

Полуавтоматизированное проектирование двухдиапазонных антенн с концевым типом возбуждения для цифровых антенных решеток

С. А. Алексейцев, А. А. Колесников[✉], Ю. Н. Паршин

Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия

[✉] andrewkolesnikov091@gmail.com

Аннотация

Введение. В настоящее время вопрос реализации двухдиапазонного режима работы директорных дипольных антенн представлен широким рядом работ, практически все из которых посвящены изучению свойств классического диполя с центральным типом возбуждения. В то же самое время вопрос концевой возбуждения излучателей для двухдиапазонных директорных антенн остается открытым. Проектирование таких излучателей требует глубокого анализа с точки зрения разработки как математических, так и электродинамических моделей (топологий), соответствующих тактико-техническим требованиям современных цифровых антенных решеток. Компоновка излучателей с концевым возбуждением для двухдиапазонных приложений дает возможность решить ряд технологических задач, связанных с размещением дополнительных радиотехнических элементов на излучающем модуле.

Цель работы. Обоснование, в рамках системного подхода к проектированию антенных элементов и узлов, процедуры определения стартового облика возбудителя двухдиапазонной антенны, пригодной для полуавтоматизированного проектирования более сложных антенных систем, таких как фазированные антенные решетки и директорные антенны.

Материалы и методы. В рамках исследования для определения входного импеданса двухдиапазонной системы, состоящей из двух активных излучателей и двух пассивных директоров, используется метод наводимых электродвижущих сил. Модели двухдиапазонных директорных излучателей разработаны с применением пакета полноволнового электромагнитного моделирования CST Studio Suite 2021.

Результаты. В статье представлены результаты разработки процедур полуавтоматического проектирования антенн с двухдиапазонной функцией входного импеданса с учетом специфики электродинамического режима возбуждения линейных диполеподобных проводников источником с разнесенными в пространстве выходными клеммами. Проанализированы варианты и предложены пути реализации печатной компоновки антенны, выполненной на стандартных радиотехнических компонентах, подразумевающих серийное изготовление.

Заключение. На основе предложенных моделей могут быть спроектированы директорные, турникетные, кардиоидные антенны, а также антенные решетки.

Ключевые слова: излучатель дипольного вида, концевой тип возбуждения, директорная антенна, двухдиапазонный режим работы, полуавтоматическое проектирование

Для цитирования: Алексейцев С. А., Колесников А. А., Паршин Ю. Н. Полуавтоматизированное проектирование двухдиапазонных антенн с концевым типом возбуждения для цифровых антенных решеток // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 3. С. 30–41. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-30-41

Источник финансирования. Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-79-01093, <https://rscf.ru/project/23-79-01093/>.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 25.03.2024; принята к публикации после рецензирования 29.04.2024; опубликована онлайн 28.06.2024

Semi-Automatic Design of Dual-Band End-Fed Antennas for Digital Antenna Arrays

Sergey A. Alekseytsev, Andrey A. Kolesnikov✉, Yury N. Parshin

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

✉ andrewkolesnikov091@gmail.com

Abstract

Introduction. The topic of implementing a dual-band mode of operation for director dipole antennas is represented by a wide range of works, almost all of which are dedicated to studying the properties of a classic dipole. However, the issue of end excitation of radiators for dual-band director antennas remains open. The development of such radiators requires a deep analysis both from the point of view of developing mathematical and electrodynamics models, which corresponds to the tactical and technical requirements of modern digital antenna arrays.

Aim. To substantiate a procedure for determining the initial appearance of a dual-band antenna exciter from the standpoint of the systems approach to the design of antenna elements and nodes. This procedure is suitable for a semi-automated design of more complex antenna systems.

Materials and methods. As part of the research, the input impedance of a dual-band system consisting of two active radiators and two passive directors was determined using the method of induced electromotive forces (EMF). Models of dual-band director radiators were developed using the CST Studio Suite 2021 full-wave electromagnetic simulation.

Results. The results of developing procedures for a semi-automatic design of antennas with a dual-band function of input impedance are presented. Following a comparative analysis, approaches to implementing the printed layout of an antenna comprising standard radio engineering components, which imply serial production, are proposed.

Conclusion. The proposed models can be used when designing director, turnstile, and cardioid antennas, as well as antenna arrays. These designs are analogous to antennas based on a classic central excited dipole.

Keywords: dipole-type radiator, end-fed excitation, director antenna, dual-band operation mode, semi-automatic design

For citation: Alekseytsev S. A., Kolesnikov A. A., Parshin Yu. N. Semi-Automatic Design of Dual-Band End-Fed Antennas for Digital Antenna Arrays. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 3, pp. 30–41. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-30-41

Source of funding. The research was carried out with the support of a grant from the Russian Science Foundation No. 23-79-01093, <https://rscf.ru/project/23-79-01093/>.

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 25.03.2024; accepted 29.04.2024; published online 28.06.2024

Введение. В условиях совершенствования элементной базы фазированных антенных решеток были предложены и изучены различные компоновки излучающего элемента с целью повышения эффективности приемо-передающего тракта. Как правило, подавляющее большинство решений так или иначе подразумевает в качестве возбудителя использовать либо классический полуволновой диполь (в проволочном или печатном исполнении), либо патч-излучатель [1–3]. Данный выбор обусловлен приемлемым сочетанием электродинамических (входной

импеданс, частота поляризации, направленность) и массогабаритных параметров [4–6]. В то же самое время не прекращаются исследования в области различных модификаций этих классических решений, которые способны повысить электродинамический ресурс излучателя не за счет подводимой мощности, а за счет более высоких перечисленных характеристик. В том числе уделяется внимание проектированию многодиапазонных/широкополосных излучателей на базе цельной топологии с минимальными размерами [7–9].

В [10] представлена и проанализирована двухдиапазонная антенна для передачи данных Wi-Fi на двух центральных частотах 2.4 и 5 ГГц. В качестве возбудителя используется классическая компоновка из диполя и согласующе-симметрирующего устройства. Следует отметить, что, хотя в работе и показаны результаты согласования и направленности на двух центральных частотах, однако в модели и изготовленном прототипе имеется лишь одна пара плеч диполя. Авторы заявляют, что оптимизацией геометрических размеров печатной модели достигается двухдиапазонный режим работы антенны. Вероятно, на частоте 5 ГГц имеется излучение высших гармоник, что представляется не вполне оптимальным с точки зрения обеспечения качества сигнала.

В [11] предлагается двухдиапазонный широкополосный печатный диполь с одним каналом питания для приложений базовых станций, ширина полосы частот по модулю коэффициента отражения -10 дБ составляет 36.7 % (690...1000 МГц) и 47.3 % (1710...2770 МГц) для нижнего и верхнего диапазонов соответственно. Сама топология представляет собой достаточно простое построение, использующее отрезки прямоугольных полосков без закруглений и плавных переходов.

