

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ
СИСТЕМЫ

УДК 621.3.095.222

ДВУХДИАПАЗОННАЯ НИЗКОПРОФИЛЬНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА
НА ОСНОВЕ ГИБРИДНОЙ МЕТАСТРУКТУРЫ СО СВОЙСТВАМИ
ИСКУССТВЕННОГО МАГНИТНОГО ПРОВОДНИКА И ЧАСТИЧНО
ОТРАЖАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ© 2022 г. А. Ю. Гринев^а, А. А. Измайлов^{а, б, *}, Г. А. Бейлис^б^а Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет),
Волоколамское шоссе, 4, Москва, 125993 Российская Федерация^б НПО “Алмаз” им. академика А.А. Расплетина,
Ленинградский просп., 80, корп. 16, Москва, 125190 Российская Федерация

*E-mail: yustas1993@yandex.ru

Поступила в редакцию 22.03.2022 г.

После доработки 17.04.2022 г.

Принята к публикации 25.04.2022 г.

Рассмотрена конфигурация двухдиапазонной антенной решетки с соотношением частот 1 : 3 на основе комплексирования с метаструктурами, обладающими свойствами искусственного магнитного проводника и частично отражающей поверхности, позволяющие снизить высоту профиля, уменьшить взаимовлияние диапазонов и сократить в два раза число элементов в высокочастотном диапазоне при сохранении радиотехнических характеристик.

DOI: 10.31857/S0033849422090054

ВВЕДЕНИЕ

Неизменной тенденцией развития теории и техники антенных систем (АС) бортовых многофункциональных радиоэлектронных комплексов, с различными функциями, является поиск и внедрение научно обоснованных технических решений, направленных на использование единой системы излучения в интересах нескольких радиотехнических систем [1]. Решение подобных задач, как правило, усложняется требованием минимизации габаритов. Одним из путей решения указанной проблемы является использование метаструктур, представляющих собой периодические, в общем случае многослойные структуры, свойства которых обусловлены типом элемента, периодом и их композицией.

Подходы к построению АС различных диапазонов, совмещенных в одной апертуре, рассмотрены, например, в [2–7]. В [2] приведены схемы совмещения и результаты анализа вибраторно-вибраторных и вибраторно-волноводных фазированных антенных решеток (ФАР), однако не рассматривается возможность комплексирования АС с метаструктурами, позволяющими улучшить радиотехнические характеристики, а также достоинства и особенности таких схем построения. Для низкопрофильных технических решений совмещения двух диапазонов предложены антенны на основе метаструктур со

свойством искусственного магнитного проводника (ИМП). Так, в [3] рассмотрено совмещение слаборазнесенных двухполяризационных антенн с полосой 15.6% ($f_0 = 2.4$ ГГц) и 9.3% ($f_0 = 5.36$ ГГц), высотой профиля $0.088\lambda_0$ на 2.4 ГГц, коэффициентом усиления 7.2 и 7.3 дБ соответственно и развязкой между портами не менее 20 дБ. Техническое решение основано на интеграции печатных антенн с метаструктурой со свойством ИМП на основе двухрезонансной печатной кольцевой периодической структуры. В [4, 5] предложены два варианта построения и функционирования совмещенной на одном полотне АС диапазонов очень высоких и ультравысоких частот (ОВЧ/УВЧ) с отношением частот 1 : 3, используя метаструктуру со свойством ИМП, позволяющую снизить высоту профиля АС до $0.098\lambda_{ОВЧ}$ и уменьшить взаимовлияние диапазонов. В [6] рассмотрена двухдиапазонная совмещенная АС, состоящая из двух печатных диполей, работающих в диапазоне 1.6...2.4 ГГц на ИМП-структуре, и 4×2 патч-излучателей, работающих в диапазоне 5.3...7.1 ГГц. Структура ИМП уменьшает высоту профиля АС и является полосно-пропускающим фильтром для ВЧ-диапазона.

В работе [7] наиболее наглядно демонстрируется достоинство АС на основе метаструктур, обладающих свойствами частично отражающей поверхности (ЧОП), если ограниченный сектор элек-

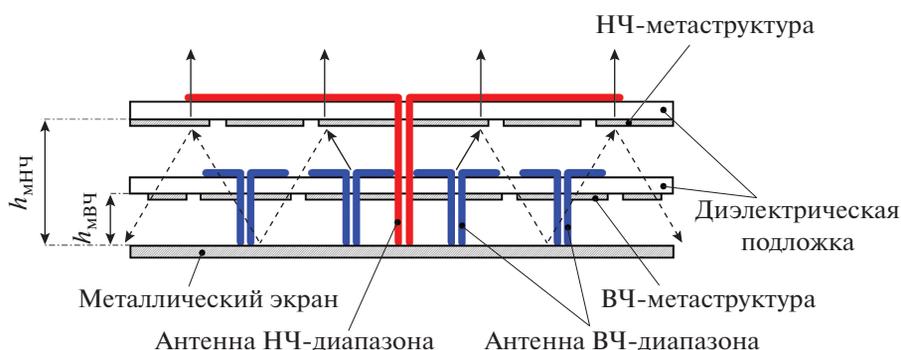


Рис. 1. Схема построения совмещенной АР на основе метаструктур со свойствами ИМП и ЧОП, $V_{\text{низ}}^{\text{ИМП}} \parallel \text{НЧ}^{\text{ИМП/ЧОП}}_{\text{верх}}$.

