная поверхность представляет собой массив «грибовидных» элементов, расположенных на экране. Каждый такой элемент состоит из квадратной проводящей площадки и металлизированного отверстия, которое соединяет полигон, выполненный на лицевой стороне диэлектрической подложки, с экраном на оборотной стороне платы. Такой элемент высокоимпедансной поверхности можно представить в виде параллельного колебательного контура, в котором квадратная «шляпка» представляет собой емкость, а «ножка» в виде металлизированного отверстия – индуктивность [28]. Емкость и индуктивность «грибовидного» элемента определяются следующим образом [28]:

$$C = \frac{w_1 \varepsilon_0 (1 + \varepsilon_r)}{\pi} \operatorname{acosh}\left(\frac{2w_1 + k_1}{k_1}\right), \quad (1)$$

$$L = \mu_0 t_2, \quad (2)$$

где ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость, ε_0 – электрическая постоянная, μ_0 – магнитная постоянная, w_1 – длина стороны квадратного элемента, k_1 – расстояние между соседними элементами, t_2 – толщина диэлектрической подложки. Резонансная частота «грибовидного» элемента высокоимпедансной поверхности находится по известной формуле:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (3)$$

Стоит отметить, что расчет эквивалентной емкости и индуктивности по формулам (1) и (2) является приближенным и требует уточнения с помощью электродинамического моделирования.

Как было отмечено выше основной целью использования высокоимпедансной поверхности в конструкции антенны является снижение КСВН в первом диапазоне частот. Применение такой структуры с «грибовидными» элементами, размеры которых рассчитаны на резонансную частоту, совпадающую с центральной частотой первого диапазона, позволило снизить КСВН на обоих максимумах (рис. 7). При этом величина КСВН на первом максимуме осталась выше 2. В этом случае размеры элементов высокоимпедансной поверхности следующие: $w_1 = 21$ мм, $k_1 = 0,5$ мм, $t_2 = 2,5$ мм. С помощью параметрического перебора установлено, что оптимальная характеристика КСВН в первом диапазоне достигается при размерах элементов, соответствующих резонансной частоте, превышающей в 1,07 раза сумму центральных частот обоих диапазонов, деленную пополам (рис. 7).