Следует заметить, что плечи диполя под верхний и нижний диапазоны расположены в пространстве по типу монополя, т. е. представляют собой "отростки" полосковых линий от осевого проводника. Данный конструктив весьма оригинален и позволяет обеспечить согласование с питающим фидером в двух непересекающихся полосах частот. Недостатком данного подхода является сложность

воспроизведения методики проектирования при системном подходе.

В данной статье представлены результаты разработки процедуры полуавтоматического проектирования двухдиапазонных излучателей дипольного вида с концевым типом возбуждения. Данные результаты являются продолжением исследований авторов в этой области.

Материалы и методы. Модель возбудителя. На рис. 1 показаны возможные способы возбуждения излучателей дипольного вида.

За основу последующего процесса проектирования возбудителя двухдиапазонной антенны используем режим, когда возбуждение осуществляется пространственно разнесенными выходными клеммами генератора (рис. 1, б). Для обеспечения двухдиапазонного режима используем двухдипольную компоновку (рис. 2).

Если в восьмиполусной схеме с двумя пассивными токнесущими проводниками клеммное напряжение на двух парах полюсов принять равным нулю, поскольку они (директоры) являются короткозамкнутыми посередине проводниками, то входной импеданс системы, приведенный к отождествленным парам полюсов, будет записан следующим образом:

$$Z_{\text{вх}} = \left(-Z_{21}^2 Z_{43}^2 + Z_{33} Z_{44} Z_{21}^2 - 2Z_{44} Z_{21} Z_{31} Z_{32} + 2Z_{21} Z_{31} Z_{42} Z_{43} + 2Z_{21} Z_{32} Z_{41} Z_{43} - 2Z_{33} Z_{21} Z_{41} Z_{42} - Z_{31}^2 Z_{42}^2 + Z_{22} Z_{44} Z_{31}^2 \right) / \left(2Z_{22} Z_{43}^2 - 2Z_{21} Z_{43}^2 + 2Z_{33} Z_{42}^2 + 2Z_{32}^2 Z_{44} + 2Z_{21} Z_{33} Z_{44} - 2Z_{22} Z_{33} Z_{44} - 2Z_{31} Z_{32} Z_{44} + 2Z_{31} Z_{42} Z_{43} + 2Z_{32} Z_{41} Z_{43} - 2Z_{33} Z_{41} Z_{42} - 4Z_{32} Z_{42} Z_{43} \right) +$$

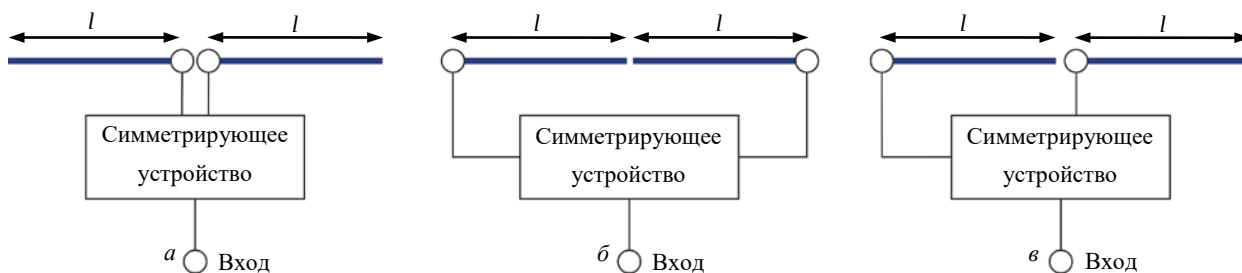


Рис. 1. Варианты возбудителей дипольных директорных антенн: а – с центральным питанием; б – с концевым; в – с центрально-концевым

Fig. 1. Variants of excitors for dipole director antennas: а – with central; б – with end; в – with central-end feeding

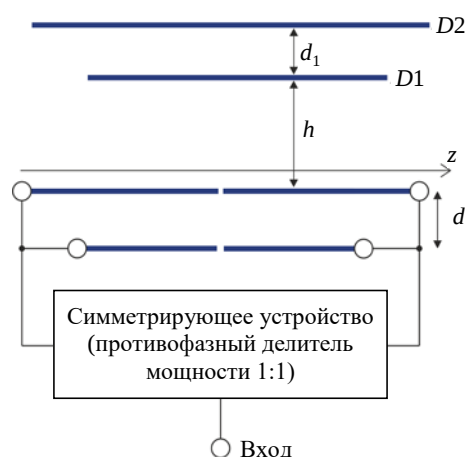


Рис. 2. Схема двухдиапазонного возбуждателя с двумя директорами

Fig. 2. Schematic diagram of a dual-band exciter with a pair of directors

$$\begin{aligned}
 & + (2Z_{31}Z_{32}Z_{41}Z_{42} - 2Z_{22}Z_{31}Z_{41}Z_{43} - \\
 & - Z_{32}^2Z_{41}^2 + Z_{11}Z_{44}Z_{33}^2 - 2Z_{11}Z_{32}Z_{42}Z_{43} + \\
 & + Z_{22}Z_{33}Z_{41}^2 + Z_{11}Z_{33}Z_{42}^2 + Z_{11}Z_{22}Z_{43}^2 - \\
 & - Z_{11}Z_{22}Z_{33}Z_{44}) / (2Z_{22}Z_{43}^2 - 2Z_{21}Z_{43}^2 + \\
 & + 2Z_{33}Z_{42}^2 + 2Z_{32}^2Z_{44} + 2Z_{21}Z_{33}Z_{44} - \\
 & - 2Z_{22}Z_{33}Z_{44} - 2Z_{31}Z_{32}Z_{44} + 2Z_{31}Z_{42}Z_{43} + \\
 & + 2Z_{32}Z_{41}Z_{43} - 2Z_{33}Z_{41}Z_{42} - 4Z_{32}Z_{42}Z_{43}). \quad (1)
 \end{aligned}$$

На данном этапе входными параметрами для определения стартового облика возбуждателя являются длины диполей, длины директоров и межэлементные расстояния. Именно от этих параметров зависит функция входного импеданса системы. Характерные для данной компоновки частотные зависимости модуля коэффициента отражения представлены на рис. 3. Здесь для при-

мера приведены два графика для различных соотношений длин низкочастотного и высокочастотного излучателей: $a - l_1/l_2 = 1.15$; $b - l_1/l_2 = 1.12$. Здесь l_1 – длина плеча низкочастотного диполя; l_2 – длина плеча высокочастотного диполя.