трического сканирования лучом $\pm 20^\circ$ не является препятствием — это реализация разреженных антенных решеток (АР) с подавлением дифракционных лепестков. Достоинством таких антенн являются: низкая цена, простота и технологичность конструкции, высокий коэффициент усиления (при разумном компромиссе с рабочей полосой частот), высокая апертурная эффективность.

В [8] приводятся результаты исследования двухдиапазонных двухполяризационных АС с высоким усилением для систем с синтезированной апертурой. Решение диктуется необходимостью уменьшения сложности фидерной системы, потерь, стоимости и массы. Принцип построения АС основан на двух отдельных планарных метаструктурах с ЧОП, размещаемых на оптимальных высотах $h_1 = 31$ мм и $h_2 = 17.1$ мм, выбранных в соответствии с двумя совмещаемыми диапазонами частот X (9.6 ГГц) и С (5.3 ГГц). Каждая из метаструктур образует соответствующие резонансные области. Каждая метаструктура (период $D = 15.4$ мм) должна удовлетворять условию: резонировать в одном частотном диапазоне с коэффициентом отражения 0.8...0.9 и быть практически прозрачной на другом. Проведение предварительного моделирования фрагмента совмещенной АС, состоящей из одноэлементной антенны С-диапазона и АР из 2×2 элементов с шагом 40 мм, показало, что, несмотря на увеличенный шаг, наличие метаструктуры с ЧОП приводит к подавлению дифракционного лепестка до уровня -15 дБ, при значении $G = 17.2$ дБ для С-диапазона и $G = 20.7$ дБ для X-диапазона. Подтверждена возможность электрического сканирования линейными АС 1×4 и 1×8 элементов с шагом 40 мм X-диапазона в секторе углов $\pm 15^\circ$; энергетическая эффективность АС 61.5 и 62% в С- и X-диапазонах соответственно. Комплексование метаструктур со свойствами ИМП (при необходимости уменьшения поперечных размеров) не обсуждается.

Цель статьи — рассмотреть конфигурацию двухдиапазонной антенной решетки с соотношением частот 1 : 3, используя метаструктуры, которые обладают свойствами искусственного магнитного проводника и частично отражающей поверхности и позволяют снизить высоту профиля до 0.1λ низкочастотного диапазона, уменьшить взаимодействие диапазонов и сократить в два раза число элементов в высокочастотном диапазоне при сохранении радиотехнических характеристик.

1. СХЕМА КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

На рис. 1 представлена схема построения совмещенной АР с применением гибридных метаструктур, обладающих свойствами ИМП и ЧОП. Для такой схемы совмещения введено обозначение $V_{\text{низ}}^{\text{ИМП}} \parallel \text{НЧ}^{\text{ИМП/ЧОП}}_{\text{верх}}$ исходя из принципов расположения АР НЧ-, ВЧ-диапазонов и метаструктур.

Для решения поставленной цели, используются две метаструктуры, расположенные на расстоянии $h_{\text{МНЧ}}$ и $h_{\text{МВЧ}}$ от металлического экрана.

Работоспособность совмещенной АР на основе предложенной схемы заключается в том, что НЧ-метаструктура для антенны НЧ-диапазона должна обладать свойствами ИМП (коэффициент отражения $|\Gamma| = +1$) для уменьшения высоты профиля АР и при этом для антенны ВЧ-диапазона быть частично отражающей поверхностью. В свою очередь, ВЧ-метаструктура должна обладать свойствами ИМП для антенны ВЧ-диапазона и быть прозрачной (иметь минимальное значение коэффициента отражения) для антенны НЧ-диапазона.

В работе проведено исследование АР со следующими параметрами: центральная частота АР НЧ-диапазона $f_{\text{НЧ}} = 2$ ГГц, полоса рабочих частот 40%; центральная частота АР ВЧ-диапазона

