

**ЭЛЕКТРОДИНАМИКА
И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН**

УДК 621.396.67

**ЧИСЛЕННОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ДВУХСЕКЦИОННОЙ
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ**

© 2020 г. С. Е. Банков^а *, М. Д. Дупленкова^а

^аИнститут радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация

*E-mail: sbankov@yandex.ru

Поступила в редакцию 20.06.2018 г.

После доработки 20.06.2018 г.

Принята к публикации 30.06.2018 г.

Численно исследована бесконечная двумерная сверхширокополосная решетка, состоящая из двух соединенных при помощи специальных переходов частей: бесконечной решетки неоднородных экранированных полосковых трансформаторов сопротивлений и решетки планарных рупоров. Рассмотрены вопросы электродинамического моделирования и проектирования составных частей решетки: трансформаторов сопротивлений, планарных рупоров и связывающих их переходов. Проведена оценка точности синтеза ступенчатых полосковых трансформаторов сопротивлений и ступенчатых планарных рупоров в приближении теории линий передачи СВЧ и показано, что она может быть использована для проектирования решеток с рабочим диапазоном частот, большим 10 : 1. Рассмотрена оптимизация конструкции перехода с полосковой линии передачи на планарный рупор и даны рекомендации по выбору его параметров. Представлены результаты численного исследования решетки в режиме сканирования, показывающие, что решетка сохраняет работоспособность в диапазоне частот, близком к 20 : 1, в секторе углов сканирования $\pm 40^\circ$.

DOI: 10.31857/S0033849420030043

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Актуальной научно-технической задачей является создание сверхширокополосных (СШП) и сверхдиапазонных (СД) антенных решеток (АР) [1, 2]. В ряде работ [3, 4], посвященных исследованию СШП АР, отмечаются факторы, препятствующие переходу от СШП АР к СД-решеткам. К ним относятся наличие в конструкции СШП-излучателя частотно-зависимых элементов, таких, например, как переход от полосковой линии передачи (ЛП) к щелевой в антенне Вивальди [5].

Попытка применения в качестве элементов СШП АР антенн с выходами на двухпроводных и полосковых ЛП нельзя назвать полностью успешной из-за эффекта аномального обратного излучения [6] или связанных с ним аномалий в поведении входного сопротивления АР [7].

В работе [8] была предложена так называемая двухсекционная (ДС) решетка, в которой влияние отмеченных выше негативных эффектов существенно ослаблено, что открывает возможность для создания СД АР. Идея построения ДС АР основана на результатах исследования собственных волн решеток двухпроводных, в том числе полосковых ЛП [8, 9]. В этих работах показано, что синфазная решетка эквивалентна трехпроводной ЛП,

в которой существуют две основные волны, близкие по своим свойствам к T -волнам, а в случае однородного диэлектрического заполнения они являются T -волнами.

Эффективное излучение из трехпроводной ЛП затруднительно. Поэтому необходимо предварительно перейти к двухпроводной ЛП, волна которой может быть плавно трансформирована в волну свободного пространства. В качестве двухпроводной ЛП может быть использована щелевая линия, как в антенне Вивальди, или плоский рупор, рассмотренный в работе [8]. Независимо от вида двухпроводной ЛП, как показано в [8], переход к ней от трехпроводной ЛП сопровождается потерями мощности, обусловленными возбуждением паразитной волны трехпроводной линии. В зависимости от конструкции излучателя данный эффект приводит либо к излучению в нежелательном направлении, либо к резонансным явлениям, эквивалентным ослеплению решетки.

Средством уменьшения указанных эффектов является понижение в месте сочленения ЛП характеристического сопротивления рабочей волны. Причем потери преобразования в паразитную волну тем меньше, чем меньше сопротивление рабочих волн трех- и двухпроводной ЛП. По этой причине в конструкции ДС АР появляется плавный переход

от ЛП со стандартным сопротивлением $Z_1 = 50 \text{ Ом}$ на входе структуры к ЛП с пониженным сопротивлением Z_2 в месте сочленения. Далее в двухпроводной ЛП осуществляется переход от сопротивления Z_2 к сопротивлению канала Флоке с воздушным заполнением Z_3 , которое в АР с одинаковыми по разным координатам периодами равно волновому сопротивлению свободного пространства W_0 .

В данной работе рассмотрен еще один вариант построения ДС АР. Его отличие от исследованного в работе [8] состоит в том, что в первой секции используется решетка несвязанных, изолированных полосковых ЛП, которые отделены друг от друга металлическими стенками. Такая структура может рассматриваться как эквивалентная двухпроводная линия. Она соединяется с планарным рупором, который также является двухпроводной ЛП. На первый взгляд может показаться, что их сочленение не является источником отражений или потерь за счет возбуждения паразитных волн. Тем не менее проблема стыковки ЛП с разной конструкцией требует применения специальных устройств — переходов, которые во многом аналогичны полосково-щелевым переходам, применяемым в антеннах Вивальди [5]. Такие устройства неизбежно содержат частотно-зависимые элементы в виде закороченных отрезков ЛП.

В идеальном случае входное сопротивление шлейфа стремится к бесконечности, и шлейф не шунтирует ЛП, по которым распространяется электромагнитная энергия. Однако в широкой полосе частот сопротивление шлейфа уменьшается, и он становится препятствием для нормальной работы решетки, что выражается в сужении ее рабочего диапазона на низких и высоких частотах. В ДС АР негативное влияние перехода удастся ослабить за счет понижения сопротивления ЛП в месте их сочленения. Благодаря этому шунтирующее влияние шлейфа уменьшается, а полоса рабочих частот расширится.

Таким образом, основной принцип построения ДС АР, описанный в работе [8] и состоящий в использовании понижающего трансформатора сопротивления, сохраняется. Однако положительный эффект достигается не за счет снижения уровня потерь на преобразование в паразитные типы волн, а за счет уменьшения отражений от точки соединения разных ЛП.

Исследуемая ДС АР представляет собой достаточно сложную структуру. Выбор параметров, обеспечивающих ее работу в СШП, очевиден. При решении этой задачи мы использовали результаты работы [10], в которой рассмотрен синтез плавных и ступенчатых трансформаторов сопротивлений, обеспечивающий функционирование в диапазоне частот, большем 10 : 1. В данной работе

синтез проводили в приближении теории ЛП СВЧ. В результате мы получили характеристические сопротивления отрезков ЛП, образующих ступенчатый трансформатор. Применение плавных трансформаторов мы не рассматривали. Отметим, что таким трансформатором является не только полосковый переход, но и планарный рупор, который в нашем случае также имеет ступенчатую структуру.

