

УДК 621.396.678

**ДВУХДИАПАЗОННЫЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ ДИПОЛЬНОГО ВИДА  
С КОНЦЕВЫМ ПИТАНИЕМ****С.А. Алексейцев, А.П. Горбачев***Новосибирский государственный технический университет*

Рассматривается возможность проектирования двухдиапазонного излучателя дипольного вида с концевым питанием излучающих проводников. Их возбуждение осуществляется через печатное симметрирующее устройство, противофазные выходы которого соединены с удаленными концами печатных проводников. Симметрирующее устройство включает в себя щелевой делитель мощности и электромагнитно связанные полосковые линии, к одной из которых подведен источник высокочастотного гармонического сигнала. Излучатель выполнен на диэлектрической подложке с толщиной 1,5 мм и относительной диэлектрической проницаемостью 2,5, по физическим свойствам моделирующей стандартный российский диэлектрик ФАФ-4. Показано, что параллельное подключение низкочастотного и высокочастотного диполей в точки разнополярных выходов симметрирующего блока позволяет получить двухдиапазонный режим излучения. Низкочастотный диполь выполнен в форме меандра с целью добиться минимальных габаритных размеров излучателя. Работа построена на обобщении результатов точного аналитического решения внутренней задачи тонкого электрического вибратора с концевым возбуждением на двухдиапазонный вариант.

В первой части работы кратко рассмотрены основные положения решения внутренней задачи тонкого электрического вибратора для случая концевого возбуждения проводников. Далее, руководствуясь общностью результатов для одночастотного и двухчастотного вариантов данного излучателя, и при использовании современного пакета электродинамического моделирования WIPL-D была сформирована эскизная модель двухдиапазонного излучателя, где низкочастотный и высокочастотный диполи расположены параллельно друг другу.

Во второй части работы приведены результаты моделирования системы двухдиапазонного излучателя и симметрирующего устройства и сделаны некоторые выводы с позиции обобщения полученных результатов на класс двухдиапазонных излучателей дипольного вида с концевым питанием с измененными геометрическими параметрами, что делает возможным регулировку центральных частот согласования.

*Ключевые слова:* диполь, двухдиапазонный дипольный излучатель, концевое питание, подложка, согласование, симметрирующее устройство, поверхностный ток, диаграмма направленности.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-18-30

**Введение**

Класс дипольных излучателей, как один из наиболее распространенных видов антенн [1], вот уже без малого полтора столетия пополняется новыми геометрическими вариациями, призванными решить ту или иную задачу для конкретных технических приложений. Известны предложенные геометрии дипольного излучателя для увеличения его широкополосности [2], разнеса частот согласования [3] и т. п. Этот список очень разнообразен и непрерывно растет.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования в рамках базовой части государственного задания (код проекта: 8.6847.2017/БЧ).

Сама структура дипольных антенн, однодиапазонных или двух/многодиапазонных, как правило, сочетает в себе полуволновый дипольный возбудитель линейного или петлевого типа и симметрирующее устройство (СУ), при этом, само СУ может проектироваться таким образом, чтобы его противофазные выходы возбуждали смежные клеммы диполя (центральное возбуждение) или отдаленные (центрально-концевое или концевое возбуждение).

В данной работе рассматривается двухдиапазонный вариант печатной антенны дипольного вида с концевым питанием. Известен ряд работ [4, 5], в которых авторами с достаточной глубиной исследуется данный тип возбуждения диполей. Однако данные работы рассматривают одночастотный режим работы, иными словами, любой из предложенных излучателей дипольного вида характеризуется одной парой плеч диполя, тогда как двухдиапазонный режим работы данного вида антенн только апробируется. Объемлющее аналитическое исследование дипольного излучателя с концевым питанием проделано лишь для относительно простых геометрических конструкций (линейный электрический вибратор) и то – с необходимыми допущениями.

Следует также отметить, что вопрос концевого и центрально-концевого возбуждения излучателей дипольного вида стоит немного в стороне от наиболее распространенного центрального возбуждения, когда питание подается на смежные, близкорасположенные по сравнению с длиной волны концы диполя. Вследствие этого является актуальной задача исследования двухдиапазонного режима работы излучателя дипольного вида с концевым питанием диполей с целью определения их основных характеристик, таких как распределение поверхностного тока по излучающим диполям в обоих частотных диапазонах, входного импеданса, зависимости форм ДН от фазировки диполей, что уже исследовано [6] для одночастотного варианта. В данной работе система излучателей и симметрирующее устройство размещены на прямоугольной диэлектрической подложке с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 2,5$ , схожей по физическим свойствам с российским стандартным диэлектрическим материалом ФАФ-4. Толщина металлизации принималась равной 20 мкм.

Как было отмечено выше, такая постановка вопроса продиктована недостаточной глубиной проработки данной темы не только в отечественной, но и в зарубежной литературе.

Выбор печатного исполнения двухдиапазонной антенны дипольного вида также в значительной степени продиктован их известным преимуществом перед монополярными возбудителями, заключающимися в большей степени линейности поляризации. Следует отметить, что двухдиапазонный режим накладывает более жесткие требования на работу симметрирующего устройства, в частности на его широкополосные свойства. В случае, когда проектируется одночастотный излучатель, довольно часто удается получить высокий уровень согласования антенны с питающей линией (классическим коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 или 75 Ом), что не всегда удается в многодиапазонном режиме.