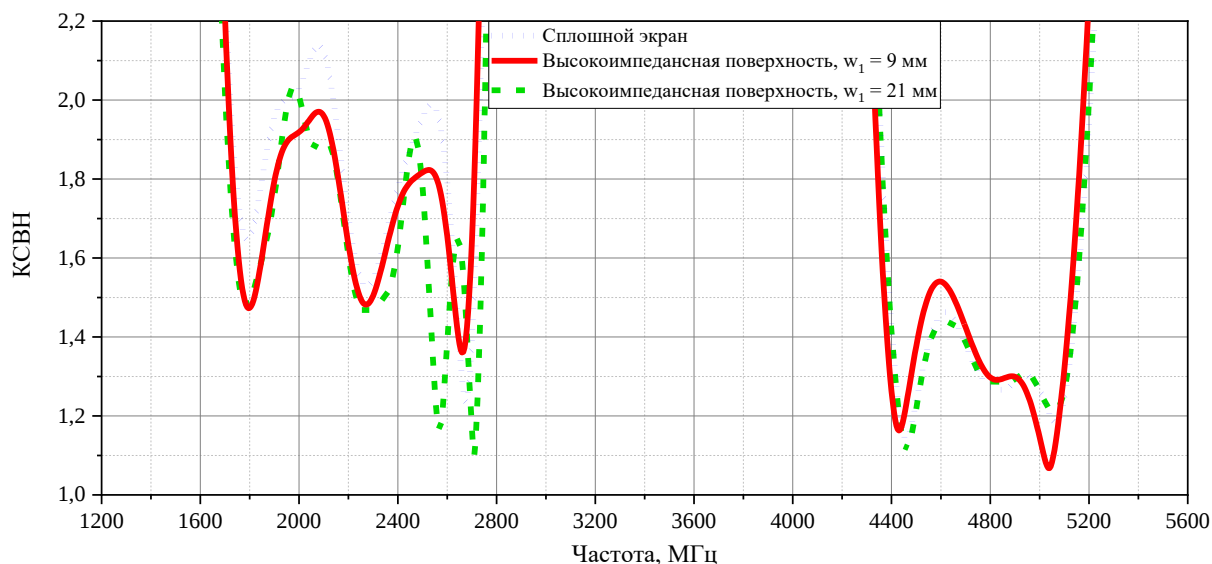


Рис. 7. КСВН антенны с высокоимпедансной поверхностью при различном размере «грибовидных» элементов.

На рис. 8 приведены частотные зависимости КСВН антенны при различных геометрических параметрах высокоимпедансной поверхности. Так, при изменении длины стороны квадратного элемента с 7 до 9 мм наблюдается снижение КСВН

на максимумах в первом и втором диапазонах (рис. 8а). Дальнейшее увеличение этого параметра вызывает увеличение КСВН. При увеличении w_1 также наблюдается сдвиг второго диапазона в сторону низких частот, это объясняется тем, что увеличивается емкость в параллельном колебательном контуре, являющимся эквивалентной схемой «грибовидного» элемента, поэтому его резонансная частота снижается.

Изменение расстояния между соседними квадратными элементами с 1 до 0,5 мм вызывает снижение КСВН на максимумах в обоих диапазонах частот (рис. 8б). При дальнейшем уменьшении этого параметра величина КСВН в первом диапазоне увеличивается, а во втором - уменьшается (рис. 8б). Однако стоит учесть, что на практике реализовать расстояние между соседними элементами меньше 0,3 мм может быть затруднительно. Кроме этого, увеличение параметра k_1 вызывает сдвиг второго диапазона в сторону высоких частот ввиду уменьшения емкости в эквивалентной схеме каждого «грибовидного» элемента.

Оптимальным диаметром металлизированных отверстий, соединяющих квадратные элементы на лицевой стороне платы со сплошным экраном на ее оборотной стороне, является 0,8 мм ввиду того, что в первом диапазоне при этом значении величина КСВН минимальна (рис. 8в).

Одним из ключевых параметров высокоимпедансной поверхности является толщина диэлектрической подложки, на которой она реализована. Увеличение толщины платы вызывает уменьшение КСВН в первом диапазоне частот (рис. 8г). При этом второй диапазон смещается в сторону низких частот, т.к. эквивалентная индуктивность «ножки» «грибовидного» элемента увеличивается. Увеличение толщины платы выше 2,5 мм не рассматривалось, так как это связано с повышением массогабаритных характеристик антенны.

Диаграммы направленности антенны в Н-плоскости во втором диапазоне частот при различных геометрических параметрах высокоимпедансной поверхности представлены на рис. 9 (в первом диапазоне изменение данных параметров практически не оказывает влияние на ДН).