Важно отметить, что не для всех желаемых частот согласования в данном наборе параметров возможна сходимость процесса двухцелевой параметрической оптимизации. Это обусловлено тем, что функция входного импеданса (1) схемы (рис. 2) может не иметь локальных минимумов для определенных значений параметров. Учитывая этот факт, набор параметров для оптимизации следует дополнять параметрами симметрирующего устройства.

Параметры d (расстояние между излучателями) и h (расстояние между излучателем и первым директором) (рис. 2) имеют наибольшее влияние на коэффициент отражения, так как они определяют электродинамический режим возбуждателя. На рис. 4 проиллюстрировано влияние данных параметров на коэффициент отражения излучателя.

Далее на рис. 5 представлены графики зависимостей коэффициента направленного действия (КНД) от тех же параметров. При изменении значений h и d происходит сдвиг резонансных частот, аналогично рис. 3. Для оценки характеристик направленности целесообразно выбрать некоторые фиксированные значения. В данном случае выбраны центральные частоты рабочих (верхнего и нижнего) диапазонов, изображенных на рис. 3, a .

Модель излучающих плеч диполя. Для унификации формы излучателей для последующе-

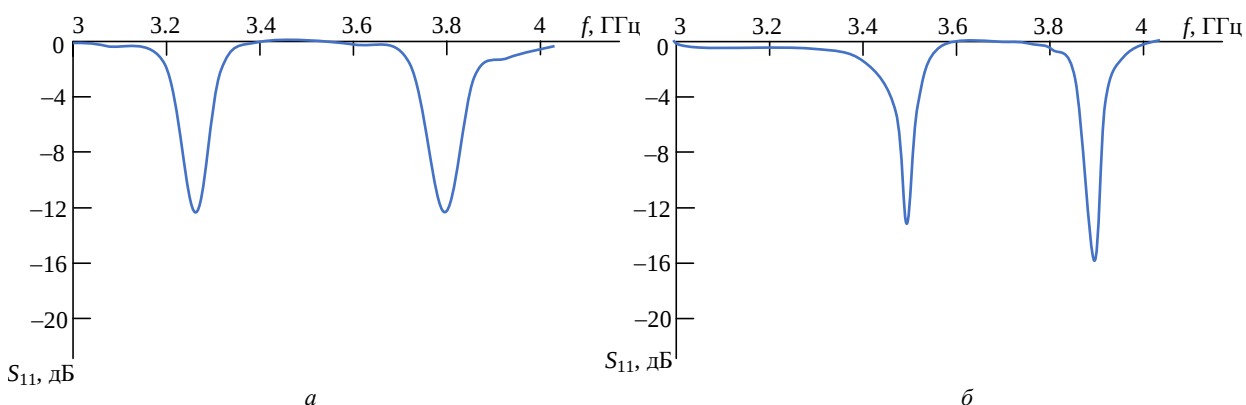


Рис. 3. S-параметры двухдиапазонной компоновки излучателей с "землей": $a - l_1/l_2 = 1.15$; $b - l_1/l_2 = 1.12$

Fig. 3. S-parameters of a dual-band radiator configuration with "ground": $a - l_1/l_2 = 1.15$; $b - l_1/l_2 = 1.12$

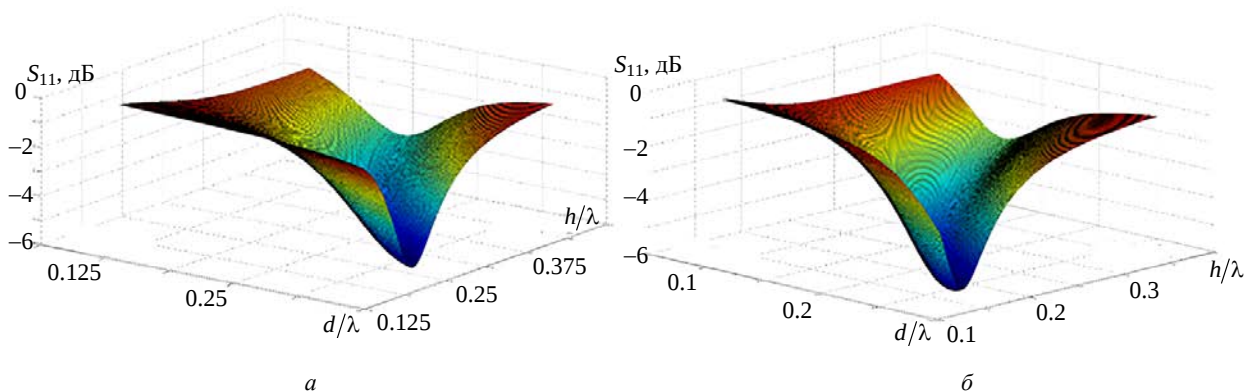


Рис. 4. Модуль коэффициента отражения при вариации значений h и d : a – на верхней частоте; b – на нижней частоте
Fig. 4. Reflection coefficient module at different values of h and d : a – at the upper; b – at the lower frequency

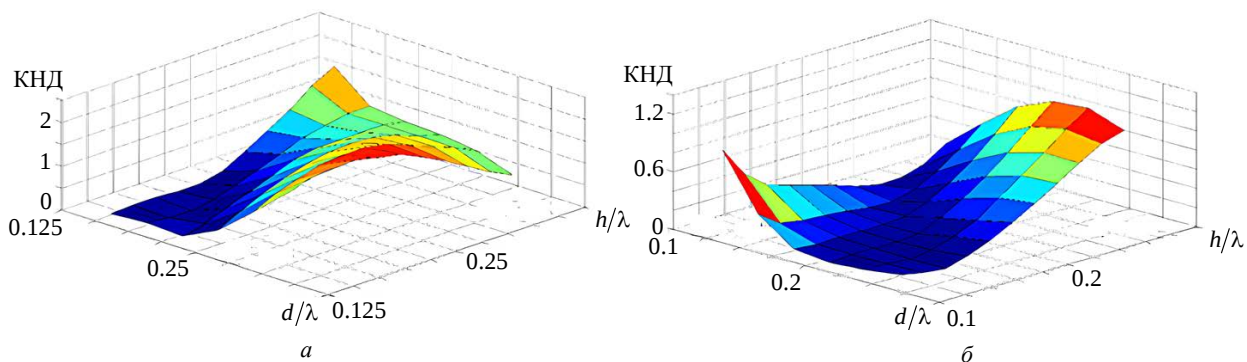


Рис. 5. КНД при вариации значений h и d : a – на верхней частоте; b – на нижней частоте
Fig. 5. Directivity at different values of h and d : a – at the upper; b – at the lower frequency