### 1. Постановка задачи

Базовой излучающей единицей предлагаемого двухдиапазонного излучателя дипольного вида с концевым питанием является одночастотный возбудитель с концевым питанием, показанный на рис. 1 и расположенный в декартовой системе координат (ДСК).

Здесь центральная жила 3 коаксиального кабеля соединена с входным плечом 5 симметрирующего устройства 4. Его противофазные плечи 6 и 7 соединены

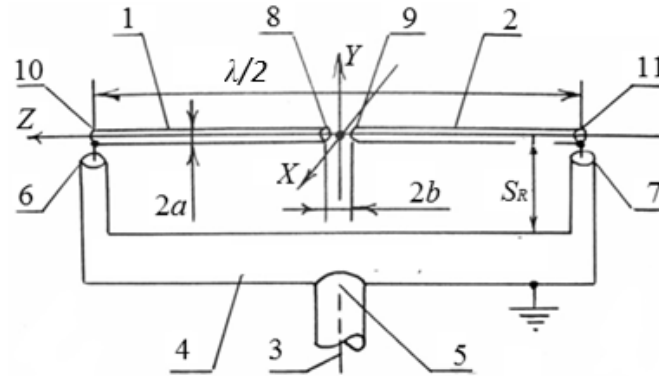


Рис. 1 – Излучатель дипольного вида с концевым питанием  
Fig. 1 – Ends-fed dipole-like antenna

с удаленными концами 10 и 11 плеч проводников 1 и 2. Величина  $S_R$  определяется конкретным типом симметрирующего устройства. Характеристики окружающего пространства описаны относительными диэлектрической и магнитной проницаемостями  $\epsilon_r = 1$  и  $\mu_r = 1$ . Начало системы координат расположено на оси диполей (в центре зазора между диполями). Выполнение условия «тонкоцилиндричности» и малости зазора между плечами диполя, формально выраженное соотношением  $a \ll l$ ,  $a \ll \lambda_c$ ,  $b \ll l$ ,  $b \ll \lambda_c$ , позволяет допустить, что, во-первых, поверхностные электрические токи на проводниках 1 и 2 имеют только продольную составляющую с комплексной амплитудой плотности тока  $J_z^{\partial}(z)$ . При этом не учитывается вклад торцевых токов на смежных концах 8 и 9. Во-вторых, касательная составляющая  $E_{\text{кас}}(z)$ , создаваемая поверхностным током, на боковой поверхности проводников 1 и 2 ( $\rho = a$ ) обращается в нуль.

## 2. Распределение поверхностного тока по плечам диполя с концевым питанием

Комплексная амплитуда поверхностного тока определяется как  $I_z^{\partial}(z) = 2\pi a J_z^{\partial}(z)$ , который существует в интервале  $-l \leq z \leq l$ . Создаваемое этим током электрическое поле в объемлющем пространстве удовлетворяет уравнениям Максвелла и граничным условиям на поверхности диполя. Как и при анализе тонкого электрического вибратора с центральным питанием [7], предполагается, что в интервале  $-l \leq z \leq l$  функция тока непрерывна по координате  $z$  и обращается в нуль на смежных концах 8 и 9. Если пренебречь величиной зазора  $b$ , то должны соблюдаться условия:

$$I_z^{\partial}(z=0) = 0, \quad (1)$$

а также

$$E_{\text{кас}}(z, \rho = a) = 0, \quad (2)$$

где  $\rho$  – расстояние от оси  $z$  до боковой поверхности проводников 1 и 2.

Далее, согласно методу анализа тонкого электрического вибратора [8], неизвестный пока ток проводимости  $I_z^{\partial}(z)$  создает в окружающем антенну простран-

стве векторный потенциал, имеющий только продольную составляющую  $A_z^3(z)$ . Продольная составляющая вектора напряженности электрического поля  $E_{\text{кас}}(z)$  связана с продольной составляющей векторного потенциала следующим соотношением [8]:

$$E_{\text{кас}}(z) = -j\omega\mu_0\mu_r A_z^3(z) + j \frac{1}{\omega\epsilon_0\epsilon_r} \text{grad} \left[ \text{div}(\vec{z}_0 A_z^3(z)) \right], \quad (3)$$

где  $\epsilon_0$ ,  $\mu_0$  – абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости вакуума;  $\epsilon_r$ ,  $\mu_r$  – относительные абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости диэлектрика вокруг излучателя.