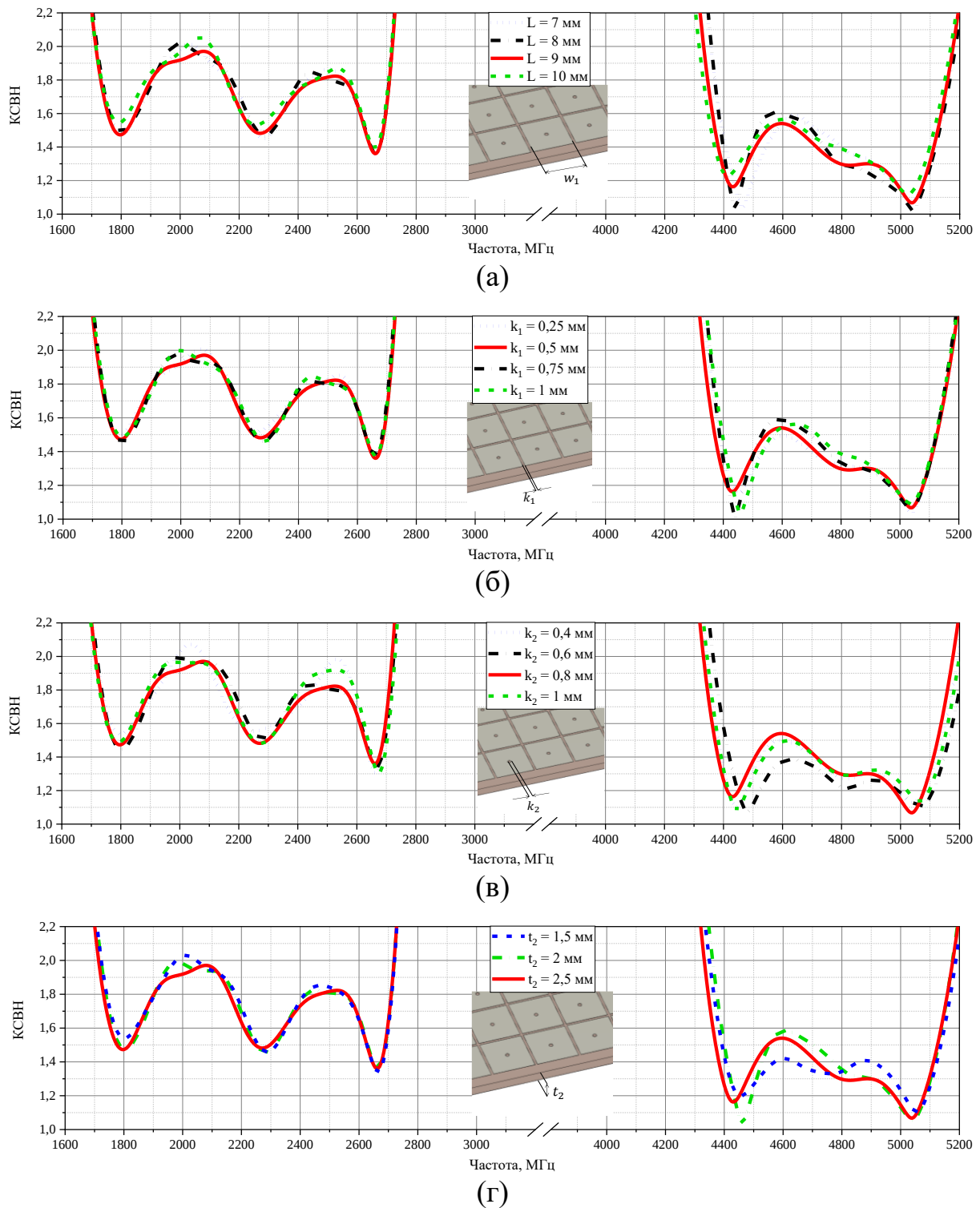


Рис. 8. КСВН антенны при изменении геометрических параметров:
 (а) длины полигона, (б) зазора между полигонами,
 (в) диаметра металлизированных отверстий, (г) толщины платы.

При увеличении длины квадратных элементов уменьшается уровень излучения, направленного вдоль оси, перпендикулярной плоскости антенны (ось Z на рис. 1а), на нижней частоте диапазона (рис. 9а). При этом на центральной частоте уменьшается угол максимума ДН и при значении 9 мм он ориентирован

практически вдоль горизонта (плоскость XY на рис. 1а). На высоких же частотах изменения ДН не значительны. Расстояние между соседними квадратными элементами высокоимпедансной поверхности оказывает влияние на ДН на нижней и центральной частотах диапазона (рис. 9б). Так, при полумиллиметровом зазоре между «грибовидными» элементами на частоте 4400 МГц уровень излучения вдоль оси Z в нижней полусфере минимален. При этом угол максимума направлен вдоль горизонта (плоскость XY) как на нижней, так и на средней частотах диапазона. Диаметр металлизированных отверстий оказывает влияние в основном на уровень излучения вдоль оси Z на нижней частоте первого диапазона: при уменьшении k_2 с 1 мм до 0,8 мм он уменьшается, а при дальнейшем увеличении k_2 – растет (рис. 9в). Толщина диэлектрической подложки оказывает наибольшее воздействие на ДН (рис. 9г). Так, на нижней частоте второго диапазона увеличение толщины платы вызывает уменьшение излучения вдоль оси Z и изменение угла максимума ДН. На центральной и верхней частотах диапазона в этом случае значительно уменьшается излучение вдоль оси Z .