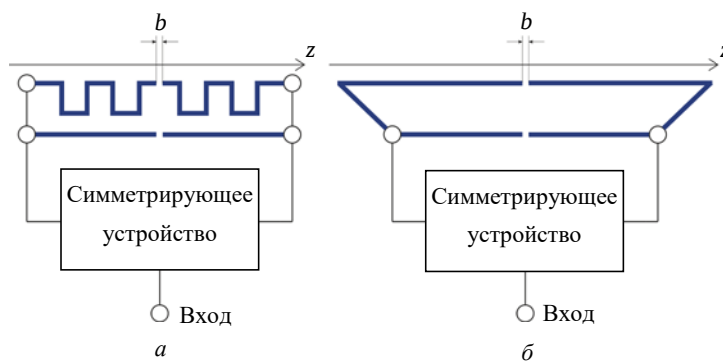


Рис. 6. Варианты исполнения низкочастотного возбуждателя с концевым питанием:
 a – в форме меандра; b – в прямолинейной форме

Fig. 6. Designs of a low-frequency end-fed radiator: a – in the meander; b – linear waveforms

го их интегрирования в схему с согласующим устройством необходимо проанализировать и найти наиболее пригодную их форму с точки зрения оптимального соотношения излучающих и массогабаритных характеристик. На рис. 6 представлены два варианта исполнения низкочастотного диполя, которые не искажают характеристику поля в дальней зоне. Здесь следует отметить, что сигнал подается к удаленным точкам плеч диполя, а центральный

зазор не содержит каких-либо источников электродвижущей силы.

Исполнение проводника в форме меандра позволяет при сохранении согласования и направленности [12] обеспечить меньший поперечный размер излучателя, что оказывается существенным при сборке таких излучателей в линейную антенную решетку.

На рис. 7 показано сравнение распределения амплитуды поверхностного тока проводи-

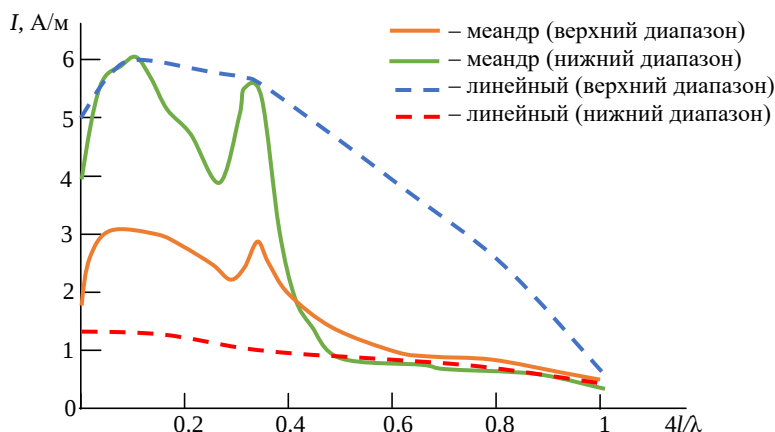


Рис. 7. Амплитуда поверхностного тока линейного печатного проводника и меандра

Fig. 7. Surface current amplitude of the linear conductor and the meander

мости на прямолинейном проводнике и меандре. Как можно видеть, форма распределения амплитуды тока по меандру достаточно сильно отличается от синусоидальной для линейного проводника, однако, как и в классическом решении, вблизи точек питающих клемм наблюдается максимум интенсивности тока, спадающий к смежным концам. На представленной зависимости I – длина одного плеча диполя.

Данные соотношения и позволяют получать поле меандра в дальней зоне, схожее с полем линейного диполя. Приведем сечения диаграммы направленности излучателя в виде меандра в плоскостях E и H при коэффициенте разноса частот $k=1.5$ (рис. 8). Данные рисунки приведены для излучателя в форме меандра и с использованием печатного симметрирующего устройства, также выполняющего функ-

ции рефлектора, геометрия которого будет рассмотрена далее.

Модель симметрирующего устройства. Ключевым элементом схемы двухдиапазонного излучателя, будь то дипольного или других видов, является симметрирующее устройство. К нему предъявляются требования частотной совместности с излучающими элементами, его собственное излучение должно быть минимизировано на частотах настройки излучателей, им должна быть обеспечена трансформация импедансов на желаемых частотах либо в полосе частот, и, наконец, его массогабаритные характеристики должны удовлетворять тактико-техническим характеристикам всего антенного модуля. Предполагая, что желаемые частоты равны f_1 и f_2 , приведем обобщенную схему системы симметрирующего устройства и излучателей с концевым питанием (рис. 9).

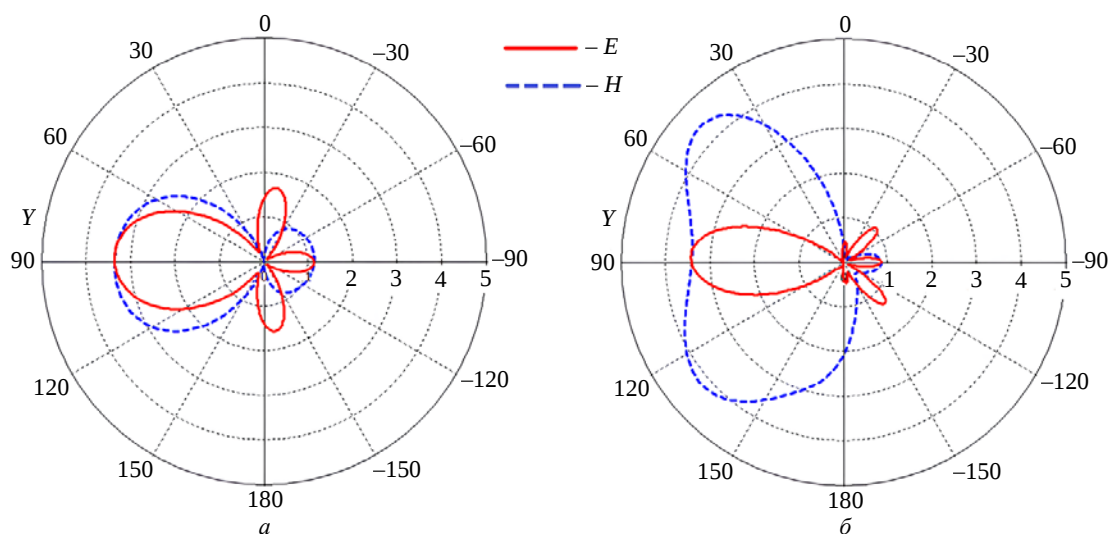


Рис. 8. Сечения ДН поля меандрового излучателя на нижней (а) и верхней (б) частотах

Fig. 8. Cross-sections of the meander waveform at the lower (a) and upper (б) frequencies