Формула (3) получена из общей формулы комплексной амплитуды векторной напряженности электрического поля  $\vec{E}(x, y, z)$  в произвольной точке  $P(x, y, z)$  окружающего пространства, определяемой через векторный потенциал электрического  $\vec{A}^3(x, y, z)$  и магнитного  $\vec{A}^M(x, y, z)$  токов в элементах излучателя [8]:

$$\begin{aligned} \vec{E}(x, y, z) = & -j\omega\mu_0\mu_r \vec{A}^3(x, y, z) + \\ & + \frac{1}{j\omega\epsilon_0\epsilon_r} \text{grad} \left[ \text{div} \vec{A}^3(x, y, z) \right] - \text{rot} \vec{A}^M(x, y, z). \end{aligned} \quad (4)$$

Поскольку выполняется условие  $b \ll l$ , влиянием кольцевого магнитного тока в зазоре между смежными концами 8 и 9 проводников (рис. 1) можно пренебречь [4], а затем, на основании работы [9], сформировать из уравнений (3) и (4) интегро-дифференциальное уравнение относительно неизвестного пока распределения поверхностного тока проводимости вдоль проводников 1 и 2:

$$\begin{aligned} -j \frac{\omega\mu_0\mu_r}{4\pi} \int_{-l}^l I_z^3(z') \frac{e^{-jkR_s}}{R_s} dz' + j \frac{1}{4\pi\omega\epsilon_0\epsilon_r} \times \\ \times \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left[ \int_{-l}^l I_z^3(z') \frac{e^{-jkR_s}}{R_s} dz' \right] = 0. \end{aligned} \quad (5)$$

После дополнительных преобразований и перехода к нештрихованным координатам получим усеченный вариант однородного линейного дифференциального уравнения второго порядка:

$$\frac{\partial^2 I_z^3(z)}{\partial z^2} + k^2 I_z^3(z) = 0. \quad (6)$$

Решение данного уравнения имеет вид

$$I_z(z) = C_1 y_1 + C_2 y_2 = C_1 \cos(kz) + C_2 \sin(kz). \quad (7)$$

Учитывая граничные условия на смежных концах коллинеарных плеч излучателя, приходим к окончательной функции распределения тока вдоль диполей с концевым питанием:

$$I_z(z) = \begin{cases} I_m \sin(kz), & z > 0; \\ I_m \sin(-kz), & z < 0. \end{cases} \quad (8)$$

На рис. 2 показано распределение нитевидного тока проводимости вдоль половины излучателя, имеющее закон (8). Здесь же для сравнения приведено распределение тока по полуволновому диполью с центральным питанием.

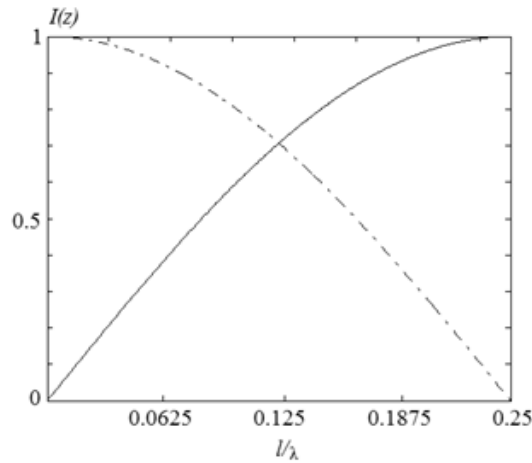


Рис. 2 – Распределение тока по диполью при центральном возбуждении (пунктир) и концевом (сплошная линия)

Fig. 2 – Current distribution along dipole when center-feeding (dashed line), and ends-feeding (continuous line)

Уравнение (8) как решение дифференциального уравнения второго порядка (6) с граничными условиями на концах проводников получено, исходя из равенства нулю параметра «тонкоцилиндричности»

$$\chi = -\frac{1}{2 \ln(ka)}, \quad (9)$$

предел которого стремится к нулю при бесконечно малом радиусе диполя:

$$\lim_{a \rightarrow 0} \chi = 0. \quad (10)$$

Важно учитывать, что данный закон на этапе его конечной формулировки не может считаться полностью справедливым для случая печатной реализации излучателя, а тем более, неизвестен его точный вид для системы близкорасположенных коллинеарных излучателей дипольного вида, поскольку в данной сложной задаче требуется учет взаимного влияния излучателей и вызванное им перераспределение заряда по проводникам. Однако при соблюдении ряда условий относительно геометрии излучателей и их взаимного расположения возможна такая их пространственная компоновка, при которой на этапе эскизного проектирования можно допустить схожее с (8) распределение тока при многодипольном исполнении.

Решение внешней задачи, согласно [8], формируется в терминах определения уравнения диаграммы направленности (ДН) в дальней зоне с учетом первых двух членов разложения радикала разностного вектора  $\vec{R}_S^* = \vec{R} - \vec{z}'$  (рис. 3) в ряд Тейлора.

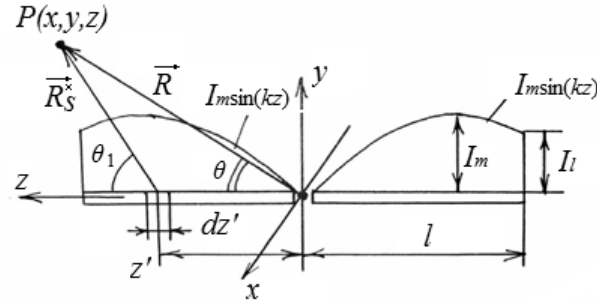


Рис. 3 – К определению разностного вектора в произвольной точке наблюдения

Fig. 3 – For defining the differential vector at arbitral point

Для участка  $dz'$  разбиения в сферической системе координат имеем дифференциал поля в дальней зоне (Фраунгофера):

$$d\vec{E} = \bar{\theta}_0 dE_\theta = \bar{\theta}_0 j \frac{kWI_z(z')dz'}{4\pi} \sin\theta_1 \frac{e^{-jkR_S^*}}{R_S^*}. \quad (11)$$

$$d\vec{H} = \bar{\varphi}_0 dH_\varphi = \bar{\varphi}_0 \frac{dE_\theta}{W} = \bar{\varphi}_0 j \frac{kI_z(z')dz'}{4\pi} \sin\theta_1 \frac{e^{-jkR_S^*}}{R_S^*}. \quad (12)$$