Количество ребер в фигуре, являющейся «шляпкой» грибовидного элемента высокоимпедансной поверхности может быть различной (три и более). На рис. 10 показаны частотные зависимости КСВН для антенны с высокоимпедансной поверхностью, элементы которой имеют форму квадрата и шестиугольника. Структура с гексагональными элементами (длина стороны 5 мм) позволяет незначительно снизить КСВН как в первом, так и во втором диапазонах частот, но сложнее в разработке.

Реальный выигрыш в размерах при использовании высокоимпедансной поверхности вместо сплошного экрана можно оценить, сравнивая КСВН в первом диапазоне частот (рис. 11). Так, при одинаковых максимальных значениях КСВН в диапазоне расстояние между высокоимпедансной поверхностью и платой 2 меньше на 7 мм или на 18 %, чем при сплошном экране.

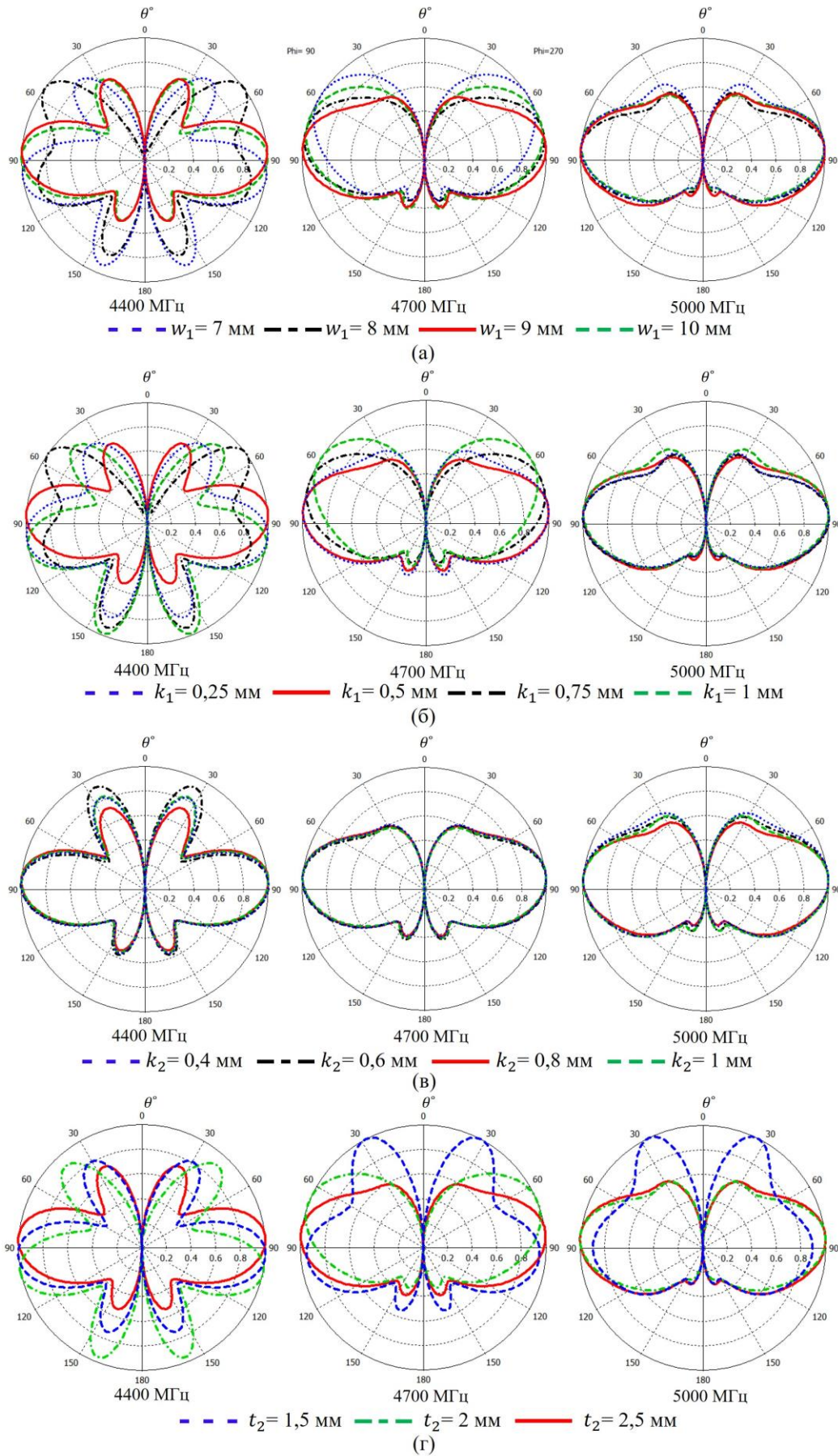


Рис. 9. ДН в Н-плоскости при изменении геометрических параметров:
(а) длины полигона, (б) зазора между полигонами,
(в) диаметра металлизированных отверстий, (г) толщины платы.

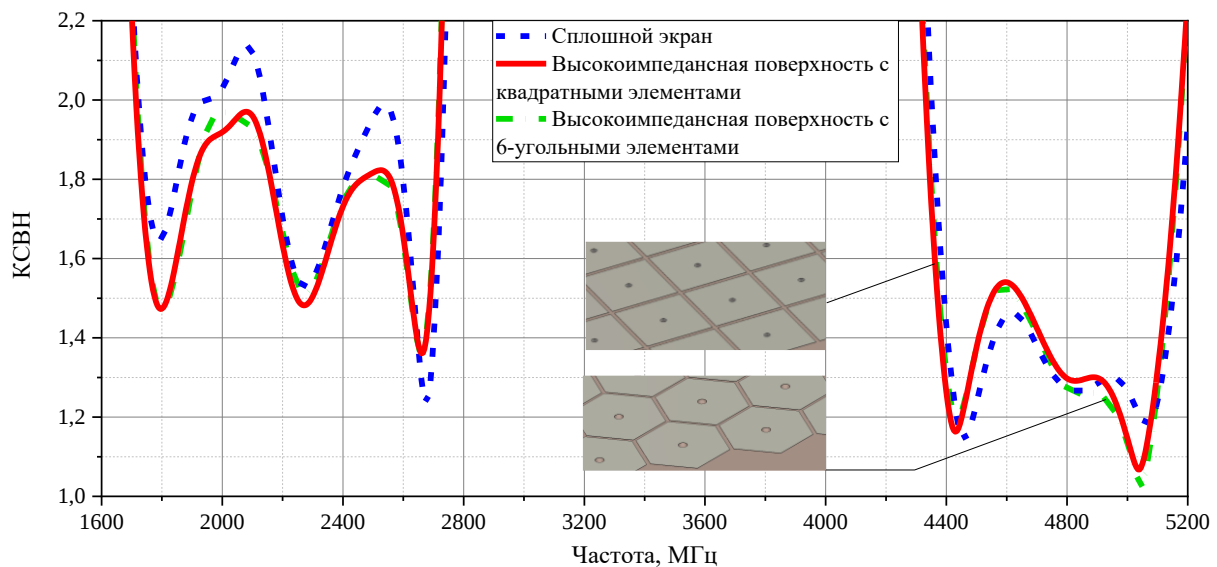


Рис. 10. КСВН антенны при различной конфигурации высокоимпедансной поверхности.