По полученным значениям сопротивлений мы находили геометрические размеры ЛП, образующих секции АР. Описанная процедура выбора параметров является приближенной. Поэтому одной из целей нашей работы была проверка ее применимости для проектирования ДС АР. Для этого было проведено электродинамическое моделирование отдельных частей решетки: полоскового трансформатора, планарного рупора и перехода.

Переход от системы экранированных полосковых ЛП к планарному рупору ранее теоретически не рассматривался. Поэтому мы его исследовали и оптимизировали численно. В результате были сформулированы рекомендации по выбору параметров этого устройства.

После решения задач синтеза составных частей ДС АР было проведено ее численное исследование в режиме сканирования. Отметим, что синтез переходов проводился для синфазной АР, излучающей по нормали к своей поверхности. Численно анализировалась при помощи модели в виде канала Флоке [11] бесконечная решетка, которая сканировала в двух главных плоскостях.

2. ИССЛЕДУЕМАЯ СТРУКТУРА

На рис. 1а и 1б показаны периоды первой и второй секций исследуемой решетки. Первая секция представляет собой полосковый трансформатор сопротивления, размещенный в прямоугольном металлическом канале с размерами по осям $0x, 0y$, равными соответственно периодам решетки $P_{x,y}$. Полосковая линия имеет постоянную высоту h и переменную ширину $W_n, n = 0, 1, \dots, N_1$. Мы рассматриваем ЛП с воздушным заполнением, поэтому все секции трансформатора имеют одинаковую длину L_q , равную четверти длины волны в свободном пространстве на центральной частоте рабочего диапазона f_0 . Первая ЛП шириной W_0 образует вход решетки. Последняя ЛП трансформатора с номером N_1 имеет ширину W_{N_1} равную периоду решетки P_x . Таким образом, полосковые проводники соседних периодов в этом месте соединяются и образуют планарный рупор (см. рис. 1б).

В точке перехода на рупор размещается вертикальная металлическая стенка, также в этой области в вертикальных боковых стенках металлического канала выполнены щели с размерами w_s, L_s .

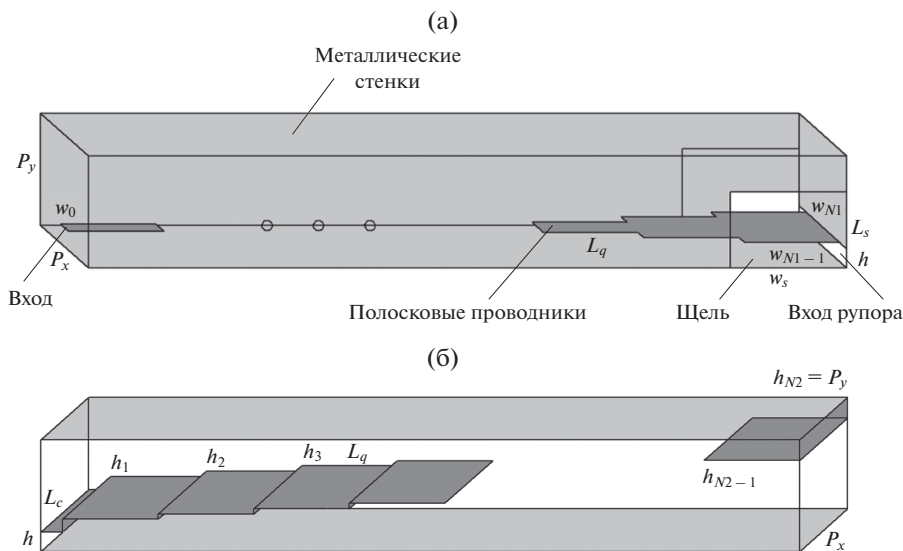


Рис. 1. Первая (а) и вторая (б) секции двухсекционной решетки.

Щели вместе с вертикальной стенкой образуют переход от полоскового трансформатора к планарному рупору.

Рупор представляет собой последовательность плоских волноводов с высотами h_m , $m = 1, 2, \dots, N_2$. Все волноводы за исключением первого имеют одинаковую длину L_q . Первая секция, соединяющая трансформатор и рупор, имеет длину L_c . Последний волновод имеет высоту $h_{N_2} = P_y$. Благодаря этому канал Флоке решетки соединяется с каналом Флоке свободного пространства, что позволяет моделировать процесс излучения. Полосковые проводники полагались бесконечно тонкими и идеально проводящими.

Решетка состоит из набора одномерных линеек, расположенных вдоль оси Oy . Каждая линейка содержит планарный рупор. Полосковый рупор имеет длину L_s и выходной раскрыв P_x , равный периоду АР вдоль оси Ox . Линейка полосковых рупоров соединена с плоским рупором длиной L_h и раскрывом P_y , совпадающим с периодом АР вдоль оси Oy .

Решетка моделировалась при помощи стандартной системы электродинамического моделирования. На рис. 2 представлена модель для численных расчетов в виде канала Флоке бесконечной двумерной структуры. На ее торцах установлены порты: волновой порт, являющийся входом решетки в виде полосковой ЛП и порт Флоке, моделирующий излучение из решетки в свободное пространство.

На вертикальных боковых стенках, включая область щели в экране полосковой линии, установлены периодические граничные условия, не-

обходимые для работы решетки в режиме сканирования.

Синтез составных частей АР проводился, как отмечено выше, для синфазной решетки. В этом случае удастся избежать трудностей, связанных с применением периодических граничных условий. В силу симметрии периода решетки периодические граничные условия на вертикальных стенках в режиме синфазного возбуждения можно заменить условиями на идеальной магнитной стенке [12]. Такая замена существенно облегчает анализ перехода и планарного рупора.

3. СИНТЕЗ ПОЛОСКОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Для выполнения процедуры синтеза необходимо задать нижнюю и верхнюю границы рабочего диапазона $f_{1,2}$. Пусть $f_1 = 0.5$, а $f_2 = 10$ ГГц. Следовательно, нашей целью является достижение приемлемых технических характеристик устрой-

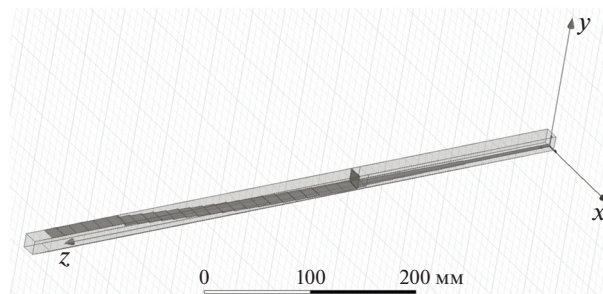


Рис. 2. Модель бесконечной решетки в виде канала Флоке.