Далее, выполнив вычисления интеграла по непрерывной координате  $z$ , имеем в дальней зоне две компоненты итогового поля излучателя дипольного вида с концевым питанием:

$$\vec{E}(R, \theta, \varphi) = \bar{\theta}_0 E_\theta(R, \theta, \varphi) = \bar{\theta}_0 j \frac{WI_m}{2\pi} \frac{Q}{\sin\theta} \frac{e^{-jkR}}{R}, \quad (13)$$

где

$$Q = 1 - \cos(kl \cos\theta) \cos(kl) - \sin(kl \cos\theta) \cos\theta \sin(kl) \quad (14)$$

и

$$\vec{H}(R, \theta, \varphi) = \bar{\varphi}_0 \frac{E_\theta(R, \theta, \varphi)}{W} = \bar{\varphi}_0 j \frac{I_m Q}{2\pi \sin\theta} \frac{e^{-jkR}}{R}. \quad (15)$$

Формулы (13) и (15) свидетельствуют о линейной поляризации волн рассматриваемого излучателя, обладающего всенаправленными свойствами в плоскости  $xOy$  вектора напряженности  $\vec{H}$  магнитного поля.

### 3. Двухдиапазонный излучатель дипольного вида

Обобщение аналитической модели тонкого электрического вибратора с центральным питанием на вибратор с концевым возбуждением играет ключевую роль в анализе антенн с использованием последнего. В связи с появлением дополнительных степеней свободы возникает широкий класс задач, связанных с проектированием двух/многодиапазонных излучателей дипольного вида с концевым питанием.

Переходя к анализу двухдиапазонного излучателя дипольного вида с концевым питанием, следует учитывать, что, во-первых, перераспределение заряда на дипо-

лях приведет к тому, что не будет в строгом виде выполняться (8) и соответственно (13) и (14), что также вызовет изменение комплексного входного импеданса диполей.

Во-вторых, при большом разное излучаемых частот СУ должно согласовывать волновое сопротивление подводящей линии и реальную часть входного импеданса диполей в широкой полосе, перекрывающей диапазон разности частот излучения. Имея широкополосное СУ с далеко отстоящими друг от друга выходами (полуволна на средней частоте диапазона или более), может быть осуществлена следующая пространственная компоновка излучателей с концевым питанием (рис. 4), в которой возможно многоэлементное исполнение, когда излучающие элементы занимают позиции, как при их параллельном переносе вдоль какой-либо из осей декартовой системы координат.

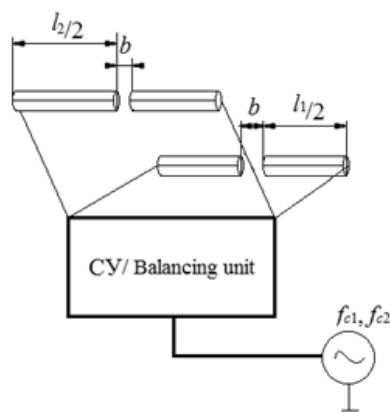


Рис. 4 – Возможная для двухдиапазонной антенны пространственная компоновка излучателей дипольного вида с концевым питанием ( $f_{c1}$ ,  $f_{c2}$  – центральные частоты рабочих диапазонов)

Fig. 4 – Possible spatial arrangement of ends-fed dipole-like radiators when designing dual-band antenna ( $f_{c1}$ ,  $f_{c2}$  – working bands central frequencies)

Здесь плечи излучателей имеют разные длины для обеспечения многодиапазонного режима работы, при этом зазор  $b$  остается фиксированным. При плоскостном исполнении все излучающие элементы необходимо разместить в одной плоскости либо с разных сторон подложки таким образом, чтобы зазор между смежными концами проводников был одинаков для всех пар плеч диполей, чтобы обеспечить соблюдение требований ( $b \ll l, b \ll \lambda_c$ ). В предыдущем разделе показано, что перестановка точек возбуждения плеч линейного электрического вибратора, для которого выполняются требования «тонкоцилиндричности», ведет к изменению аналитической формы записи распределения тока по вибратору, образуя пучности тока на удаленных концах. Данные результаты являются следствием обобщения процедуры аналитического вывода распределения тока по диполью при центральном питании его плеч.

В данной работе предлагается свернуть низкочастотный излучатель в меандр, а высокочастотный оставить прямым (рис. 5). Благодаря этому для низкочастотного меандра наблюдается укорочение размера от 25 до 50 %, что позволяет уменьшить габаритный размер излучателя или, что эквивалентно, уменьшить резонансную частоту при сохранении габаритных размеров. Сами излучатели расположены при этом симметрично относительно середины зазора  $b$ , что обеспечивает совмещение направлений максимума излучения и оси  $z$  в ДСК.