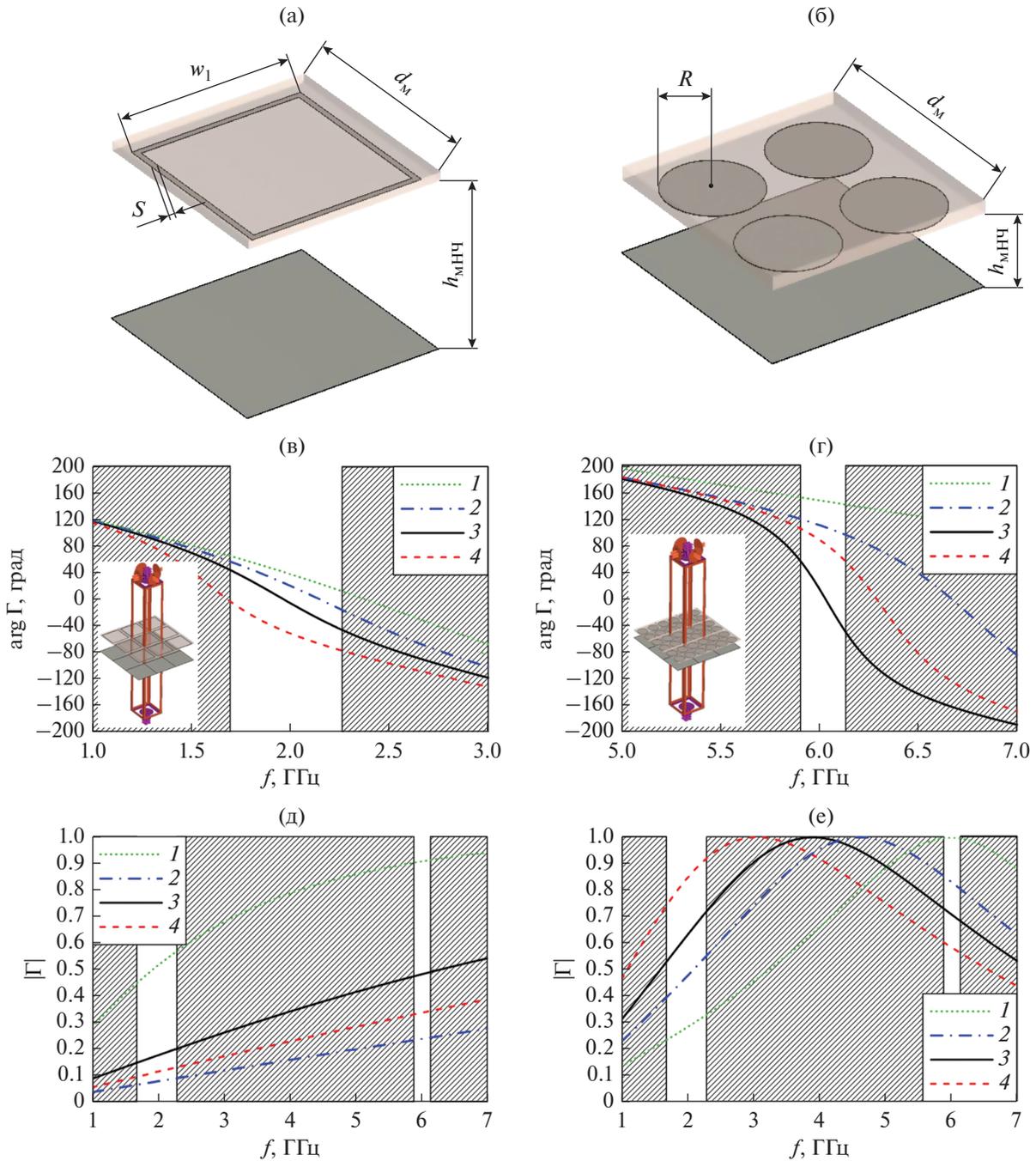


Рис. 2. Строение и характеристики предложенных метаструктур: НЧ-метаструктура (а) и ВЧ-метаструктура (б), темным цветом показана металлизация; фазы коэффициента отражения метаструктур (в, г) и модуль коэффициента отражения $|\Gamma|$ в свободном пространстве (д, е) при разных размерах металлического кольца: $w_1 = 12$ (1), 14 (2), 15 (3), 16 мм (4) (в, е), и радиуса $R = 3$ (1), 3.5 (2), 3.7 (3), 4 мм (4) (г, д).

$f_{ВЧ} = 6$ ГГц, полоса рабочих частот 15%; поляризация НЧ и ВЧ АР – линейная.

Для реализации совмещенной АР был проанализирован широкий спектр метаструктур и подобраны структуры (рис. 2а, 2б), удовлетворяющие необходимым для реализации требованиям.

НЧ-метаструктура представляет собой прямоугольное металлическое кольцо шириной w_1 , толщиной s и периодом d_m (рис. 2а). ВЧ-метаструктура представляет собой двумерную ячейку, состоящую из четырех круглых металлических дисков радиусом R (рис. 2б).

Функционирование АР (см. рис. 1) предъявляет следующие требования к коэффициенту отражения Γ метаструктур:

для НЧ-метаструктуры –

$$\begin{cases} -\pi/4 \leq \arg \Gamma \leq +\pi/4 & \text{для } F_{\text{НЧ}}; \\ 0.6 \leq |\Gamma| \leq 0.8 & \text{для } F_{\text{ВЧ}}, \end{cases} \quad (1)$$

для ВЧ-метаструктуры –

$$\begin{cases} -\pi/4 \leq \arg \Gamma \leq +\pi/4 & \text{для } F_{\text{ВЧ}}; \\ |\Gamma| \rightarrow 0 & \text{для } F_{\text{НЧ}}. \end{cases} \quad (2)$$

Выбранная целевая функция для оптимизации параметров НЧ- и ВЧ-метаструктур имеет вид

$$\Phi_{\text{НЧ}}(d_m, w_1, s, h_{\text{НЧ}}) = \sum_{f_m}^{\Delta F_{\text{НЧ}}} \alpha_1 [(|\arg \Gamma| - \pi/4)]^2 + \sum_{f_n}^{\Delta F_{\text{ВЧ}}} \beta_1 [|\Gamma| - 1]^2 + G_{\text{НЧ}}, \quad (3)$$

$$\begin{aligned} & \Phi_{\text{ВЧ}}(d_m, R, h_{\text{ВЧ}}) = \\ & = \sum_{f_n}^{\Delta F_{\text{ВЧ}}} \alpha_2 [(|\arg \Gamma| - \pi/4)]^2 + \sum_{f_m}^{\Delta F_{\text{НЧ}}} \beta_2 [|\Gamma|]^2 + G_{\text{ВЧ}}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2$ – весовые коэффициенты; f_m ($m = 1, 2, 3$) – средняя и крайние частоты в полосе $\Delta F_{\text{НЧ}}$; f_n ($n = 1, 2, 3$) – средняя и крайние частоты в полосе $\Delta F_{\text{ВЧ}}$; $G_{\text{НЧ}}, G_{\text{ВЧ}}$ – штрафные функции.