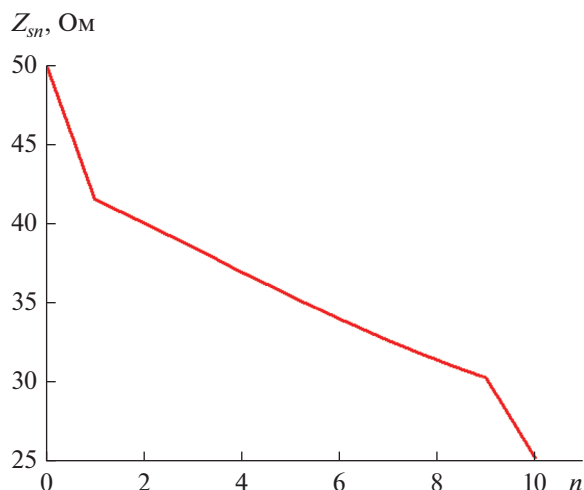


Рис. 3. Зависимость характеристического сопротивления секции полоскового трансформатора от ее номера.

ства в диапазоне частот 20 : 1. Выбор верхней границы диапазона позволяет определить периоды решетки, которые одинаковы и равны половине длины волны на частоте f_2 . Таким образом, $P_{x,y} = 15$. Здесь и далее все размеры приведены в миллиметрах. Выбирая периоды описанным выше образом, мы обеспечиваем отсутствие побочных дифракционных максимумов у решетки в режиме сканирования во всей полосе рабочих частот. Центральная частота в нашем случае равна 5.25 ГГц, а $L_q = 14.29$.

Пусть характеристическое сопротивление входной ЛП равно стандартному значению 50 Ом. Выходной ЛП трансформатора является планарный рупор. Его сопротивление в синфазном режиме определяется соотношением

$$Z = W_0 h / P_x, \quad (1)$$

где W_0 — волновое сопротивление свободного пространства. Выше мы отмечали, что для улучшения показателей качества решетки желательно снизить сопротивление ЛП в месте их сочленения. По этой причине лучше использовать полосковую ЛП с минимальной высотой h . Однако в этом случае увеличивается перепад сопротивлений, которые трансформируются в первой и второй секциях АР, что приводит к увеличению их длины, необходимой для хорошего согласования. Нами было выбрано компромиссное значение $h = 1$.

Отметим, что использование ЛП с диэлектрическим заполнением позволяет значительно снизить их сопротивление в точке соединения и улучшить характеристики перехода. Однако, по крайней мере на данном этапе, мы отказались от применения диэлектриков. Причина такого решения состоит в том, что в широких полосковых

ЛП с диэлектрическим заполнением могут распространяться высшие типы волн. Они интенсивно возбуждаются, особенно в режиме сканирования в плоскости вектора магнитного поля (горизонтальная плоскость на рис. 1, 2). Возбуждение высших типов волн приводит к ослеплению решетки на некоторых частотах и сужению рабочего диапазона частот.

Видно, что выбор подложки полосковой ЛП является источником технического противоречия, так как, с одной стороны, он расширяет полосу перехода, а с другой — приводит к сужению полосы излучающей части. Отказ от применения диэлектриков нельзя считать доказанным оптимальным решением. Его поиск является предметом отдельного исследования и выходит за рамки данной работы.

Используем алгоритм синтеза, описанный в работе [10], который дает нам значения характеристических сопротивлений отрезков полосковых ЛП Z_{sn} . Его зависимость от номера секции n , полученная для $N_1 = 10$, представлена на рис. 3. При выбранных параметрах трансформатора его коэффициент отражения в заданной полосе частот не превышает по модулю уровень 0.167.

Следующий этап синтеза трансформатора связан с определением ширины ЛП W_n . Эта задача была решена с использованием результатов работ [8, 9], в которых рассматривались собственные волны решетки связанных полосковых ЛП. Был разработан алгоритм расчета характеристического сопротивления основной волны структуры в квазипериодическом режиме, т.е. при произвольном фазовом сдвиге между каналами. Полагая его равным π , можно согласно теории АР [12], не нарушая структуры поля, разместить на границах периода металлические стенки и перейти к экранированной полосковой ЛП (см. рис. 1а).

На рис. 4 приведена зависимость сопротивления экранированной полосковой ЛП Z_s от ширины проводника w при $h = 1$, $P_{x,y} = 15$. На рис. 5 представлена зависимость ширины секции трансформатора от ее номера.

Использованная нами процедура синтеза основана на ряде допущений, основным из которых является предположение о том, что скачок ширины полосковой ЛП можно корректно описать в рамках приближенной теории ЛП СВЧ. Для проверки корректности такого допущения мы на модели данной структуры (рис. 6) провели электродинамический расчет матриц рассеяния скачков полосковых ЛП и сравнили его результаты с приближенной теорией. Модель имеет боковые идеально проводящие стенки, на торцах установлены волновые порты, внутри металлического волново-

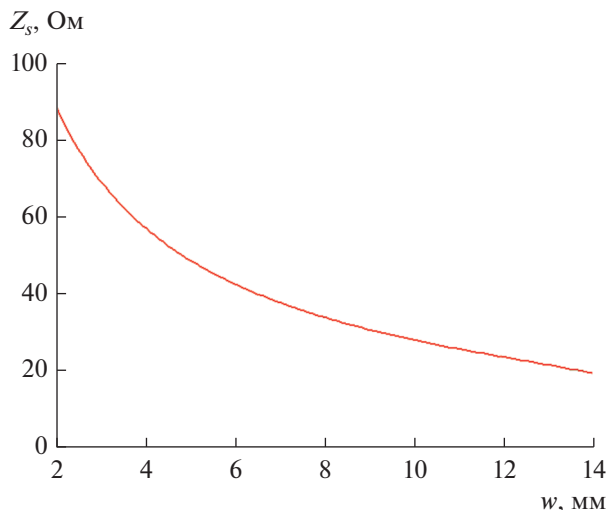


Рис. 4. Зависимость характеристического сопротивления полосковой ЛП от ширины проводника.