На данном рисунке цифрой 1 обозначена клемма питания антенны, к которой присоединяется гальванически (другими словами: припаивается) центральный проводник (жила) коаксиального кабеля. Наружный экранирующий проводник кабеля (оплётка) припаивается к заземлённой металлизации обратной стороны подложки. Щелевой делитель мощности реализован в заземленной металлизации

в виде узкой вытянутой щели с законцовками, придающими этому фрагменту форму гантели [10]. В результате возбудитель представляет собой пару несимметричных полосковых линий и щелевой делитель мощности между ними, так что мощность от источника сигнала через щелевой делитель поступает на плечи излучателей с концевым питанием. Щелевой делитель данного типа является противофазным и допускает проектирование разнесенных в пространстве выходов с разностью фаз  $180^\circ$ .

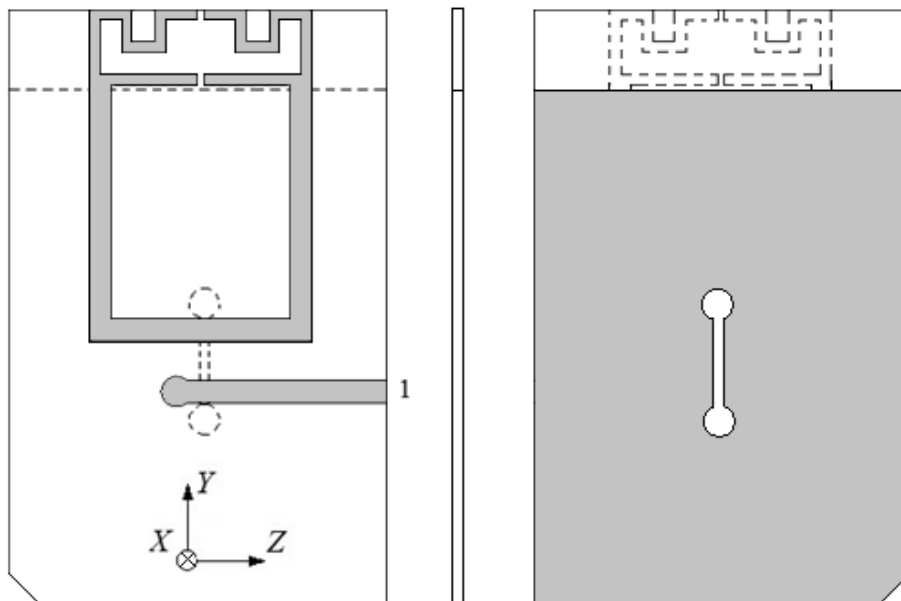


Рис. 5 – Печатная модель двухдиапазонной антенны дипольного вида с концевым питанием

Fig. 5 – The printed model of the ends-fed dual-band dipole-like antenna

Возможно также применение и других противофазных делителей мощности [11–13]. Выбор конкретной структуры делителя определяется совокупностью тактико-технических требований к проектированию двухдиапазонного излучателя. Излучающая часть образована парой диполей, один из которых свернут в меандр.

Близкое расположение высокочастотного излучателя и экрана (как можно заметить из рис. 5, зазор между нижней кромкой высокочастотного излучателя и верхней кромкой экрана пренебрежимо мал по сравнению с длиной излучателя) обеспечивает частичную компенсацию значительной емкостной составляющей полного входного импеданса дипольного излучателя с концевым питанием. Вносимая таким образом индуктивная составляющая делает возможным согласование описанной системы со стандартным коаксиальным кабелем волнового сопротивления 50 Ом.

#### 4. Результаты моделирования

На рис. 6 показана зависимость входного коэффициента отражения данного излучателя от частоты, свидетельствующая о том, что уровни согласования на краях  $S$ -диапазона достаточно высоки ( $-16,5$  и  $-21,5$  дБ соответственно). Следует отметить, что схожая частотная характеристика получается путем интеграции двух



пар плеч диполей с центральным питанием и печатного СУ типа «ласточкин хвост» [14]. С этой точки зрения возможно расширение класса печатных излучателей дипольного вида с варьируемым типом возбуждения (другими словами, число степеней свободы при проектировании системы возрастает).

Диаграммы направленности (ДН) излучателя в  $E$ -плоскости на двух частотах показаны на рис. 7.

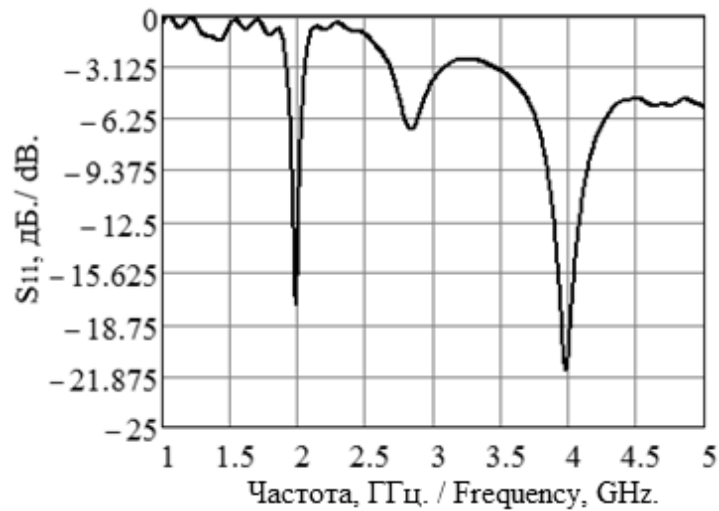


Рис. 6 – Частотная зависимость входного коэффициента отражения

Fig. 6 – Input reflection coefficient of the antenna versus frequency

На рис. 6 рабочие полосы частот по уровню согласования  $-10$  дБ для нижнего и верхнего диапазонов составили  $48,1$  МГц и  $253,3$  МГц соответственно.