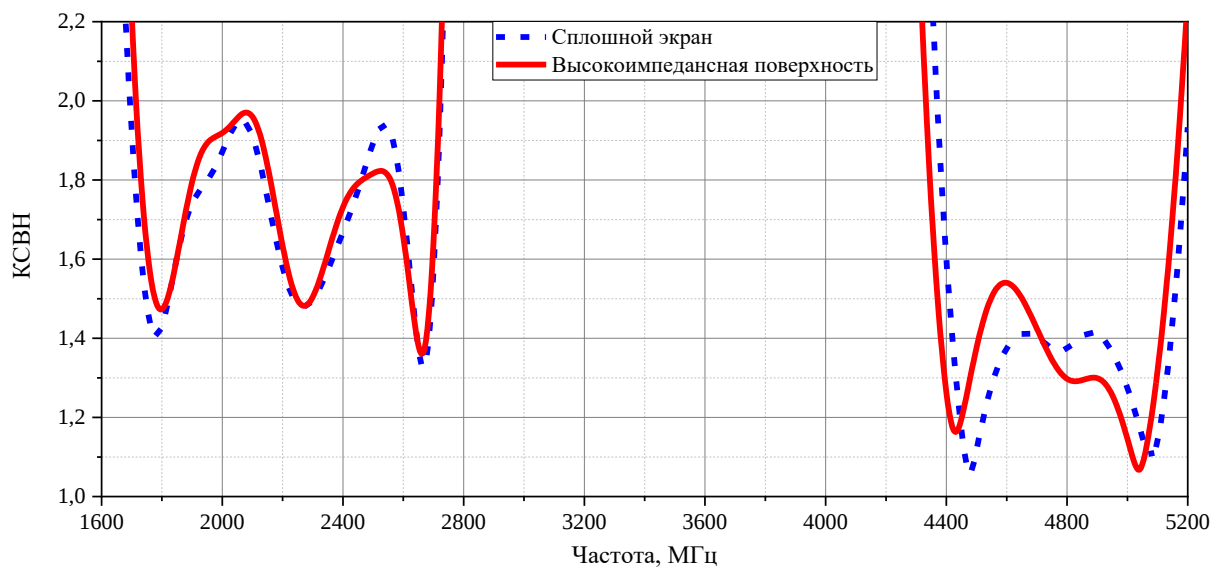


Рис. 11. КСВН антенны с экраном и высокоимпедансной поверхностью.

Заключение

В статье предложена новая многослойная ненаправленная антенна, состоящая из трех печатных плат, зафиксированных одна над другой с помощью радиопрозрачных элементов крепления. Первая плата содержит структуру, выполняющую функцию экрана. Вторая и третья платы с расположенными на них излучающими элементами в совокупности представляют собой двухдиапазонную ненаправленную антенну с горизонтальной поляризацией поля излучения. В современных мобильных радиотехнических системах крайне важны габариты излучающих устройств, уменьшение которых является одной

из ключевых задач в антенной технике. Для уменьшения размеров предложенной антенны вместо экрана применяется плата с высокоимпедансной поверхностью, на лицевой стороне которой размещен массив из квадратных проводящих элементов, электрически связанных со сплошной металлизацией на оборотной стороне подложки с помощью металлизированных отверстий. Установлено, что применение высокоимпедансной поверхности позволило уменьшить расстояние между экранирующей поверхностью и платой с излучающими элементами на 18 % без ухудшения КСВН. В результате расчета установлено, что антенна работает в двух диапазонах частот, относительная ширина которых по уровню КСВН = 2 составляет 45,4 и 17,8 %. Это позволяет использовать антенну для различных задач. Например, для обеспечения беспроводной передачи данных и сотовой связи в диапазонах 1710-2690 МГц (2-4G, LTE) и 4400-5000 МГц (n79 5G) в плотной городской застройке и офисных помещениях.

Финансирование: грантовая программа Виктора Христенко «Шаг в будущее» (договор пожертвования № 240425 от 25.04.2024).