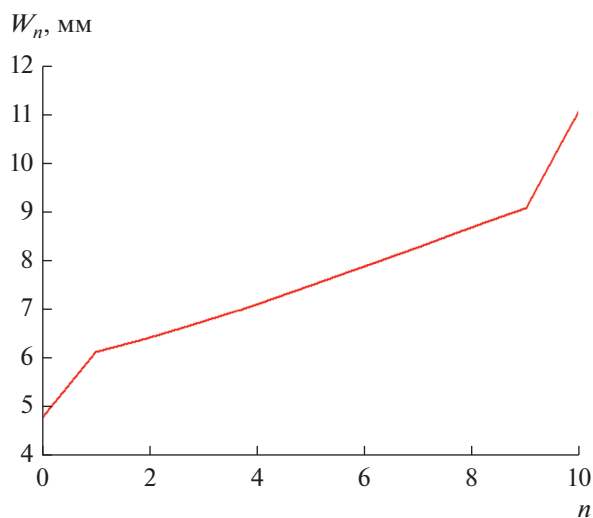


Рис. 5. Зависимость ширины секции полоскового трансформатора от ее номера.

да расположен полосковый проводник, имеющий скачок ширины.

Пусть $w_{1,2}$ – ширины полосковых ЛП, причем $w_2 > w_1$. Введем параметры p, q :

$$q = w_1/w_2, \quad p = w_2/P_x. \quad (2)$$

На рис. 7 представлена зависимость модуля коэффициента отражения R скачка ширины от параметра q , рассчитанная по электродинамической численной модели (сплошные кривые) и по приближенной теории (точки) для $p = 0.15, 0.55, 0.95$ при $f = 9.8$ ГГц. Можно отметить достаточно вы-

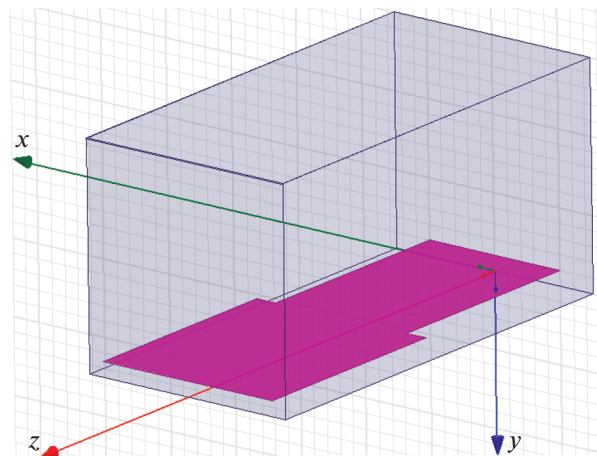


Рис. 6. Модель для численного исследования скачка ширины полосковой ЛП.

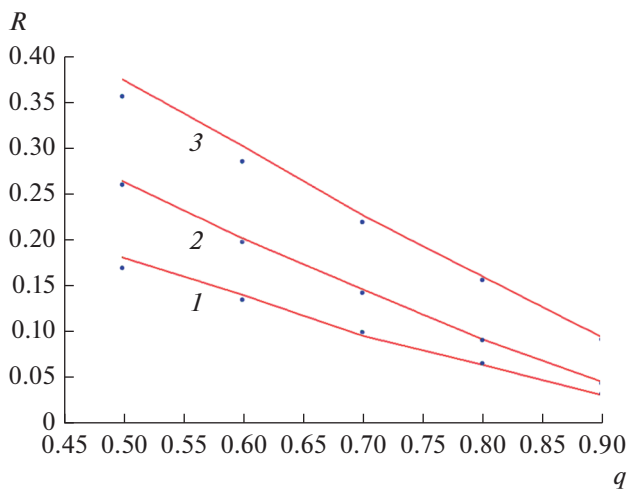


Рис. 7. Зависимость модуля коэффициента отражения скачка ширины полосковой ЛП от параметра q , рассчитанная при помощи электродинамической численной модели (сплошные кривые) и по приближенной теории (точки) для $p = 0.15 (1), 0.55 (2)$ и $0.95 (3)$ при $f = 9.8$ ГГц.

сокую точность приближенной модели. Расчеты показали, что она растет при уменьшении частоты.

Для количественной оценки точности приближенной модели мы рассчитывали параметр Δ , который определяли как модуль средней разности коэффициентов отражения, рассчитанных по приближенной и точной моделям. Усреднение проводилось по параметрам $p, q: 0.5 \leq q \leq 0.9, 0.15 \leq p \leq 0.95$.

На рис. 8 показана зависимость параметра Δ от частоты. Видно, что погрешность приближенной модели не превышает величины 0.008 во всем диапазоне частот от 0.2 до 10 ГГц.

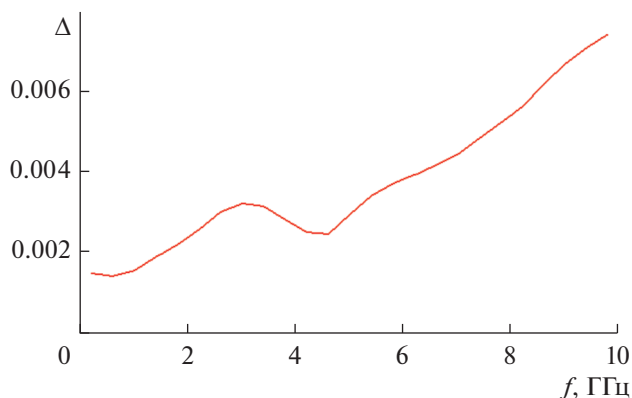


Рис. 8. Зависимость средней погрешности приближенной модели сочленения двух полосковых ЛП от частоты.

4. ПЕРЕХОД С ПОЛОСКОВОЙ ЛП НА ПЛАНАРНЫЙ РУПОР

Модель перехода для численного исследования показана на рис. 9. В соответствии с рис. 1а она имеет два порта. Один из них, расположенный слева, представляет собой экранированную полосковую ЛП шириной $w = 13$. Другой порт выполнен в виде TEM -волновода высотой h и шириной P_x с двумя горизонтальными электрическими стенками и двумя вертикальными магнитными стенками. Оставшаяся часть торцевой поверхности структуры является идеальным проводником, так же как и ее боковые горизонтальные поверхности. В вертикальных идеально проводящих стенках выполнены прямоугольные щели размерами w_s, L_s , в которых установлены граничные условия на идеальной магнитной стенке.