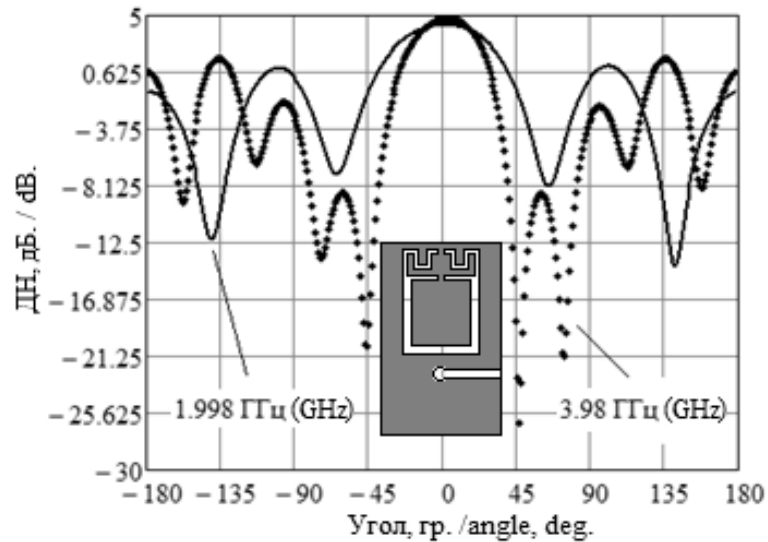


Рис. 7 – ДН двухдиапазонного излучателя дипольного вида на двух частотах в  $E$ -плоскости

Fig. 7 – Radiation patterns of the dipole-like radiator at two frequencies in  $E$ -plane

Получение приемлемых ДН на рис. 7 (направление максимума излучения лежит вдоль оси  $y$  рис. 5) в обоих диапазонах является обнадеживающим фактором, свидетельствующим о потенциальной возможности обобщения методик и подходов к проектированию двух/многодиапазонных антенн дипольного вида с центральным питанием на концевой вид возбуждения. Коэффициенты усиления (КУ) на частотах 1,998 и 3,98 ГГц составили 4,2 и 4,8 дБ соответственно. Поиск путей уменьшения уровня боковых лепестков ДН может быть рассмотрен как следующий шаг усовершенствования полученной топологии.

На рис. 8 изображены соответствующие ДН в плоскости вектора напряженности магнитного поля.

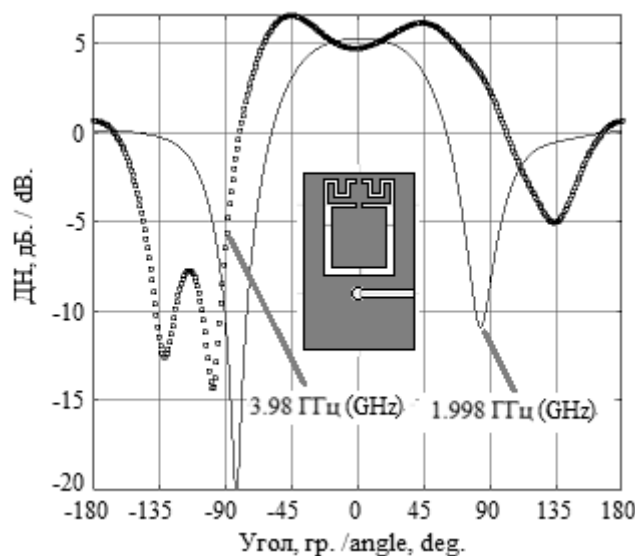


Рис. 8 – ДН двухдиапазонного излучателя дипольного вида на двух частотах в  $H$ -плоскости

Fig. 8 – Radiation patterns of the dipole-like radiator at two frequencies in  $H$ -plane

Две несимметричные линии передачи вместо одной балансной при центральном возбуждении требуют, чтобы входной импеданс излучателя с разнесенными точками питания составлял порядка удвоенного значения традиционного излучателя с центральным возбуждением, что не приведет к конструкторско-технологическим затруднениям при последующей реализации как в печатном, так и в тонкопленочном исполнении [15].

