

Раздел IV. Нанотехнологии, электроника и радиотехника

УДК 621.396.67

DOI 10.18522/2311-3103-2025-1-237-247

В.А. Обуховец, Н.В. Самбуров

СИНТЕЗ КОНСТРУКЦИИ ШИРОКОПОЛОСНОГО СОГЛАСОВАНИЯ ДИПОЛЬНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ

Классический полуволновый диполь имеет достаточно малую рабочую полосу частот. В работе представлен комплексный способ расширения полосы частот дипольного излучателя. Эффект широкополосного согласования обеспечивается на основе принципа частной компенсации комплексной нагрузки. В качестве основы согласующего устройства используется способ согласования с помощью реактивного шлейфа, обладающего хорошим качеством согласования с комплексной нагрузкой при минимальных геометрических размерах. Особенностью способа является рассмотрение вопроса согласования единой конструкции "согласующее устройство – излучатель – рефлектор". Для этого необходим учет влияния как конструктивных элементов согласования линии передачи, так и взаимной реакции рефлектора и симметричного диполя. Целью работы является синтез конструкции симметричного дипольного излучателя с согласующим реактивным шлейфом. В работе представлена конструкция содержащая диполь, возбуждаемый от двухпроводной линии (одновременно являющейся его стойками), закороченной на конце. Данная двухпроводная линия, подключена в средней части к питающей коаксиальной линии. Рефлектор имеет сложную форму с целью обеспечения необходимого расстояния от диполя до рефлектора. Для этого форматизированна конструкция дипольного излучателя, определено количество, номенклатура и диапазон варьируемых параметров, сформулирована и верифицирована математическая модель. На основе данной модели проведены численные исследования уровня согласования конструкции в диапазоне варьируемых параметров. С использованием математической модели продемонстрирована возможность широкополосного согласования, найдены параметры первичной модели для электродинамического моделирования. На основе сформированной первичной модели проведен вычислительный эксперимент с помощью программного обеспечения для 3D электромагнитного моделирования (HFSS) с целью определения оптимальной геометрии и размеров конструкции излучателя. В качестве критерия оптимальности в одном случае выбрана максимальная величина полосы рабочих частот, в другом - максимальный коэффициент направленного действия. Эти случаи отражают практические задачи использования излучателей данного типа. Демонстрирована возможность согласования в полосе частот не менее 80%. Приводятся результаты верификации математической модели, математического и электродинамического моделирования, а также макетирования излучателя.

Дипольные антенны; дипольный излучатель; широкополосные антенны; согласующая цепь; шлейф.

V.A. Obukhovets, N.V. Samburov

SYNTHESIS OF THE DESIGN OF BROADBAND MATCHING OF A DIPOLE RADIATOR

The classical half-wave dipole has a rather small operating frequency band. The paper presents a comprehensive method for extending the frequency band of a dipole radiator. The broadband matching effect is provided based on the principle of private compensation of complex load. As the basis of the matching device, a matching method using a reactive loop is used, which has a good matching quality with a complex load with minimal geometric dimensions. A feature of the method is the consideration of the issue of matching a single design "matching device – Radiator-reflector". For this, it is necessary to

take into account the influence of both the structural elements of the transmission line matching and the mutual reaction of the reflector and the symmetrical dipole. The Purpose of the work is to synthesize the design of a symmetrical dipole radiator with a matching reactive loop. The paper presents a design containing a dipole excited from a two-wire line (which is also its struts), shorted at the end. This two-wire line is connected in the middle part to the coaxial supply line. The reflector has a complex shape in order to provide the necessary distance from the dipole to the reflector. For this purpose, the design of the dipole radiator has been formatted, the number, nomenclature and range of variable parameters have been determined, and a mathematical model has been formulated and verified. Based on this model, numerical studies of the design alignment level in a range of variable parameters have been carried out. Using a mathematical model, the possibility of broadband matching is demonstrated, and the parameters of the primary model for electrodynamic modeling are found. Based on the formed primary model, a computational experiment was conducted using 3D electromagnetic simulation (HFSS) software in order to determine the optimal geometry and dimensions of the radiator structure. In one case, the maximum value of the operating frequency band was chosen as the criterion of optimality, in the other - the maximum directional coefficient. These cases reflect the practical tasks of using emitters of this type. The possibility of matching in a frequency band of at least 80% has been demonstrated. The results of verification of the mathematical model, mathematical and electrodynamic modeling, as well as the layout of the radiator are presented.