Щель можно рассматривать в качестве короткозамкнутого шлейфа, ограничивающего рабочий диапазон перехода сверху и снизу. Кратко рассмотрим механизм влияния шлейфа на функционирование устройства. На нижних частотах его входное сопротивление, приведенное к плоскости сочленения полосковой ЛП и TEM -волновода, имеет индуктивный характер и стремится к нулю при $f \rightarrow 0$. При этом происходит короткое замыкание металлических проводников TEM -волновода, которое выражается в росте коэффициента отражения перехода. Можно увеличивать индуктивность шлейфа, увеличивая размеры щели. При этом нижняя граница рабочего диапазона будет уменьшаться. Однако при этом одновременно уменьшается верхняя граничная частота.

Причина снижения верхней границы диапазона состоит в том, что в области щели полосковая ЛП имеет не два, а три проводника и, следовательно, в ней наряду с основной волной может

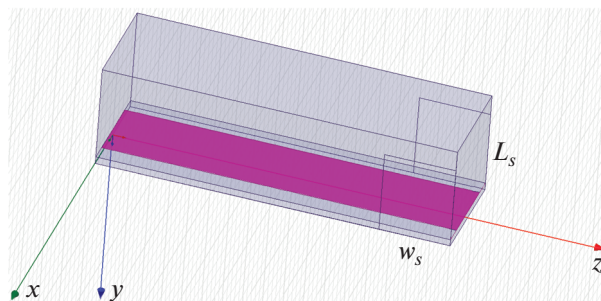


Рис. 9. Модель для численного исследования перехода с решетки полосковых ЛП на планарный рупор.

распространяться дополнительная паразитная волна. Волны трехпроводной линии исследованы в работе [9], где показано, что дополнительная волна является T -волной. Поэтому когда размеры щели становятся сравнимыми с половиной длины волны в свободном пространстве, в области щели создаются условия для возникновения резонанса паразитной волны. Их появление сопровождается ростом коэффициента отражения от перехода и ослеплением всей решетки в целом. Отметим, что на резонансе входное сопротивление шлейфа стремится к нулю, так же как и на низких частотах.

Задача численного исследования перехода состоит в определении параметров щели, обеспечивающих максимальное значение рабочего диапазона. На рис. 10 показана типичная частотная зависимость модуля коэффициента отражения перехода S_{11} , выраженного в децибелах. Она получена при $L_s = 15$, $w_s = 12$ (параметры $P_{x,y}, h$ были приведены в разд. 3).

На частоте 9 ГГц наблюдается резонанс, о котором мы говорили выше, а на низких частотах также видно увеличение коэффициента отражения, обусловленное уменьшением входного сопротивления щелевого шлейфа. На рис. 11 показано распределение модуля электрического поля на частоте резонанса. Видно, что энергия возбуждаемого колебания концентрируется в области щели. Важно, что она достаточно равномерно распределена в пределах волновода в отличие от собственной волны полосковой ЛП, поле которой преимущественно сосредоточено между полосковым проводником и нижним экраном. Такое распределение поля свидетельствует, что источником резонанса, который возникает в области щели, действительно является паразитная волна TEM -волновода, которая возникает в области щели.

Для определения граничных частот рабочего диапазона $f_{1,2}$ зададим допустимое значение ко-

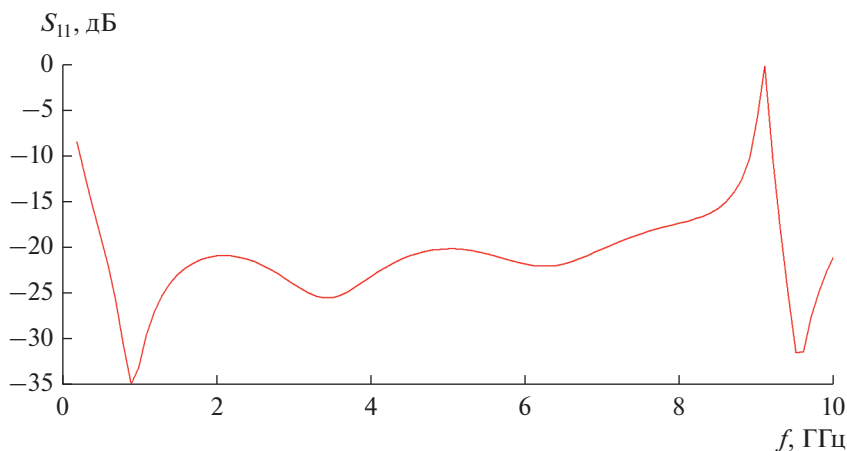


Рис. 10. Типовая частотная зависимость модуля коэффициента отражения перехода.

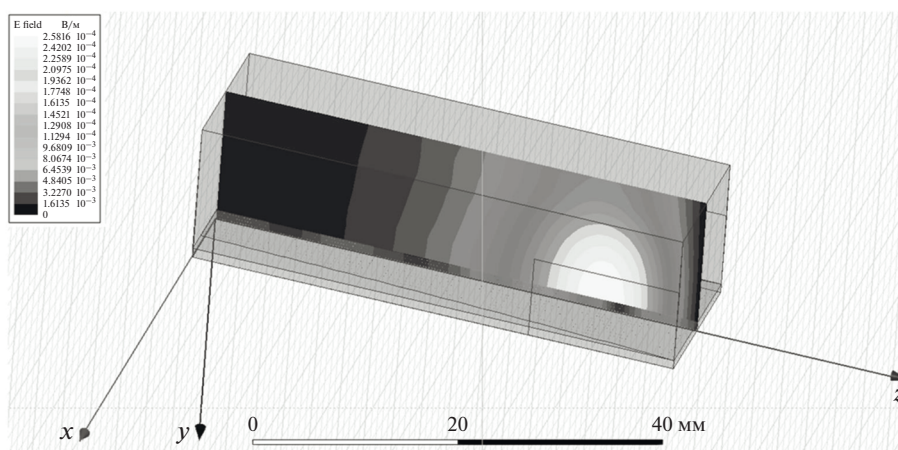


Рис. 11. Распределение интенсивности электрического поля в переходе на частоте резонанса.

эфициента отражения, равное 10 дБ. Диапазон D определим через отношение частот $f_{1,2}$:

$$D = f_2/f_1. \tag{3}$$

Расчеты частот $f_{1,2}$ и диапазона D проводили для $3 \leq L_s \leq 15$, $5 \leq w_s \leq 17$. Также было исследовано влияние относительной диэлектрической проницаемости подложки полосковой ЛП ϵ , которая принимала значения 1, 2, 4.

На рис. 12а показана зависимость частоты f_1 от длины L_s , полученная при $w_s = 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17$, $\epsilon = 2$. Аналогичная зависимость для частоты f_2 показана на рис. 12б. Видно, что условная длина щели L_s слабо влияет на верхнюю границу рабочего диапазона. При этом ее увеличение существенно снижает частоту f_1 . Отсюда следует вывод, что

максимальный диапазон D достигается при максимальном значении параметра L_s , равного P_y .