При этом решение находится из условия минимизации:

$$(d_m, w_1, s, h_{\text{НЧ}})_{\text{опт}} = \{(d_m, w_1, s, h_{\text{НЧ}}) : \min [\Phi_{\text{НЧ}}(d_m, w_1, s, h_{\text{НЧ}})]\}, \quad (5)$$

$$(d_m, R, h_{\text{ВЧ}})_{\text{опт}} = \{(d_m, R, h_{\text{ВЧ}}) : \min [\Phi_{\text{ВЧ}}(d_m, R, h_{\text{ВЧ}})]\}. \quad (6)$$

Весовые коэффициенты $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2$ в выражениях (3), (4) для определения параметров НЧ- и ВЧ-метаструктур получены из условий компромисса: НЧ-метаструктура должна обладать свойствами ИМП (коэффициент отражения $|\Gamma| = +1$) для уменьшения высоты профиля антенны НЧ-диапазона и при этом быть частично отражающей поверхностью для антенны ВЧ-диапазона; в свою очередь, ВЧ-метаструктура должна обладать свойствами ИМП для антенны ВЧ-диапазона и быть прозрачной (иметь минимальное значение коэффициента отражения) для антенны НЧ-диапазона. В результате имеем: $\alpha_1 = 0.43, \beta_1 = 0.66; \alpha_2 = 0.48, \beta_2 = 0.7$.

Стремление модуля фазы коэффициента отражения $|\Gamma|$ метаструктур к $\pi/4$ в выражениях (3), (4) диктуется выбором рабочей полосы метаструктур. В выражениях (1), (2) показано, что для обеспечения

коэффициента отражения от метаструктур $|\Gamma| = +1$ допускается использовать такие условия.

Оптимизация геометрических параметров НЧ- и ВЧ-метаструктур проводилась на основе симплекс-алгоритма Нелдера–Мида с применением канала Флоке.

На рис. 2а, 2б показаны НЧ- и ВЧ-метаструктуры, а также результаты моделирования фазы коэффициента отражения (рис. 2в, 2г) и модуля коэффициента отражения для метаструктуры без металлического экрана (рис. 2д, 2е).

Соответственно, получаем основные параметры выбранной структуры, отвечающие условиям (1), (2):

$$\begin{aligned} d_M &= 0.11\lambda_{\text{НЧ}} = 17 \text{ мм}, & w_1 &= 0.1\lambda_{\text{НЧ}} = 15 \text{ мм}, \\ R &= 0.025\lambda_{\text{НЧ}} = 3.7 \text{ мм}, \\ s &= 0.0033\lambda_{\text{ОВЧ}} = 0.5 \text{ мм}, \\ h_{\text{МНЧ}} &= 0.093\lambda_{\text{НЧ}} = 13.9 \text{ мм}, \\ h_{\text{МВЧ}} &= 0.037\lambda_{\text{НЧ}} = 5.5 \text{ мм}. \end{aligned}$$

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ДВУХДИАПАЗОННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Общий вид двухдиапазонной АР приведен на рис. 3а. Антенная решетка НЧ-диапазона представляет собой два печатных вибраторных излучателя, возбуждаемых синфазно и расположенных в Н-плоскости на расстоянии $D \approx \lambda_{\text{НЧ}}/2$ друг от друга для устранения резонансов метаструктуры и асимметрии в диаграмме направленности [5].

Антенная решетка ВЧ-диапазона состоит из четырех (2×2) печатных вибраторных излучателей, расположенных под АР НЧ-диапазона.

Для АР НЧ-диапазона выбрана диэлектрическая подложка Rogers 4350 толщиной $t = 0.762$ мм, $\epsilon = 3.66$, для АР ВЧ-диапазона – диэлектрическая подложка Arlon AD255С толщиной $t = 1.016$ мм, $\epsilon = 2.6$. Габариты двухдиапазонной антенной решетки: $L = W = 1.02\lambda_{\text{НЧ}} = 153$ мм.

Основные геометрические параметры АР НЧ- и ВЧ-диапазонов:

$$\begin{aligned} l_d &= 0.37\lambda_{\text{НЧ}} = 55.4 \text{ мм}, \\ D_{\text{НЧ}} &= 0.381\lambda_{\text{НЧ}} = 57.2 \text{ мм}, \\ w_d &= 0.051\lambda_{\text{НЧ}} = 7.63 \text{ мм}, \\ h_{\text{НЧ}} &= 0.1\lambda_{\text{НЧ}} = 15.5 \text{ мм}, \\ D_{\text{ВЧ}} &= 0.69\lambda_{\text{ВЧ}} = 34.6 \text{ мм}, \\ l_{d2} &= 0.22\lambda_{\text{ВЧ}} = 11 \text{ мм}, \\ h_{\text{ВЧ}} &= 0.043\lambda_{\text{НЧ}} = 6.5 \text{ мм}. \end{aligned}$$

На рис. 3б приведена геометрия делителя мощности двухдиапазонной АР. Делитель имеет микрополосковое исполнение, выполнен на ди-