Dipole antennas; dipole radiator; broadband antennas; matching circuit; stub.

Введение. Дипольные излучатели получили широкое распространение в антенных устройствах СВЧ диапазона, в частности - фазированных антенных решетках (ФАР). Параметры направленности антенных элементов решетки должны соответствовать рабочей зоне углов ФАР, поэтому одним из требований к ним является слабая направленность. К слабонаправленным излучателям относится класс симметричных дипольных излучателей, в которых диполь расположен над рефлектором параллельно ему. Достоинствами таких излучателей является простота конструкции, минимальные массогабаритные характеристики, высокие значения КПД и электрическая прочность. ФАР обычно содержит множество элементов, поэтому вопросам технологической простоты и компактности конструкции возбуждения диполя, а также крепления его над рефлектором необходимо уделять особое внимание.

Классический полуволновый диполь имеет достаточно малую рабочую полосу частот (до 10%). Среди современных подходов к расширению полосы можно выделить способы, основанные на модификации плеч диполей: включение распределенных и сосредоточенных элементов [1, 2], реконфигурируемости [3, 4] и изменение формы [1, 5–7]. Другим подходом является использование специализированных симметрирующих согласующих цепей, среди которых следует выделить цепи на основе компланарных линий (CPW) и широкополосных симметрирующих фидеров [8–10]. Стоит отметить определенную условность в данном структурно-конструктивном обособлении способов, так как вышеописанные подходы могут быть взаимосвязаны и часто используются совместно [11–16].

Приведенные реализации вышеописанных подходов к расширению полосы частот дипольного излучателя демонстрируют, что современные тенденции основаны на использовании в антенной технике микрополосковых (МПЛ) технологий. Это обусловлено, в частности, технологическими преимуществами. Однако данные тенденции приводят к снижению механической и электрической прочности излучателей, а также делает их параметры чувствительными к климатическим условиям. Поэтому в некоторых приложениях актуальными являются классические (объемные) конструкции дипольных излучателей. При этом не все технические решения для широкополосного возбуждения МПЛ излучателей могут быть реализованы в классической конструкции (и наоборот) без потери их эффективности.

Известно, что параллельный шлейф в классическом виде – это узкополосное согласующее устройство. Ниже представлен комплексный способ расширения полосы частот дипольного излучателя. Особенностью способа является рассмотрение вопроса согласования единой конструкции "согласующие устройство – излучатель – рефлектор". При этом в качестве основы согласующего устройства используется способ согласования с помощью реактивного шлейфа, обладающего хорошим качеством согласования с комплексной нагрузкой при минимальных размерах.

Целью работы является синтез конструкции симметричного вибраторного излучателя с согласующим реактивным шлейфом.

Описание конструкции. Известно, что с помощью шлейфа параллельного типа, включенного в линию передачи (ЛП) нагруженную на комплексную нагрузку, можно обеспечить режим бегущей волны в линии при любом сопротивлении нагрузки и волновом сопротивлении линии [17]. Данный способ, который также может использоваться и для согласования диполей любых размеров, удачно реализуется на ЛП типа двухпроводная линия (так называемое *согласование способом В.В. Татаринова* [18]), что позволяет корректировать точку подключения шлейфа (для компенсации действительной части проводимости диполя), а также не требует наличия симметрирующего устройства для питания плеч диполя. Однако этот способ является узкополосным, т.к. место включения и размеры шлейфа определяются частотой сигнала. В дополнении к этому практические конструкции дипольных излучателей обычно имеют эффективные размеры близкие к резонансным, что также исключает широкополосное согласование по причине частотной зависимости входного сопротивления. Непосредственно двухпроводная ЛП (в отличие от коаксиальной) не является распространенным типом фидерной линии в диапазоне СВЧ, что ограничивает практическое её использование.

С другой стороны, известный способ широкополосного согласования, использующий *принцип частотной компенсации*, также может быть основан на использовании параллельного шлейфа [17]. В этом случае частотная зависимость реактивной проводимости шлейфа должна быть обратной зависимости проводимости нагрузки, включенной параллельно ему. Однако этот способ применим в том случае, когда значение действительной части проводимости близко к значению, обратному волновому сопротивлению линии. Задачу широкополосного согласования коаксиального фидера с излучателем нельзя рассматривать отдельно от конструктивных особенностей плеч вибратора, согласующего и симметрирующего устройства, рефлектора и его расположения.