Для выбора параметра w_s рассмотрим зависимость от него диапазона D (рис. 13а) при $w_s = 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17$, $\epsilon = 2$. Видно, что кривые имеют максимум, расположенный в области $13 \leq w_s \leq 15$, поэтому, очевидно, именно в этой области следует выбирать размер щели w_s .

Также рассмотрим зависимость диапазона от параметра w_s при разных значениях проницаемости (рис. 13б): $\epsilon = 1, 2, 4$, $L_s = 15$. Видно, что увеличение диэлектрической проницаемости подложки существенно расширяет диапазон рабочих частот. Причины такого его поведения были пояснены выше.

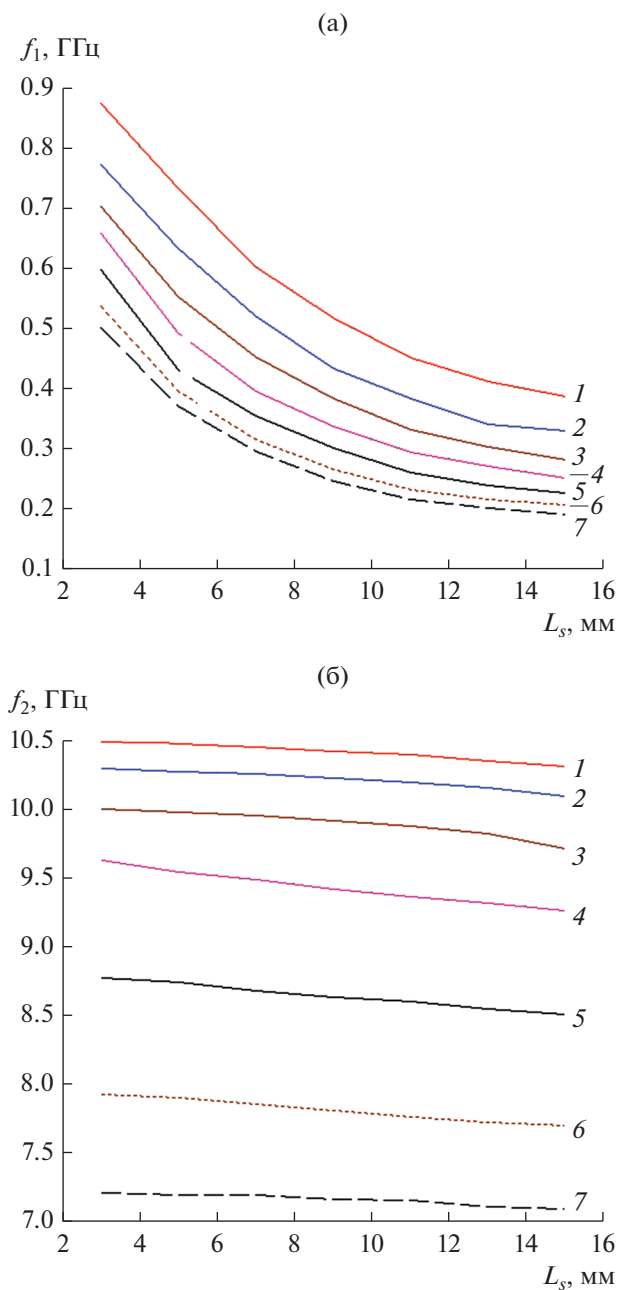


Рис. 12. Зависимость нижней (а) и верхней (б) частоты рабочего диапазона перехода от длины щели L_s при $w_s = 5$ (1), 7 (2), 9 (3), 11 (4), 13 (5), 15 (6), 17 (7), при $\varepsilon = 2$.

5. ПЛАНАРНЫЙ РУПОР

Синтез планарного рупора проводили по методике, представленной в [10]. Переход от характеристических сопротивлений к геометрическим размерам секций осуществлялся по формуле (1). Результаты синтеза – зависимость высоты секции h_m от ее номера $m = 1, 2, \dots, 21$ – показаны на

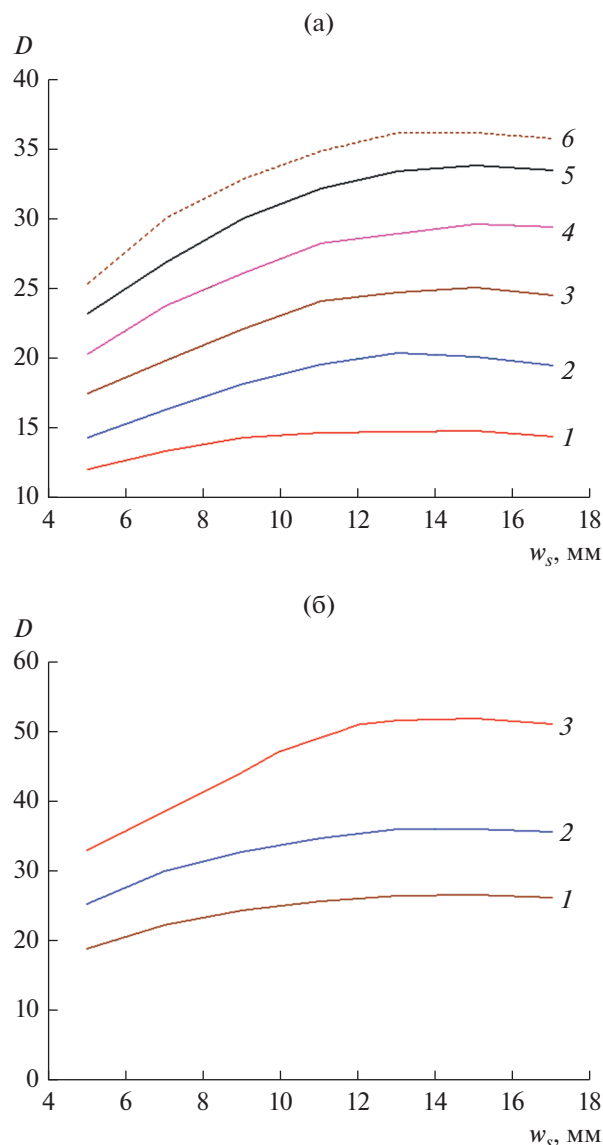


Рис. 13. Зависимость рабочего диапазона перехода от ширины щели w_s : а) при фиксированной $\varepsilon = 2$ и различной длине щели $L_s = 5$ (1), 7 (2), 9 (3), 11 (4), 13 (5), 15 (6), 17 (7), б) при фиксированной $L_s = 15$ и трех значениях проницаемости: $\varepsilon = 1$ (1), 2 (2), 4 (3) (б).