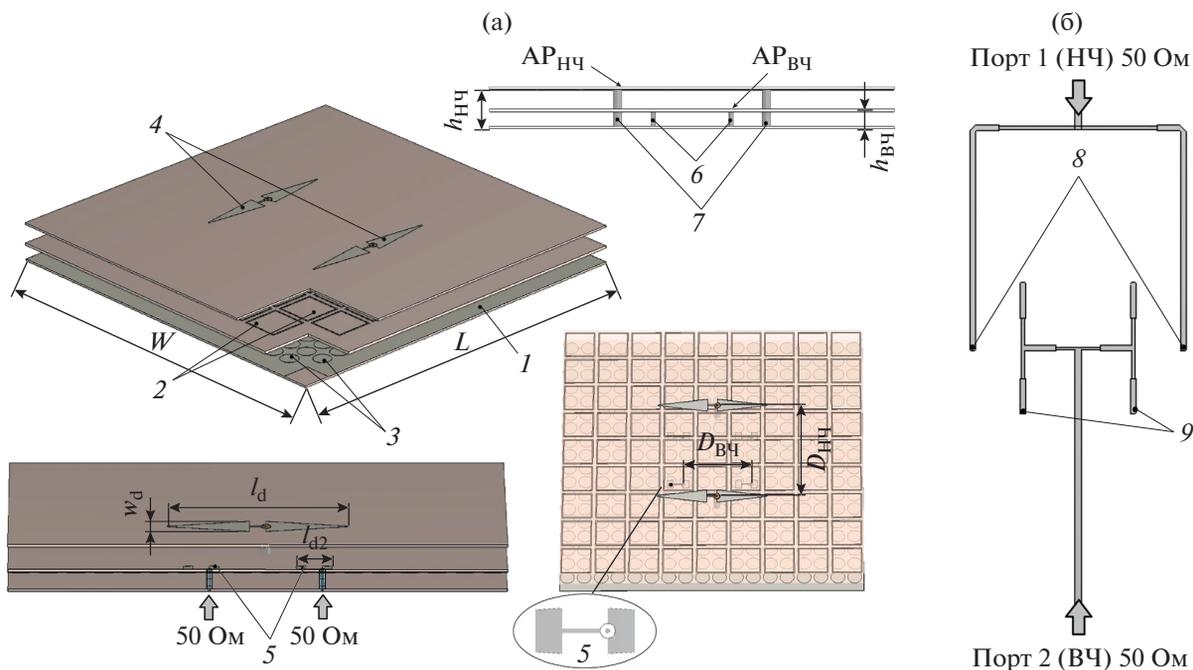


Рис. 3. Двухдиапазонная АР на основе метаструктур с ИМП и ЧОП (а) и делитель мощности двухдиапазонной АР (б): 1 – проводящий экран; 2 – НЧ-метаструктура; 3 – ВЧ-метаструктура; 4 – излучатели НЧ-диапазона; 5 – излучатели ВЧ-диапазона; 6 – коаксиальная система питания НЧ-диапазона; 7 – коаксиальная система питания ВЧ-диапазона; 8 – выходы на коаксиалы излучателей НЧ-диапазона; 9 – выходы на коаксиалы излучателей ВЧ-диапазона.

электрической подложке Rogers 4350 толщиной $t = 0.762$ мм с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 3.66$ и расположен под металлическим экраном. Делители мощности АР НЧ- и ВЧ-диапазонов представляют собой трехдецибелльные (3-дБ) делители, их выходы нагружены на вертикальные возбуждающие коаксиальные линии, концы коаксиальных линий соединены с излучателями.

Расчет двухдиапазонной АР проводили с использованием известной прикладной программы электродинамического моделирования, а достоверность результатов контролировали методом конечных разностей во временной области (КРВО). Отметим, что при расчете были использованы сетки разбиения из 16.8 млн прямоугольных ячеек.

На рис. 4а, 4б приведены зависимости коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входа АР НЧ-диапазона и значение развязки между АР НЧ- и ВЧ-диапазонов в НЧ-диапазоне. Величина коэффициента отражения $|\Gamma| < -10$ дБ (по уровню коэффициента стоячей волны по напряжению КСВН < 2), при этом рабочая полоса решетки составила $\sim 45\%$. Значение развязки в рабочем диапазоне не превышает -20 дБ.

На рис. 4в приведена зависимость КУ ($G(\theta = 0^\circ)$) от частоты без влияния АР и метаструктур ВЧ-диапазона и с присутствием АР ВЧ-диапазона. В рабочем диапазоне частот величина КУ ≥ 9 дБ. Снижение КУ вблизи частоты 1.6 ГГц обусловлено конечным размером экрана АР (L и W на рис. 3), а

в районе 2.8 ГГц – фазочастотными свойствами НЧ-метаструктуры.

Из графика видно, что присутствие ВЧ-метаструктуры и АР ВЧ-диапазона практически не оказывает влияния на характеристики АР НЧ-диапазона, тем самым подтверждается корректность выбора используемых элементов.

На рис. 5 приведены сечения ДН АР НЧ-диапазона в Е- и Н-плоскостях на центральной частоте 2 ГГц, без АР и метаструктуры ВЧ-диапазона и с учетом их влияния.

На рис. 6а, 6б приведены соответственно зависимости коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входа АР ВЧ-диапазона и развязки между АР ВЧ- и НЧ-диапазонов в ВЧ-диапазоне. Величина коэффициента отражения $|\Gamma| < -10$ дБ (по уровню коэффициента стоячей волны по напряжению КСВН < 2), при этом рабочая полоса решетки составила $\sim 18\%$. Значение развязки в рабочем диапазоне не превышает -20 дБ.