Литература

1. Wang Z. D. et al. Design of a wideband horizontally polarized omnidirectional antenna with mutual coupling method //IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2015. – Т. 63. – №. 7. – С. 3311-3316.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2015.2429733>
2. See T. S. P., Qing X., Chen Z. N. A wideband horizontally polarized omnidirectional antenna //2015 IEEE 4th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP). – IEEE, 2015. – С. 294-295.
<https://doi.org/10.1109/APCAP.2015.7374378>
3. Chizhik D., Ling J., Valenzuela R. A. The effect of electric field polarization on indoor propagation //ICUPC'98. IEEE 1998 International Conference on Universal Personal Communications. Conference Proceedings (Cat. No. 98TH8384). – IEEE, 1998. – Т. 1. – С. 459-462. <https://doi.org/10.1109/ICUPC.1998.733020>

4. Ye L. H. et al. Broadband horizontally polarized omnidirectional antenna array for base-station applications //IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2019. – Т. 67. – №. 4. – С. 2792-2797. <https://doi.org/10.1109/TAP.2019.2894030>
5. Quan X. L. et al. Development of a broadband horizontally polarized omnidirectional planar antenna and its array for base stations //Progress In Electromagnetics Research. – 2012. – Т. 128. – С. 441-456. <http://dx.doi.org/10.2528/PIER12042405>
6. Cai X., Sarabandi K. A compact broadband horizontally polarized omnidirectional antenna using planar folded dipole elements //IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2015. – Т. 64. – №. 2. – С. 414-422. <https://doi.org/10.1109/TAP.2015.2504457>
7. Wei K., Zhang Z., Feng Z. Design of a wideband horizontally polarized omnidirectional printed loop antenna //IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2012. – Т. 11. – С. 49-52. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2012.2182670>
8. Liu T. et al. Cylindrical ring dielectric loaded horizontally polarized omnidirectional antenna for wideband radiation //AEU-International Journal of Electronics and Communications. – 2018. – Т. 90. – С. 123-129. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2018.04.006>
9. Yu Y., Jolani F., Chen Z. A wideband omnidirectional horizontally polarized antenna for 4G LTE applications //IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2013. – Т. 12. – С. 686-689. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2013.2264545>
10. Yu J. et al. A novel stacked patch antenna with dual band and diverse pattern characteristics //Microwave and Optical Technology Letters. – 2020. – Т. 62. – №. 1. – С. 453-465. <https://doi.org/10.1002/mop.32036>
11. Park J. S., Choi H. K., Oh J. H. The design of a dual band omnidirectional horizontally polarized antenna with arc-shaped lines and overlapping lines //Microwave and Optical Technology Letters. – 2016. – Т. 58. – №. 5. – С. 1117-1121. <https://doi.org/10.1002/mop.29745>

12. Ahn C. H., Oh S. W., Chang K. A dual-frequency omnidirectional antenna for polarization diversity of MIMO and wireless communication applications //IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2009. – Т. 8. – С. 966-969. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2009.2030135>
13. Дударев С. В. и др. Двухдиапазонная всенаправленная печатная антенна с комбинированным возбуждением //Радиотехника. – 2022. – №. 3. – С. 124-133. <https://doi.org/10.18127/j00338486-202203-12>
14. Дударев С. В., Клыгач Д. С. Экспериментальное и численное моделирование двухдиапазонной всенаправленной печатной антенны //Антенны. – 2023. – № 3. – С. 26–36. <https://doi.org/10.18127/j03209601-202303-03>
15. Дударев С.В. и др. Многослойная печатная антенна с круговой диаграммой направленности и увеличенным коэффициентом направленного действия //Радиотехника. – 2023. – Т. 87. – № 10. – С. 177–186. <https://doi.org/10.18127/j00338486-202310-18>
16. Стаценко Л. Г. и др. Применение метаматериалов в антенных устройствах цифровых систем связи //Журнал радиоэлектроники. – 2024. – №. 1. – С. 1684-1719.2024. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.1.2>
17. Мусаев М. М. О., Кисель Н. Н. Исследование характеристик антенны на основе метаматериала //Известия Южного федерального университета. Технические науки. – 2017. – №. 6 (191). – С. 249-258. <https://doi.org/10.23683/2311-3103-2017-6-249-258>
18. Behera S. S., Sahu S. Frequency reconfigurable antenna inspired by metamaterial for WLAN and WiMAX application //2014 International Conference on Signal Propagation and Computer Technology (ICSPCT 2014). – IEEE, 2014. – С. 442-446. <https://doi.org/10.1109/ICSPCT.2014.6884952>
19. Селезнев А. Д., Пачурин Г. В., Галка А. Г. Разработка электрически малых антенн с применением метаматериала //Международный журнал прикладных и фундаментальных исследований. – 2017. – №. 9. – С. 39-44.