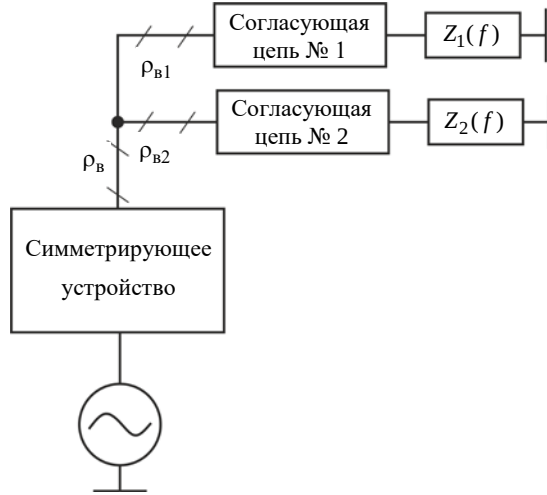


Рис. 9. Обобщенная схема системы симметрирующего устройства и излучателей с концевым питанием

Fig. 9. Schematic view of a system of a balancing unit and end-fed radiators

Далее, исходя из задачи двухдиапазонного режима работы, можно записать систему требований, которые должны выполняться в данной модели. Во-первых, входной импеданс $Z_{BX i}$ каждого излучателя с концевым возбуждением, где $i \in 1 \dots 2$, должен быть согласован с основной схемой на i -й частоте. Во-вторых, исключение паразитного излучения на неактивном излучателе с концевым возбуждением определяется удовлетворением системе взаимных условий:

$$\begin{cases} Z_{BX1}(f_1) = \infty (XX), \\ Z_{BX2}(f_2) = \infty (XX). \end{cases} \quad (2)$$

Слово "неактивный" употребляется для обозначения излучателя другого частотного диапазона. Иными словами, при возбуждении системы на нижней частоте неактивным будет высокочастотный диполь, и наоборот.

Выполнение требований (2) является основополагающим условием при решении задачи проектирования двухдиапазонного излучателя. Следует отметить, что выполнение одних лишь условий

$$\begin{cases} Z_{BX1}(f_1) = \rho_{B1}, \\ Z_{BX2}(f_2) = \rho_{B2}, \end{cases}$$

хотя и является достаточным для двухдиапазонного режима излучения, однако не гаранти-

рует при известных диаграммах направленности отдельных излучателей контроль характеристик направленности всей системы.

Результаты. Применение дипольных излучателей с разнесенными клеммами питания на значительное расстояние открывает широкие возможности для использования разнообразных симметрирующих устройств. В статье представлены печатные симметрирующие устройства, позволяющие разрабатывать новые конфигурации двухдиапазонных директорных антенн с улучшенными технологическими характеристиками сборки.

Шлейфный делитель мощности. В [13] представлена схема симметрирующего устройства для двухдиапазонного применения, в которой используется шлейфный делитель мощности, с выходов которого снимаются противофазные сигналы. Схема симметрирующего устройства показана на рис. 10.

Представленная компоновка симметрирующего устройства подходит для возбуждения излучателей с концевым возбуждением, поскольку его противофазные выходы находятся на расстоянии, сравнимом с длиной волны центральной частоты рабочего диапазона.

Электродинамическая модель двухдиапазонной директорной антенны, разработанная на основе представленного симметрирующего устройства, а также частотные характеристики модуля коэффициента отражения приведены на рис. 11. В данной и следующей моделях антен-

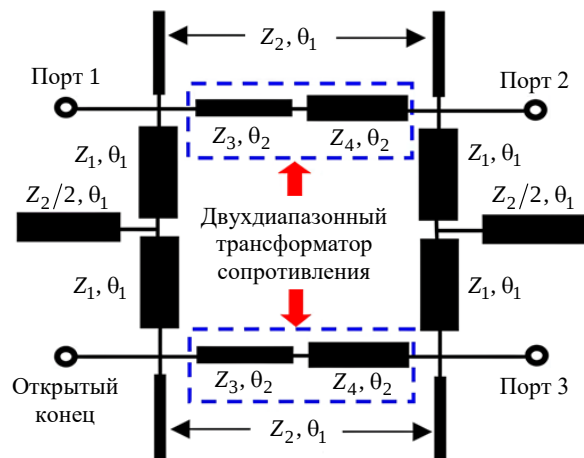


Рис. 10. Эквивалентная схема противофазного шлейфного делителя мощности

Fig. 10. Equivalent circuit of an out-of-phase stub power divider

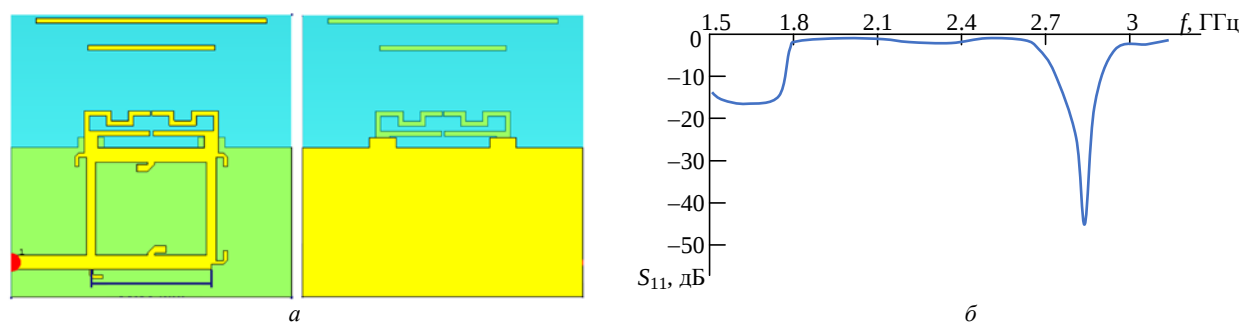


Рис. 11. Топология двухдиапазонной директорной антенны со шлейфным делителем мощности (а) и частотная зависимость модуля коэффициента отражения по входу (б)

Fig. 11. Topology of dual-band director antenna with stub divider (a) and frequency dependence of reflection coefficient (б)

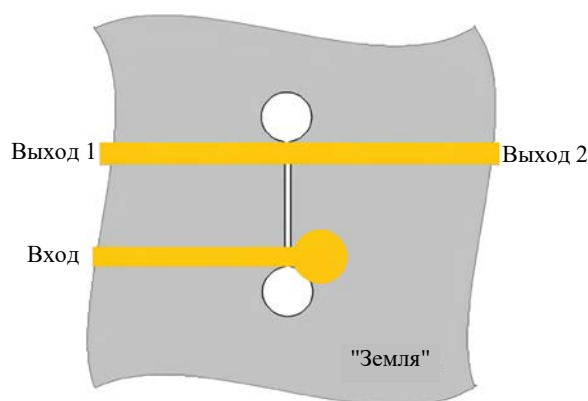


Рис. 12. Противофазный щелевой делитель мощности

Fig. 12. Out-of-phase slotted power divider

ны два излучателя: один – низкочастотный (меандр), другой – высокочастотный.