На рис. 6в приведена зависимость КУ от частоты без влияния АР и метаструктуры НЧ-диапазона и с присутствием АР и метаструктуры НЧ-диапазона. В рабочем диапазоне частот, величина КУ ≥ 8 дБ. Добавление в систему НЧ-метаструктуру со свойствами ЧОП (кривая 2) приводит к увеличению КУ вблизи центральной частоты 6 ГГц до 15 дБ, по сравнению с АР ВЧ-диапазона без НЧ-метаструктуры (кривая 1). Однако наблюдается сужение рабочей полосы частот, обусловленное ЧОП

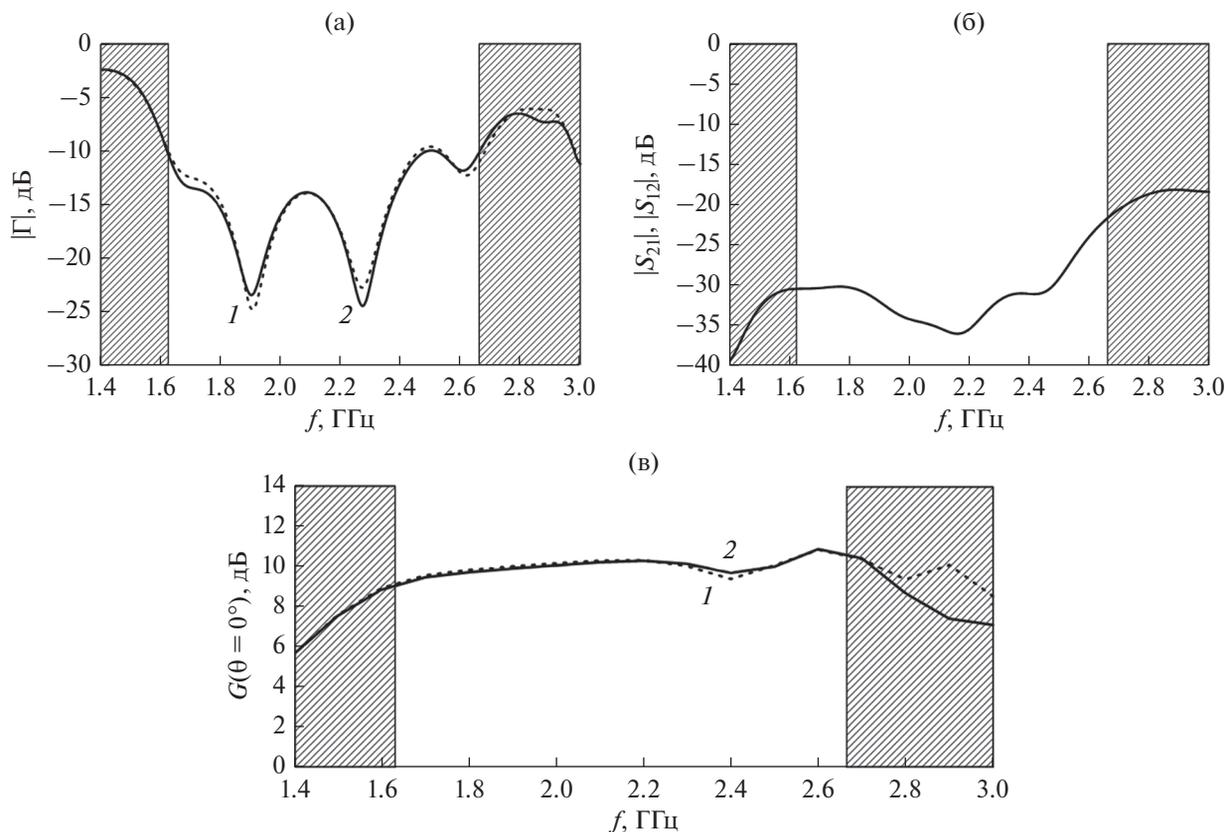


Рис. 4. Коэффициент отражения (а), S -параметры (б) и коэффициент усиления (в) двухдиапазонной АР в НЧ-диапазоне: кривая 1 – без АР ВЧ-диапазона и ВЧ-метаструктуры; кривая 2 – с АР ВЧ-диапазона и ВЧ-метаструктурой.

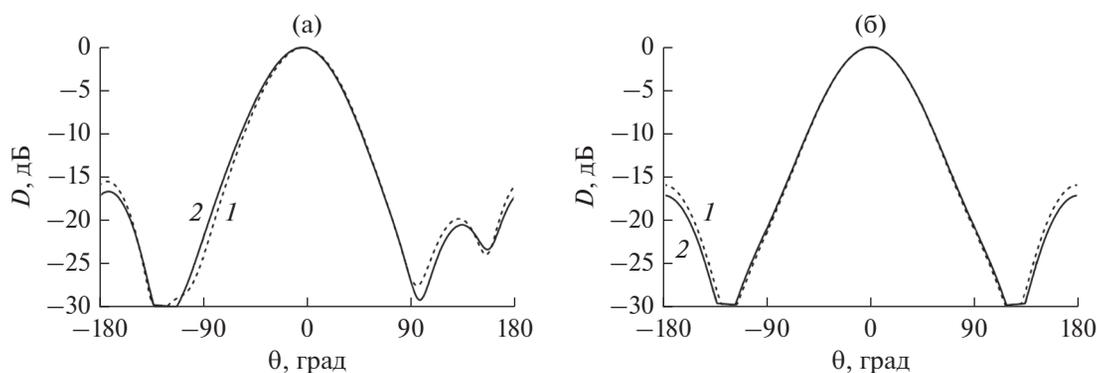


Рис. 5. Диаграмма направленности двухдиапазонной АР НЧ-диапазона в Е- (а) и Н-плоскости (б): кривая 1 – без АР ВЧ-диапазона и ВЧ-метаструктуры, кривая 2 – с АР ВЧ-диапазона и ВЧ-метаструктурой.

с $|\Gamma| \approx 0.7$ от НЧ-метаструктуры и свидетельствующее о переотражениях между НЧ-метаструктурой и металлическим экраном (рис. 1) [8].

Снижение КУ вблизи частоты 5.4 и 6.4 ГГц обусловлено расширением ДН из-за конечности апертуры АР, а также влиянием ослабленного поля на краях апертуры (рис. 8).