### Заключение

В работе описаны основные характеристики и принцип работы двухдиапазонного излучателя дипольного вида с концевым питанием, полученным из обобщения анализа тонкого электрического вибратора. Для исследования характеристик излучения было использовано широкополосное симметрирующее устройство, образованное щелевым делителем мощности и несимметричными полосковыми линиями, выходы которых разнесены на расстояние, соизмеримое с половиной длины волны на центральной частоте его диапазона. На основе электромагнитной модели, созданной в программе WIPL-D [16], были получены основные электродинамические характеристики излучателя. Уровни согласования, полученные

на краях  $S$ -диапазона, вселяют оптимизм с точки зрения проектирования «нестандартных» узлов приемопередающего тракта. Концевой метод возбуждения, примененный в работе, в настоящее время представляет определенный интерес для разработок в области радиотехнических систем и их приложений.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. **Айзенберг Г.З.** Антенны УКВ. – М.: Связь, 1957. – 699 с.
2. Resent investigations on the volcano smoke antenna / L. Paulsen, J.B. West, W.F. Perger, J. Kraus // IEEE Transactions Antennas and Propagation. – 2003. – Vol. 3. – P. 845–848.
3. **Lee Y.C., Sun J.S.** Dual-band dipole antenna for RFID tag applications // Proceedings of the 38th European Microwave Conference, October 2008, Amsterdam. – Amsterdam, 2008. – P. 995–997.
4. **Бухтияров Д.А., Горбачев А.П.** Исследование дипольной антенны с концевым возбуждением, питаемой прямоугольным волноводом // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2017. – Т. 60, № 1. – С. 32–40.
5. **Бухтияров Д.А.** Анализ дипольного излучателя с концевым питанием // Международный конкурс научных работ по приоритетным направлениям развития науки, технологий и техники в РФ: сборник трудов. – М.: НИИ радиоэлектроники и лазерной техники, 2012. – С. 68–76.
6. **Горбачев А.П., Зубова А.Д., Шведова А.В.** Сопротивление излучения дипольного излучателя с центрально-концевым питанием при заданной разности фаз между возбуждающими напряжениями // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП-2014): труды XII Международной конференции, 2–4 октября 2014 г. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2014. – Т. 4. – С. 23–27.
7. **Balanis C.** Linear wire antennas // Balanis C. Antenna theory: analysis and design. – 3th ed. – Hoboken, NJ, 2005. – Ch. 4. – P. 151–230.
8. **Марков Г.Т., Сазонов Д.М.** Антенны. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.
9. **Кочержевский Г.Н.** Антенно-фидерные устройства. – М.: Радио и связь, 1989. – 352 с.
10. **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, N 4. – P. 289–291.
11. 180° out-of-phase power divider based on double-sided parallel striplines / J.-X. Chen, C.H.K. Chin, K.W. Lau, Q. Xue // Electronic Letters. – 2006. – Vol. 42, N 21. – P. 1229–1230.
12. **Song K., Xue Q.** Novel UWB multilayer slotline power divider with bandpass response // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2010. – Vol. 20, N 1. – P. 13–15.
13. **Abbosh A.M., Bialkowski M.E., Mazierska J.** An UWB planar out-of-phase power divider employing microstrip-slot and parallel stripline-microstrip transitions // Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference. – 2006. – Vol. 1. – P. 905–908.
14. **Алексейцев С.А., Горбачев А.П., Тарасенко Н.В.** Модифицированные печатные двухдиапазонные дипольные излучатели // Вестник Концерна ВКО «Алмаз-Антей». – 2017. – № 3. – С. 46–50.
15. **Горбачев А.П., Тарасенко Н.В.** Двухдиапазонные директорные антенны. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 231 с. – (Монографии НГТУ).
16. **Kolundzija B.M., Ognjanovic J.S., Sarkar T.K.** WIPL-D microwave: circuit and 3D EM simulation for RF & microwave applications: software and user's manual. – Norwood, MA: Artech House, 2005. – 400 p.

#### END-FED DUAL-BAND DIPOLE-LIKE ANTENNA

**Alekseytsev S.A., Gorbachev A.P.**

*Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia*

A possible solution to design the central-fed dual-band dipole-like antenna is presented in the paper. The excitation of the antenna is executed via a printed balancing unit with phase inversed terminals attached to the spaced dipole arms. The balancing unit consists of a slot power divider and electromagnetically coupled strip lines, one of which is soldered to a high-frequency power

source. The antenna is placed on the dielectric substrate 1.5 mm in thickness and permittivity of 2.5, whose physical properties are similar to the Russian standard dielectric material FAF-4. It is shown that the parallel placement of low- and high-frequency dipoles to the phase inverted points of the balancing unit allows radiating in a double-frequency regime. The low-frequency dipole has a meander shape in order to minimize the overall antenna size.

This work is based on the generalization of the exact analytical solution to a single-frequency thin terminal-fed dipole antenna with extension to dual-band performance.

In the first section of the paper, the general solution to the surface current distribution of the terminal-fed dipole-like antenna is briefly considered. Then guided by similar results of this solution for one-frequency and dual-frequency versions of this antenna the analysis of the antenna initial structure was carried out in terms of electrodynamic simulation using the WIPL-D software.

In the second section, the simulation results of the dual-band terminal-fed antenna and the balancing unit system are presented. Some conclusions in terms of extrapolating the results obtained to single- and dual-band dipole antennas with tunable resonant frequencies are also made.