Щелевой делитель мощности. Делитель мощности, представленный в [14] и изображенный на рис. 12, обеспечивает равномерное противофазное деление мощности благодаря возбуждению щели в заземленном экране и симметричному расположению выходных несимметричных полосковых линий (НСПЛ)

относительно этой щели. Внешний экранирующий провод кабеля (оплетка) соединяется с заземленной металлизацией с обратной стороны подложки. Такая конструкция позволяет образовать пару несимметричных полосковых линий, направляющих мощность от источника сигнала через щелевой делитель на плечи излучателей с концевым питанием.

Электродинамическая модель двухдиапазонной директорной антенны, разработанная на основе представленного симметризирующего устройства, и частотные характеристики модуля коэффициента отражения представлены на рис. 13. В данной и следующей моделях высота ступени меандра равна 4.57 мм, а длина 4.41 мм.

Делитель мощности на НСПЛ с общей "землей". Противофазный делитель мощности, представленный в [15] и изображенный на рис. 14, представляет собой широкополосное устройство с перекрытием рабочих диапазонов частот в 3 раза. Его основу составляет использование двух диэлектрических плат с общей "землей" для верхней и нижней поверхностей "заземле-

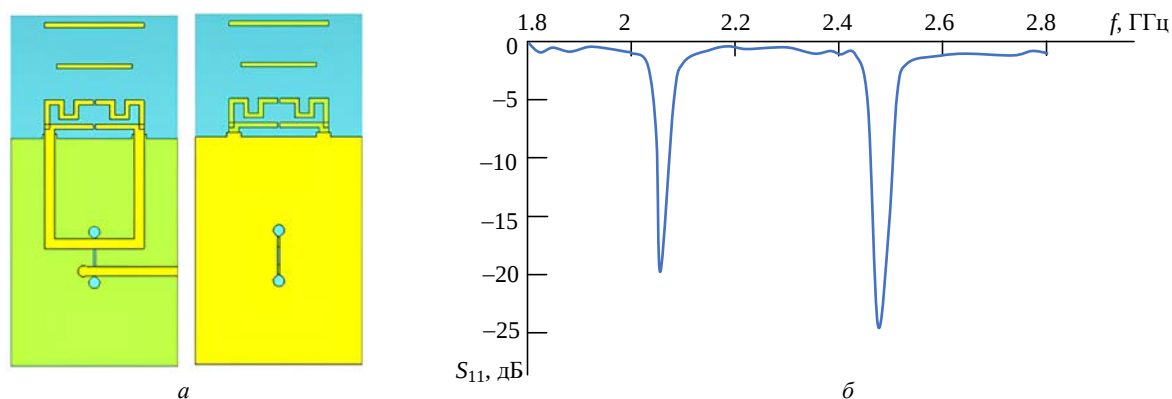


Рис. 13. Топология двухдиапазонной директорной антенны со щелевым делителем мощности (а) и частотная зависимость модуля коэффициента отражения по входу (б)

Fig. 13. Topology of a dual-band director antenna with a slotted divider (a) and frequency dependence of the reflection coefficient (б)

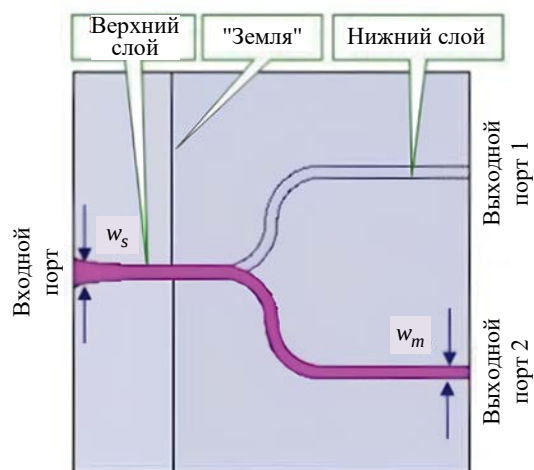


Рис. 14. Противофазный делитель мощности на НСПЛ с общей "землей"

Fig. 14. Out-of-phase power divider on asymmetrical strip lines with a common ground plate

ния". Выходы симметрирующего устройства расположены в пространстве с разностью фаз 180° . Недостатком данного делителя является увеличенная толщина диэлектрической подложки.

Электродинамическая модель двухдиапазонной директорной антенны, разработанная на ос-

нове представленного симметрирующего устройства, и частотные характеристики модуля коэффициента отражения представлены на рис. 15.

В таблице приведены основные электродинамические характеристики разработанных типов антенн.

Модели излучателей созданы на диэлектрической подложке толщиной 1.5 мм и с относительной диэлектрической проницаемостью 2.5, соответствующей физическим характеристикам стандартного российского диэлектрика ФАФ-4. Исследования показывают, что одновременное подключение низкочастотного и высокочастотного диполей к разнополярным точкам выхода симметрирующего блока позволяет достигнуть двухдиапазонного режима излучения. Низкочастотный диполь, выполненный в форме меандра, минимизирует поперечный размер излучателя.

Выбор печатного исполнения двухдиапазонной антенны дипольного типа также объясняется их преимуществами перед монополярными излучателями, включая более линейную поляризацию. Однако стоит отметить, что

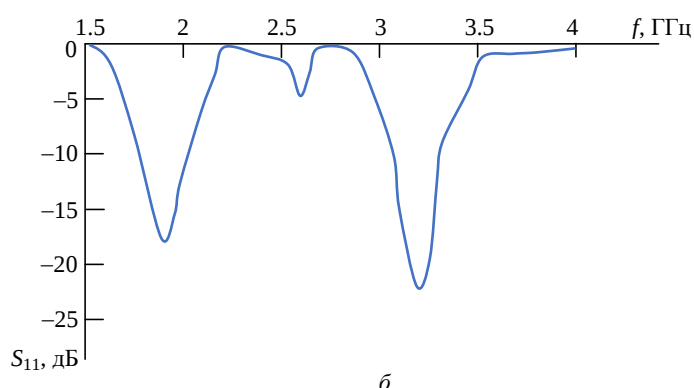
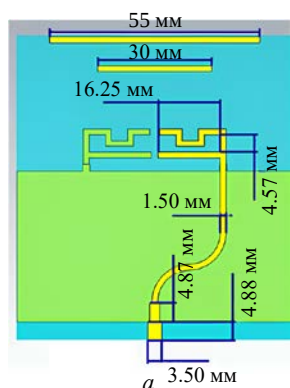