20. Sydoruk O. et al. Analytical formulation for the resonant frequency of split rings //Journal of applied physics. – 2009. – Т. 105. – №. 1.
<https://doi.org/10.1063/1.3056052>
21. Shamonin M. et al. Properties of a metamaterial element: Analytical solutions and numerical simulations for a singly split double ring //Journal of Applied Physics. – 2004. – Т. 95. – №. 7. – С. 3778-3784. <https://doi.org/10.1063/1.1652251>
22. Shamonin M. et al. Resonant frequencies of a split-ring resonator: Analytical solutions and numerical simulations //Microwave and optical technology letters. – 2005. – Т. 44. – №. 2. – С. 133-136. <https://doi.org/10.1002/mop.20567>
23. Zaid J. et al. Miniaturized microstrip patch antenna using Electromagnetic Band Gap (EBG) structures for multiport passive UHF RFID-tag applications //2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. – IEEE, 2017. – С. 2459-2460.
<https://doi.org/10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8073272>
24. Díaz A. M. S., Galaz-Larios M. C., Ramírez-García E. Analysis and design of electromagnetic band gap structures with application in planar antennas //2017 42nd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz). – IEEE, 2017. – С. 1-2. <https://doi.org/10.1109/IRMMW-THz.2017.8067190>
25. MohamadIsa M. S., Langley R. J., Khamas S. Antenna pattern diversity using EBG //2010 Loughborough Antennas & Propagation Conference. – IEEE, 2010. – С. 325-328. <https://doi.org/10.1109/LAPC.2010.5666028>
26. Kovacs P., Urbanec T. Electromagnetic Band Gap Structures: Practical Tips and Advice for Antenna Engineers //Radioengineering. – 2012. – Т. 21. – №. 1.
27. Alsudani A., Marhoon H. M. Design and Enhancement of Microstrip Patch Antenna Utilizing Mushroom Like-EBG for 5G Communications //J. Commun. – 2023. – Т. 18. – №. 3. – С. 156-163. <https://doi.org/10.12720/jcm.18.3.156-163>
28. Abdulhameed M. K. et al. Mushroom-like EBG to improve patch antenna performance for C-band satellite application //International Journal of Electrical and Computer Engineering. – 2018. – Т. 8. – №. 5. – С. 3875.
<https://doi.org/10.11591/ijece.v8i5.pp3875-3881>

29. Sievenpiper D. F. High-impedance electromagnetic surfaces. – University of California, Los Angeles, 1999.
30. Yang F., Rahmat-Samii Y. Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: A low mutual coupling design for array applications //IEEE transactions on antennas and propagation. – 2003. – Т. 51. – №. 10. – С. 2936-2946. <https://doi.org/10.1109/TAP.2003.817983>
31. Yamini S., Panjavarnam B. Microstrip patch antenna integrated with EBG //2017 2nd International Conference on Computing and Communications Technologies (ICCCT). – IEEE, 2017. – С. 41-45. <https://doi.org/10.1109/ICCCT2.2017.7972240>
32. Rangasai K. et al. Performance Comparison of Various EBG Structures. – 2022. <https://doi.org/10.21203/rs.3.rs-1603319/v1>
33. Chen S. et al. Study on radiation performances of dipole antenna with diamond-structure EBG substrate fabricated by 3D printing technique //International Journal of Applied Ceramic Technology. – 2018. – Т. 15. – №. 5. – С. 1095-1099. <https://doi.org/10.1111/ijac.12872>

Для цитирования:

Дударев С.В. Исследование характеристик двухдиапазонной ненаправленной антенны с высокоимпедансной поверхностью. // Журнал радиоэлектроники. – 2026. – №. 7. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.7.3>