рис. 14. Максимальное значение коэффициента отражения в полосе пропускания рупора 0.155.

После синтеза рупора единственным неопределенным параметром структуры остается длина первой секции L_c . Для ее определения проводили расчеты матрицы рассеяния канала Флоке решетки в приближении теории ЛП СВЧ. На рис. 15а–15в показана частотная зависимость модуля коэффициента отражения структуры для $L_c = 1, 4, 7$. Видно, что характеристики решетки заметно улучшаются при уменьшении длины L_c . Полагать ее равной нулю нецелесообразно, так как это приведет к ро-

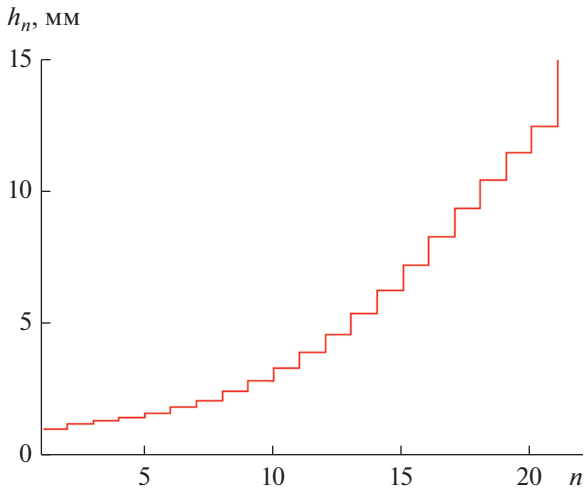


Рис. 14. Зависимость высоты сечения планарного рупора от номера сечения.

сту сопротивления рупора в месте его сочленения с полосковыми ЛП. Поэтому мы приняли этот параметр равным 1, т.е. малой, но конечной величине.

6. ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В РЕЖИМЕ СКАНИРОВАНИЯ

Были исследованы характеристики решетки при сканировании в двух главных плоскостях, которые обычно называют *E*- и *H*-плоскостями. Направление излучения из решетки описывается двумя углами сферической системы координат φ , θ : в *H*-плоскости $\varphi = 0$, а в *E*-плоскости $\varphi = 90^\circ$, угол θ увеличивали до тех пор, пока коэффициент отражения от входа решетки не достигал предельного уровня, 10 дБ.

На рис. 16 и 17 представлены частотные зависимости модуля коэффициента отражения, полученные для параметров, приведенных выше. Частотная зависимость на рис. 16 получена для синфазной решетки: $\theta = 0$. Зависимости на рис. 17а и 17б рассчитаны при сканировании в *H*- ($\varphi = 0$) и *E*-плоскости ($\varphi = 90^\circ$) соответственно, углы сканирования $\theta = 20^\circ$ и 40° .

Кривая на рис. 16 позволяет оценить качество описанной выше процедуры синтеза решетки. Следует отметить, что полученный диапазон рабочих частот, определяемый по уровню коэффициента отражения — 10 дБ, весьма близок к расчетному значению $D = 20$. Средний уровень пульсаций коэффициента отражения выше расчетного (см. рис. 15а) примерно на 2 дБ, что вполне допустимо, если учесть приближения, сделанные в ходе

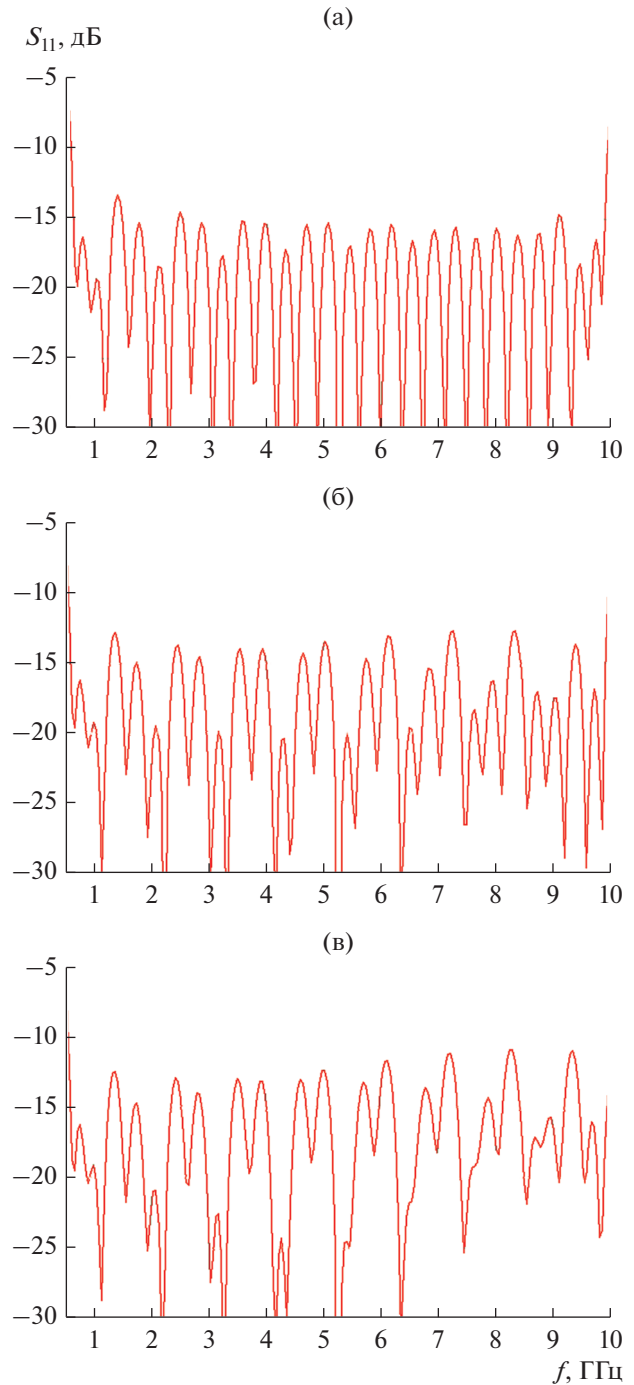


Рис. 15. Частотная зависимость модуля коэффициента отражения решетки при $L_c = 1$ (а), 4 (б) и 7 (в), рассчитанная в приближении теории ЛП СВЧ.