На рис. 7 показано распределение напряженности электрического поля E АР ВЧ-диапазона с использованием НЧ-метаструктур с ЧОП и без них. Равномерное распределение напряженности электрического поля E , возникающее на поверхности метаструктуры, приводит к увеличению эффективной площади АР и, как следствие, к ро-

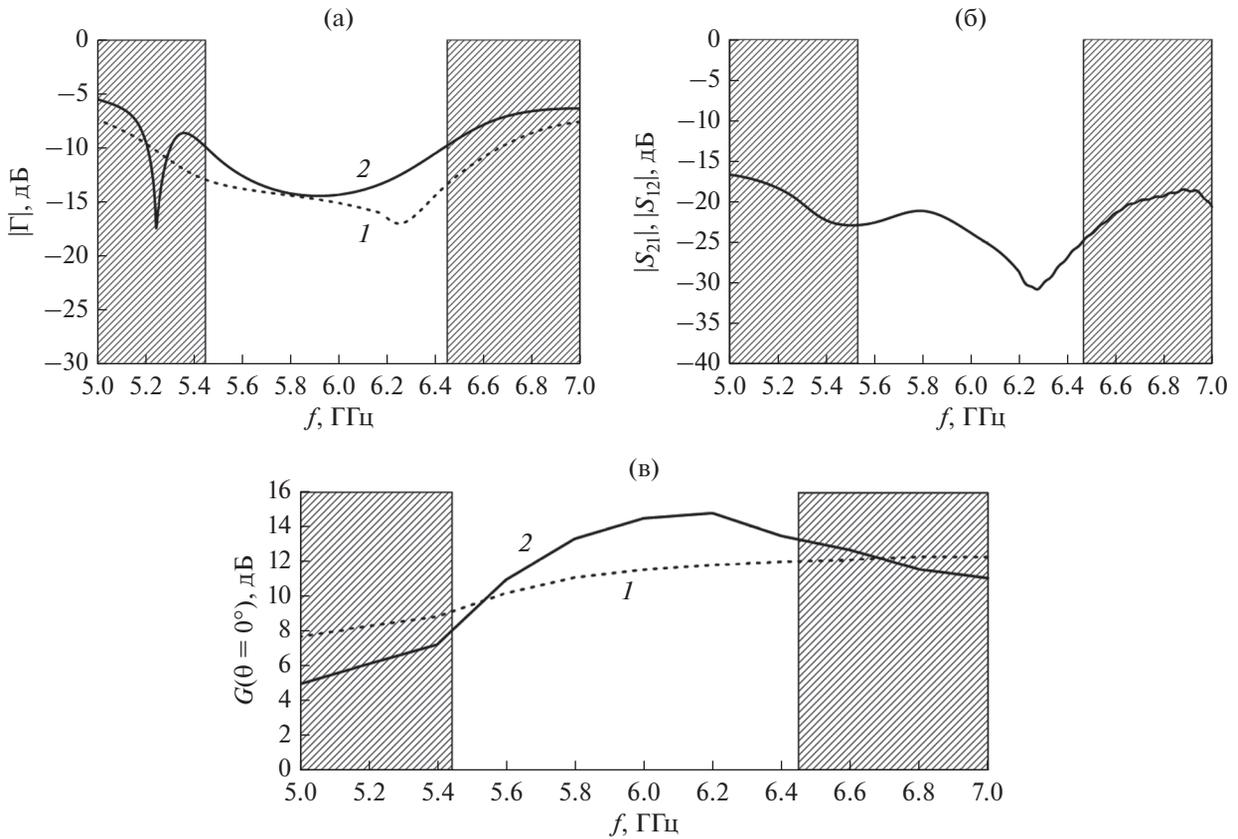


Рис. 6. Коэффициент отражения (а), S -параметры (б) и коэффициент усиления (в) двухдиапазонной АР в ВЧ-диапазоне: кривая 1 – без АР НЧ-диапазона и НЧ-метаструктуры; кривая 2 – с АР НЧ-диапазона и НЧ-метаструктурой.

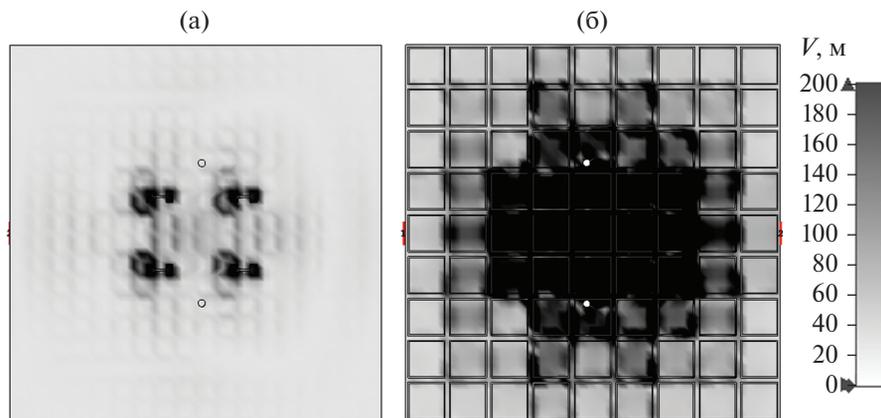


Рис. 7. Напряженность электрического поля E без НЧ-метаструктуры с ЧОП (а) и на поверхности НЧ-метаструктуры с ЧОП (б).

сту КУ АР ВЧ-диапазона, тем самым позволяя сократить количество излучателей АР.

На рис. 8 приведены ДН АР ВЧ-диапазона в E - и H -плоскостях на центральной частоте 6 ГГц без

АР и метаструктуры НЧ-диапазона и с учетом их влияния.