Рис. 15. Топология двухдиапазонной директорной антенны с делителем мощности на НСПЛ (а) и частотная зависимость модуля коэффициента отражения по входу (б)

Fig. 15. Topology of a dual-band director antenna with a divider on asymmetrical strip lines with a common ground plate (a) and frequency dependence of the reflection coefficient (b)

Основные электродинамические характеристики разработанных антенн

Main electrodynamic characteristics of the designed antennas

Тип симметрирующего устройства	Коэффициент разности диапазонов	КНД (теор.), о. е.		КНД (модель), о. е.		КНД (измер.), о. е.	
		f_n	f_v	f_n	f_v	f_n	f_v
Щелевой делитель мощности	1.227	4.03	4.1	4.19	4.33	4.18	4.22
Шлейфный делитель мощности	1.558	3.5	3.02	3.62	3.08	3.71	3.12
Трехслойный делитель мощности на НСПЛ	1.71	2.79	3.51	2.87	3.56	2.74	3.42

двухдиапазонный режим нуждается в более высоких требованиях к широкополосным свойствам симметрирующего устройства. В отличие от проектирования одночастотного излучателя достижение высокого уровня согласования антенны с питающей линией (например, классическим коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 или 75 Ом) не всегда возможно в многодиапазонном режиме.

Закключение. Совокупность предложенных мер и ограничений при проектировании двухдиапазонного излучателя дипольного вида позволяет избежать "тупиковых" ветвей решений и сократить общее время и трудозатраты на разработку аналогичных (с точностью до длин и ширин полосков) антенн с разного вида симметрирующими устройствами. Кроме того, данные процедуры укладываются в алгоритмический базис полуавтоматического проектирования элементов и узлов антенной техники,

когда возможно проследить системность подхода и обеспечить воспроизводимость результатов при вариации геометрии излучателя.

Также в исследовании рассмотрены основные характеристики и принцип работы двухдиапазонного дипольного излучателя с концевым питанием, полученные обобщением анализа тонкого электрического вибратора. Несмотря на оптимистичные результаты обобщения методики проектирования одночастотных дипольных излучателей с концевым питанием на двухчастотный вариант, важно отметить, что увеличение количества параллельно расположенных индивидуальных излучателей потребует сужения полосковых линий для согласования импедансов симметрирующего устройства и системы излучателей. Это может привести к уменьшению общего коэффициента полезного действия антенны и возникновению технических трудностей при ее изготовлении.

Список литературы

1. Dual-Band and Wideband Design of a Printed Dipole Antenna Integrated with Dual-Band Balun / Xi Li, Lin Yang, Shu-Xi Gong, Yan-Jiong Yang // Progress In Electromagnetics Research Letters. 2009. Vol. 6. P. 165–174. doi: 10.2528/PIERL08120504
2. Son Xuat Ta, Ikmo Park, Chien Dao-Ngoc. A Hybrid of T-Dipole and QuasiYagi Antenna for Dual-band WLAN Access Point // REV J. on Electronics and Communications. 2012. Vol. 2, № 1–2. P. 63–67. doi: 10.21553/rev-jec.37
3. Avila-Navarro E., Cayuelas C., Reig C. Dual-band printed dipole antenna for Wi-Fi 802.11 n applications // Electronics letters. 2010. Vol. 46, № 21. P. 1421–1422. doi: 10.1049/el.2010.2000
4. Balanis C. A. Antenna theory. Analysis and design. 4th Ed. NJ, Hoboken: John Wiley & Sons Inc., 2016. 1072 p.
5. Pocklington H. C. Electrical oscillations in wires // Proc. Cambridge Phil. Soc. 1897. Vol. 9. P. 324–332.
6. King R., Wu T. Currents, charges, and near fields of cylindrical receiving and scattering antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1965. Vol. 13, № 6. P. 978–979. doi: 10.1109/TAP.1965.1138563
7. Compact and Low-Profile Omnidirectional Circularly Polarized Antenna with Four Coupling Arcs for UAV Applications / D. Wu, X. Chen, L. Yang, G. Fu, X. Shi // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2017. Vol. 16. P. 2919–2922. doi: 10.1109/LAWP.2017.2752358
8. Wideband Omnidirectional Circularly Polarized Patch Antenna Based on Vortex Slots and Shorting Vias / D. Yu, S. X. Gong, Y. T. Wan, Y. L. Yao, Y. X. Xu, F. W. Wang // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2014. Vol. 62, № 8. P. 3970–3977. doi: 10.1109/TAP.2014.2325961
9. A single-microstrip-fed S-shaped magneto-electric dipole array with broadband circular polarisation for MMW applications / C. Zhang, L. Li, R. Zhang, Yu Shao, Feng Lin // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2021. Vol. 15(14). P. 1743–1753. doi: 10.1049/mia2.12185
10. Design of a Dual Band Printed Dipole Antenna for WIFI Application / N. Malek, S. Karsin, S. Mohamad, F. Mohd Isa, A. Asnawi, A. M. Ramly // J. of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering (JTEC). 2017. Vol. 9(4). P. 63–68.
11. A Dual-Broadband Printed Dipole Antenna for 2G/3G/4G Base Station Applications / Xiong Zhi Zhu, Jin Ling Zhang, Tong Cui, Zhan Qi Zheng // Intern. J. of Antennas and Propagation. 2019. Vol. 2019. 7 p. doi: 10.1155/2019/4345819
12. Alekseytsev S. A., Gorbachev A. P. The Novel Printed Dual-Band Quasi-Yagi Antenna with End-Fed Dipole-Like Driver // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2020. Vol. 68, № 5. P. 4088–4090. doi: 10.1109/TAP.2019.2950837
13. Zhang H., Xin H. A Dual-Band Dipole Antenna With Integrated-Balun // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009. Vol. 57, № 3. P. 786–789. doi: 10.1109/TAP.2009.2013440
14. Bialkowski M. E., Abbosh A. M. Design of a compact UWB out-of-phase power divider // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2007. Vol. 17 (4). P. 289–291. doi: 10.1109/LMWC.2007.892979

15. Abbosh M., Bialkowski M. E., Mazierska J. An UWB planar out-of-phase power divider employing microstrip-slot and parallel stripline-microstrip transitions

// Asia-Pacific Microwave Conf., Yokohama, Japan, 2006. P. 905–908. doi: 10.1109/APMC.2006.4429559

Информация об авторах

Алексейцев Сергей Александрович – кандидат технических наук (2021), доцент кафедры систем сбора и обработки данных Новосибирского государственного технического университета. Автор 36 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика; антенны; СВЧ-техника.