синтеза структуры. Увеличение угла сканирования θ ухудшает согласование решетки.

Отметим, что характеристики сканирования в двух главных плоскостях близки друг к другу (см. рис. 17а, 17б). Максимальный уровень пульсаций коэффициента отражения при $\theta = 40^\circ$ достигает пре-

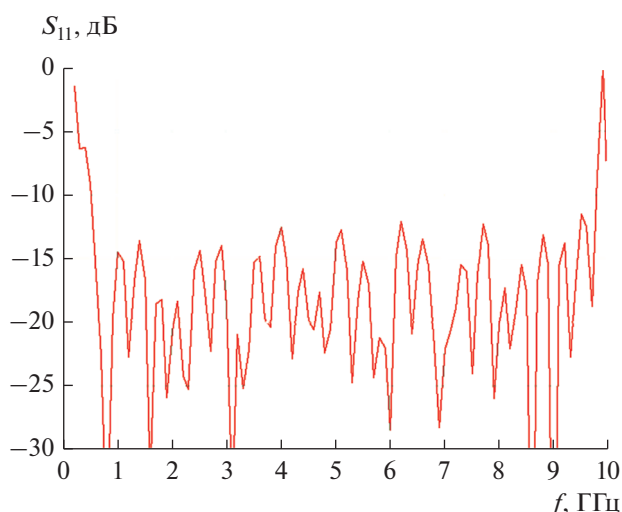


Рис. 16. Частотная зависимость модуля коэффициента отражения синфазной решетки при $\theta = 0$.

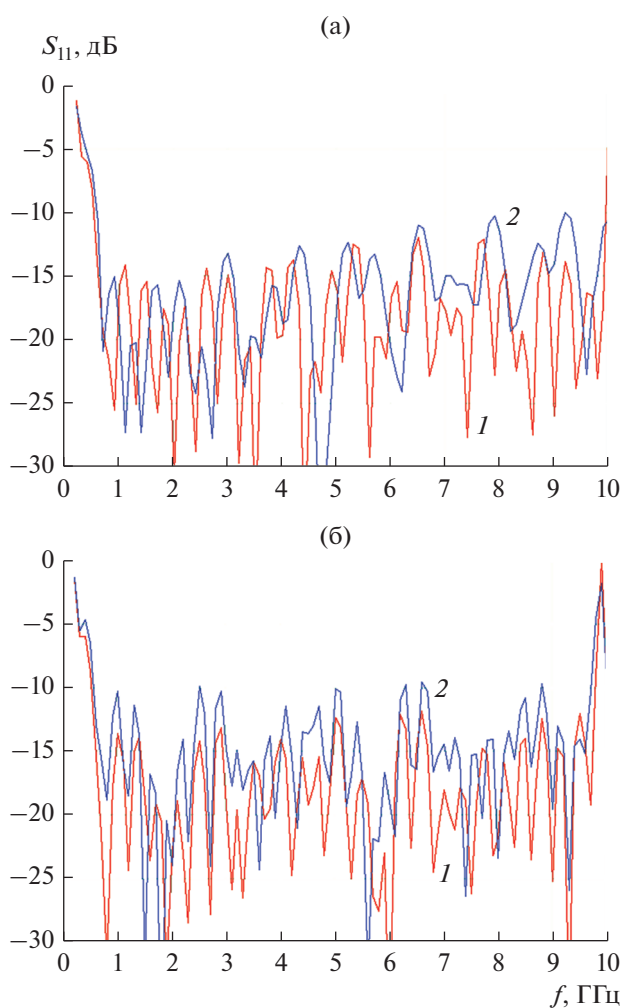


Рис. 17. Частотная зависимость модуля коэффициента отражения решетки при сканировании в H -плоскости, $\varphi = 0$ (а), и в E -плоскости, $\varphi = 90^\circ$ (б), при $\theta = 20^\circ$ (1) и 40° (2).

дельного значения 10 дБ как в E -, так и в H -плоскости, при $\theta < 40^\circ$ диапазон рабочих частот остается близким к 20.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленные в работе результаты проектирования и численного моделирования ДС АР позволяют утверждать, что предложенная схема построения СШП решетки может служить основой для создания широкоугольных антенн, функционирующих в диапазоне частот значительно превышающем 10. Полученный сектор сканирования, вероятно, может быть расширен путем более детального исследования и оптимизации конструкции АР. Следует также отметить, что результаты, полученные для основного элемента – перехода с ПЛ на планарный рупор, ограничивающего полосу рабочих частот, позволяют рассчитывать также на увеличение диапазона D . Однако необходимо иметь в виду, что его расширение потребует увеличения длины полосковых трансформаторов и планарного рупора, для того чтобы их диапазоны соответствовали диапазону перехода. Таким образом, платой за более широкую полосу являются увеличенные размеры решетки.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена за счет бюджетного финансирования в рамках государственного задания (тема 0030-2019-0014) и при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 18-07-00655 а).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Schaubert D., Kasturi S., Elsallal M.W., Van Cappellen W.* // Proc. EuCAP-2006. Nice (France), Nov. 2006. P. 1.
2. *Воскресенский Д.И., Котов Ю.В., Овчинникова Е.В.* // Антенны. № 11. 2005. С. 7.
3. *Holter H., Chio T., Schaubert D.H.* // IEEE Trans. 2000. V. AP-48. № 1. P. 122.
4. *Банков С.Е.* // Труды 4-й Всерос. микроволн. конф. Москва, ноябрь 2016. С. 265.
5. *Holter H., Chio T.-H., Schaubert D.H.* // IEEE Trans. 2000. V. AP-48. № 11. P. 1707.
6. *Банков С.Е., Калашин В.А., Неуен К.З.* // Труды 4-й Всерос. микроволн. конф. Москва, ноябрь 2016. С. 410.
7. *Acedo E., Garcia E., González-Posadas V. et al.* // IEEE Trans. V. AP-58. № 1. P. 68.
8. *Банков С.Е.* // РЭ. 2018. Т. 63. № 6. С. 524.
9. *Банков С.Е.* // Журн. радиоэлектроники. 2017. <http://jre.cplire.ru/jre/nov17/12/text.pdf>.
10. *Банков С.Е.* // РЭ. 2019. Т. 64. № 8. С. 741.
11. *Банков С.Е., Курушин А.А., Гутцайт Э.М.* Решение оптических и СВЧ задач с помощью HFSS. М.: Оркада, 2012.
12. *Амитей Н., Галиндо В., Ву Ч.* Теория и анализ фазированных антенных решеток. М.: Мир, 1974.