В табл. 1 приведены сравнительные характеристики трех схем совмещения АР НЧ- и ВЧ-диапазонов.

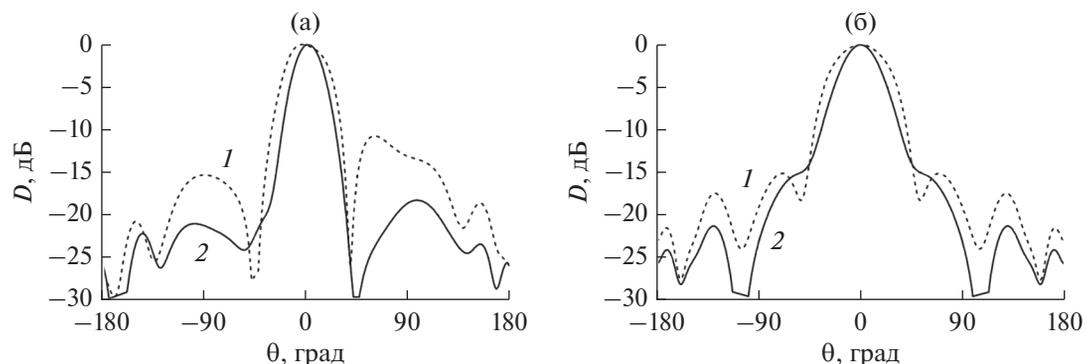


Рис. 8. Диаграмма направленности двухдиапазонной АР ВЧ-диапазона в Е- (а) и Н-плоскости (б): кривая 1 – без АР НЧ-диапазона и НЧ-метаструктуры, кривая 2 – с АР НЧ-диапазона и НЧ-метаструктурой.

Видно, что применение схемы $\text{ВЧ}_{\text{низ}}^{\text{ИМП}} \parallel \text{НЧ}_{\text{верх}}^{\text{ИМП/ЧОП}}$ дает выигрыш в числе излучателей АР ВЧ-диапазона по сравнению со схемами, представленными в [4, 5].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенное исследование показало, что построение совмещенной на одном полотне АР с отношением частот 1 : 3 и использованием метаструктур со свойством искусственного магнитного

проводника и частично отражающей поверхности позволяет снизить высоту профиля до $0.1\lambda_{\text{НЧ}}$ (на 62% по сравнению с классическим случаем совмещения вибраторно-вибраторных АР), получить высокие значения коэффициентов усиления и уменьшить число излучателей ВЧ-диапазона с коэффициентом децимации 1 : 2, за счет равномерного распределения напряженности электрического поля на поверхности НЧ-метаструктуры с ЧОП и ее возбуждения [9]. Представленное решение существенно упрощает компоновку фидерной системы,

Таблица 1. Сравнение схем совмещения АР на основе метаструктур

Литература	Типы схем совмещения	Высота профиля АР	G , дБ		$\Delta\omega_{3\text{дБ}}$, %	Развязка, дБ	Количество излучателей
			НЧ	ВЧ			
[4]	$\text{НЧ}_{\text{низ}} \parallel \text{ВЧ}_{\text{верх}}$	$0.17\lambda_{\text{НЧ}}$	НЧ	9...10.5	30	$S_{21} \leq -50$	2
			ВЧ	14...15	18	$S_{12} \leq -25$	8
[5]	$\text{ВЧ}_{\text{низ}} \parallel \text{НЧ}_{\text{верх}}$	$0.1\lambda_{\text{НЧ}}$	НЧ	8...10	40	$S_{21} \leq -40$	2
			ВЧ	14...15	18	$S_{12} \leq -20$	8
Данная работа	$\text{ВЧ}_{\text{низ}}^{\text{ИМП}} \parallel \text{НЧ}_{\text{верх}}^{\text{ИМП/ЧОП}}$	$0.1\lambda_{\text{НЧ}}$	НЧ	9...11	45	$S_{21} \leq -20$	2
			ВЧ	8...15	18	$S_{12} \leq -20$	4

уменьшает эффективное количество излучателей и при этом обеспечивает сохранность радиотехнических характеристик двухдиапазонной АР.

КОНФЛИКТ ИНТЕРЕСОВ

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Space Antenna Handbook / Ed. W. Imbriale, S. Gao, L. Voccia. Chichester: John Wiley & Sons, 2012. P. 744.
2. Пономарёв Л.И., Степаненко В.И. Сканирующие многочастотные совмещенные антенные решетки. М.: Радиотехника, 2009.
3. Zhai H., Zhang K., Yang S., Feng D. // IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett. 2017. V. 16. P. 2692.
4. Гринеv А.Ю., Измайлов А.А., Волков А.П. // Антенны. 2019. № 4. С. 20.
5. Гринеv А.Ю., Измайлов А.А. // РЭ. 2021. Т. 66. № 12. С. 1315.
6. Volkov A.P., Kakshin V.V., Grinev A.Yu. et al. // Microw. Opt. Technol. Lett. 2020. V. 62. № 10. P. 1.
7. Gardelli R., Albani M., Capolino F. // IEEE Trans. 2006. V. AP-54. № 7. P. 1979.
8. Qin F., Gao S., Luo Q. et al. // IEEE Trans. 2016. V. AP-64. № 7. P. 2914.
9. Измайлов А.А. Двухдиапазонная двухполяризационная антенная система авиационного мониторинга земной поверхности: дис. канд. техн. наук: М.: МАИ (НИУ), 2019. 145 с. https://www.mai.ru/events/defence/index.php?ELEMENT_ID=107718.