*Keywords:* Dipole, dual-band dipole radiator, terminal-point excitation, substrate, matching, balancing unit, surface current, radiation pattern.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-18-30

#### REFERENCES

1. Aizenberg G.Z. *Antenny UKV* [UHF antennas]. Moscow, Svyaz' Publ., 1957. 699 p.
2. Paulsen L., West J.B., Perger W.F., Kraus J. Resent investigations on the volcano smoke antenna. *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, 2003, vol. 3, pp. 845–848.
3. Lee Y.C., Sun J.S. Dual-band dipole antenna for RFID tag applications. *Proceedings of the 38th European Microwave Conference*, October 2008, Amsterdam, pp. 995–997.
4. Bukhtiyarov D.A., Gorbachev A.P. Issledovanie dipol'noi anteny s kontsevym voz-buzhdeniem, pitaemoi pryamougol'nym volnovodom [Study of an end-fed dipole antenna excited by a rectangular waveguide]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Radiofizika – Radiophysics and Quantum Electronics*, 2017, vol. 60, no. 1, pp. 32–40. (In Russian).
5. Bukhtiyarov D.A. [On the analysis of the terminal-fed dipole antenna]. *Mezhdunarodnyi konkurs nauchnykh rabot po prioritetyam napravleniyam razvitiya nauki, tekhnologii i tekhniki v RF* [International competition on the high-priority scientific development projects, technologies and techniques in Russian Federation]. Moscow, NII radioelektroniki i lazernoi tekhniki Publ., 2012, pp. 68–76. (In Russian).
6. Gorbachev A.P., Zubova A.D., Shvedova A.V. [Radiation resistance of the terminal-fed dipole antenna with the prescribed phase difference between excitation waves]. *Trudy XII Mezhdunarodnoi konferentsii "Aktual'nye problemy elektronogo priborostroeniya"*, APEP-2014 [12th International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering, APEIE-2014: Proceedings], Novosibirsk, Russia, 2–4 October 2014, vol. 4, pp. 23–27. (In Russian).
7. Balanis C. Linear wire antennas. Balanis C. *Antenna theory: analysis and design*. 3th ed. Hoboken, NJ, 2005, ch. 4, pp. 151–230.
8. Markov G.T., Sazonov D.M. *Antenny* [Antennas]. Moscow, Energiya Publ., 1975. 528 p.
9. Kocherzhevskii G.N. *Antenno-fidernye ustroystva* [Antenna devices]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1989. 352 p.
10. 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, no. 4, pp. 289–291.
11. Chen J.-X., Chin C.H.K., Lau K.W., Xue Q. 180° out-of-phase power divider based on double-sided parallel striplines. *Electronic Letters*, 2006, vol. 42, no. 21, pp. 1229–1230.
12. Song K., Xue Q. Novel UWB multilayer slotline power divider with bandpass response. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2010, vol. 20, no. 1, pp. 13–15.
13. Abbosh A.M., Bialkowski M.E., Mazierska J. An UWB planar out-of-phase power divider employing microstrip-slot and parallel stripline-microstrip transitions. *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2006, vol. 1, pp. 905–908.

14. Alekseytsev S.A., Gorbachev A.P., Tarasenko N.V. Modifitsirovannye pechatnye dvukhdiapazonnye dipol'nye izluchateli [Modified printed two-band dipole radiators]. *Vestnik Kontserna VKO "Almaz-Antei" – Review letter of "Almaz-Antei" Concern*, 2018, no. 3, pp. 46–50.
15. Gorbachev A.P., Tarasenko N.V. *Dvukhdiapazonnye direktornye anteny* [Double-band Yagi antennas]. Novosibirsk, NSTU Publ, 2016. 231 p.
16. Kolundzija B.M., Ognjanovic J.S., Sarkar T.K. *WIPL-D microwave: circuit and 3D EM simulation for RF & microwave applications: software and user's manual*. Norwood, MA, Artech House, 2005. 400 p.

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



**Алексейцев Сергей Александрович** – родился в 1994 году, аспирант кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств факультета радиотехники и электроники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: исследование двухдиапазонных печатных дипольных антенн. Опубликовано 14 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: alekseytsev.94@mail.ru).

**Alekseytsev Sergey Aleksandrovich** (was born in Novosibirsk in 1994) – postgraduate student, Department of Radio Receivers and Radio Transmitters, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk. Science research interests: antennas, microwave devices, phased array antennas. He is author of 14 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: alekseytsev.@mail.ru).



**Горбачев Анатолий Петрович** – родился в 1951 году, д-р техн. наук, по специальности 05.12.21 (номенклатура специальностей 1999 года), профессор кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств, аттестат доцента по кафедре конструирования и технологии радиоэлектронных средств факультета радиотехники и электроники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: радиолокация, СВЧ-устройства, фазированные антенные решетки. Опубликовано 134 научные работы, 30 патентов, пять монографий и три учебных пособия с грифом УМО. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: apgor@ngs.ru).

**Gorbachev Anatoly Petrovich** (was born in Tumen in 1951) – Doctor of Sciences (Eng.) with major code 05.12.21 (according to the 1999 year format), Professor of Radio Receivers and Radio Transmitters department, assistant professor of Design and Technology of Radio-Electronic Devices department of Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk. Science research interests: antennas, microwave devices, phased array antennas. He is author of 134 scientific papers, 30 patents, 5 monographies, and 3 schoolbooks. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: apgor@ngs.ru).

Статья поступила 17 февраля 2019 г.  
Received February 17, 2019

## To Reference:

Alekseytsev S.A., Gorbachev A.P. Dvukhdiapazonnyi izluchatel' dipol'nogo vida s kontsevym pitaniem [End-fed dual-band dipole-like antenna]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2019, no. 1 (42), pp. 18–30. DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-18-30.