Адрес: Новосибирский государственный технический университет, пр. К. Маркса, д. 20, Новосибирск, 630073, Россия

E-mail: alekseytsev.94@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5000-7786>

Колесников Андрей Андреевич – аспирант кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета, инженер-электроник второй категории АО "НИИ измерительных приборов – Новосибирский завод им. Коминтерна". Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – антенны; СВЧ-устройства; фазированные антенные решетки.

Адрес: Новосибирский государственный технический университет, пр. К. Маркса, д. 20, Новосибирск, 630073, Россия

E-mail: kolesiniandre@icloud.com

<https://orcid.org/0009-0001-8288-473X>

Паршин Юрий Николаевич – кандидат технических наук (2022), научный сотрудник лаборатории разработки широкополосных СВЧ систем и устройств Новосибирского государственного технического университета. Автор 33 научных работ. Сфера научных интересов – оптоэлектронные радиолокационные системы с адаптивными цифровыми сканирующими радиофотонными фазированными антенными решетками с синтезированной апертурой и их элементная база.

Адрес: Новосибирский государственный технический университет, пр. К. Маркса, д. 20, Новосибирск, 630073, Россия

E-mail: jurparnik@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-8598-4154>

References

1. Xi Li, Lin Yang, Shu-Xi Gong, Yan-Jiong Yang. Dual-Band and Wideband Design of a Printed Dipole Antenna Integrated with Dual-Band Balun. Progress In Electromagnetics Research Letters. 2009, vol. 6, pp. 165–174. doi: 10.2528/PIERL08120504

2. Son Xuat Ta, Ikmo Park, Chien Dao-Ngoc. A Hybrid of T-Dipole and QuasiYagi Antenna for Dual-band WLAN Access Point. REV J. on Electronics and Communications. 2012, vol. 2, no. 1–2, pp. 63–67. doi: 10.21553/rev-jec.37

3. Avila-Navarro E., Cayuelas C., Reig C. Dual-Band Printed Dipole Antenna for Wi-Fi 802.11 N Applications. Electronics letters. 2010, vol. 46, no. 21, pp. 1421–1422. doi: 10.1049/el.2010.2000

4. Balanis C. A. Antenna Theory. Analysis and Design. 4th Ed. NJ, Hoboken, John Wiley & Sons Inc., 2016, 1072 p.

5. Pocklington H. C. Electrical Oscillations in Wires. Proc. Cambridge Phil. Soc. 1897, vol. 9, pp. 324–332.

6. King R., Wu T. Currents, Charges, and Near Fields of Cylindrical Receiving and Scattering Antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1965, vol. 13, no. 6, pp. 978–979. doi: 10.1109/TAP.1965.1138563

7. Wu D., Chen X., Yang L., Fu G., Shi X. Compact and Low-Profile Omnidirectional Circularly Polarized Antenna with Four Coupling Arcs for UAV Applications. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2017, vol. 16, pp. 2919–2922. doi: 10.1109/LAWP.2017.2752358

8. Yu D., Gong S. X., Wan Y. T., Yao Y. L., Xu Y. X., Wang F. W. Wideband Omnidirectional Circularly Polarized Patch Antenna Based on Vortex Slots and Shorting Vias. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2014, vol. 62, no. 8, pp. 3970–3977. doi: 10.1109/TAP.2014.2325961

9. Zhang C., Li L., Zhang R., Yu Shao, Feng Lin. A Single-Microstrip-Fed S-Shaped Magneto-Electric Dipole Array with Broadband Circular Polarisation for MMW Applications. IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2021, vol. 15 (14), pp. 1743–1753. doi: 10.1049/mia2.12185

10. Malek N., Karsin S., Mohamad S., Mohd Isa F., Asnawi A., Ramly A. M. Design of a Dual Band Printed Dipole Antenna for WIFI Application. J. of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering (JTEC). 2017, vol. 9 (4), pp. 63–68.

11. Xiong Zhi Zhu, Jin Ling Zhang, Tong Cui, Zhan Qi Zheng. A Dual-Broadband Printed Dipole Antenna for 2G/3G/4G Base Station Applications. Intern. J. of Antennas and Propagation. 2019, vol. 2019, 7 p. doi: 10.1155/2019/4345819

12. Alekseytsev S. A., Gorbachev A. P. The Novel Printed Dual-Band Quasi-Yagi Antenna with End-Fed Dipole-Like Driver. IEEE Transactions on Antennas

and Propagation. 2020, vol. 68, no. 5, pp. 4088–4090. doi: 10.1109/TAP.2019.2950837

13. Zhang H., Xin H. A Dual-Band Dipole Antenna With Integrated-Balun. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009, vol. 57, no. 3, pp. 786–789. doi: 10.1109/TAP.2009.2013440

14. Bialkowski M. E., Abbosh A. M. Design of a Compact UWB Out-Of-Phase Power Divider. IEEE Mi-

crowave and Wireless Components Letters. 2007, vol. 17 (4), pp. 289–291. doi: 10.1109/LMWC.2007.892979

15. Abbosh M., Bialkowski M. E., Mazierska J. An UWB Planar Out-Of-Phase Power Divider Employing Microstrip-Slot and Parallel Stripline-Microstrip Transitions. Asia-Pacific Microwave Conf., Yokohama, Japan, 2006, pp. 905–908. doi: 10.1109/APMC.2006.4429559

Information about the authors

Sergey A. Alekseytsev, Cand. Sci. (Eng.) (2021), Associate Professor of the Department of Data Collection and Processing Systems of Novosibirsk State Technical University. The author of 36 scientific publications. Area of expertise: electrodynamics; antennas; microwave technology.

Address: Novosibirsk State Technical University, Karl Marx Ave., 20, Novosibirsk 630073, Russia

E-mail: alekseytsev.94@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5000-7786>

Andrey A. Kolesnikov, graduate student of the Department of Radio Receiving and Transmitting Devices of Novosibirsk State Technical University. Second category electronics engineer at JSC "Research Institute of Measuring Instruments – Novosibirsk Plant n. a. Comintern", The author of 10 scientific publications. Area of expertise: antennas; microwave devices; phased array antennas.

Address: Novosibirsk State Technical University, Karl Marx Ave., 20, Novosibirsk 630073, Russia

E-mail: kolesiniandre@icloud.com

<https://orcid.org/0009-0001-8288-473X> (Corresponding for correspondence)

Yuri N. Parshin, Cand. Sci. (Eng.) (2022), researcher of the Laboratory of Development of Broadband Microwave Systems and Devices of Novosibirsk State Technical University. The author of 33 scientific publications. Area of expertise: optoelectronic radar systems with adaptive digital scanning radio-photonic phased antenna arrays with synthetic aperture and their element base.

Address: Novosibirsk State Technical University, Karl Marx Ave., 20, Novosibirsk 630073, Russia

E-mail: jurparnik@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-8598-4154>