Рассмотрим конструкцию дипольного излучателя (рис. 1) содержащего конструктивные и согласующие элементы. Излучатель представляет диполь, возбуждаемый от двухпроводной линии (одновременно являющейся его стойками), закороченной на конце (рис. 1). Двухпроводная линия, подключенная в средней части к коаксиальной линии 3, делится на два отрезка двухпроводной линии 1 и 2. Отрезок 1 – питает плечи диполя 4, отрезок 2 – закорочен на конце рефлектором 5. Рефлектор 5 имеет сложную форму с целью обеспечения необходимого расстояния от диполя до рефлектора (независимо от точки закорачивания отрезка 2).

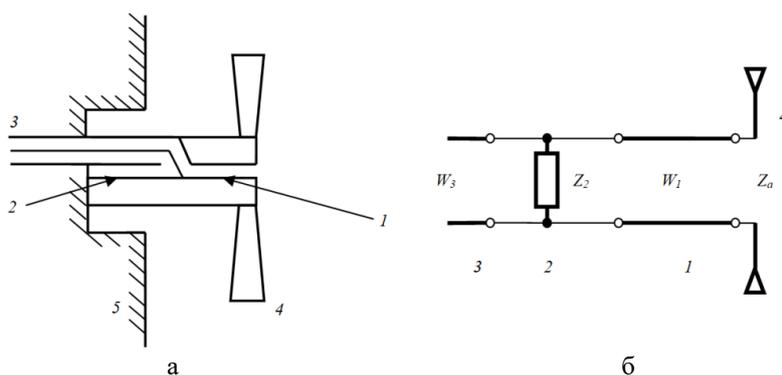


Рис. 1. Конструкция (а) и эквивалентная электрическая схема (б) дипольного излучателя

Электрическая схема (рис. 1,б) представляет параллельно включенное сопротивление, определяемое сопротивлением короткозамкнутого двухпроводного шлейфа 2 (Z_2) и входным сопротивлением диполя 4 (Z_a), включенного через двухпроводную линию 1 с волновым сопротивлением W_1 .

Возможность многошагового параметрического синтеза действующих размеров конструкции излучателя (например, посредством электродинамического анализа) ограничивается вычислительными и временными ресурсами, определяемыми количеством варьируемых параметров, объемом и дискретностью проводимых исследований в частотной области. Поэтому необходимо снизить количество и диапазон варьируемых параметров (степеней свободы синтеза) и широко использовать возможности математического анализа, например, для формирования первичной модели для электродинамического моделирования.

Степенями свободы в процессе синтеза являются конструктивные особенности линий передач 1 и 2 (их длина и форма), а также конструкция плеч диполя (длина, форма) и расстояние от них до рефлектора (определяемые входное сопротивление диполя). В процессе синтеза первичной модели использованы следующие принципы, определяемые в том числе и конструкторско-технологическими соображениями:

1) отрезок двухпроводной линии 1 повторяет конструкцию основания плеч диполей 4, что способствует улучшению согласования линии и диполя;

2) форма плеч диполей – усеченный конус (с углом при вершине α), что способствует снижению активной составляющей и частотной зависимости реактивной составляющей входного сопротивления (а значит и уменьшению волнового сопротивления диполя);

3) длина плеч диполя (l) принимается близкой к размерам полуволнового диполя ($l \approx \lambda_0/4$, где λ_0 – длина волны центральной частоты диапазона), что способствует уменьшению реактивной части входного сопротивления (а значит и уменьшению волнового сопротивления);

4) волновое сопротивление подводящей линии 3 W_3 принимается равным типовому волновому сопротивлению коаксиальной линии передачи: $W_3 = 50$ Ом;

5) линии передачи 1 и 2 имеют одинаковые сечения, при этом они представляют единую прочную несущую конструкцию (т.е. стойки) для плеч симметричного диполя. Таким образом действующие поперечные размеры ЛП 1 и 2 (расстояние между стойками a и их диаметр d) выбираются из прочностных соображений, в дополнении должно обеспечиваться возможность подвода внутри стойки ЛП 3. При этом волновые сопротивления линий равные: $W_1 = W_2$, а диаметр основания диполя равен значению диаметра d (согласно п.1);

6) подводящая коаксиальная линия 3 проходит внутри одной из стоек и таким образом запитывает одновременно две соосно-подключенные симметричные ЛП 1 и 2. Это способствует компенсации токов, текущих по наружной поверхности коаксиальной линии, и улучшает симметрирование токов;

7) с целью обеспечения однонаправленности излучения расстояние от диполя до рефлектора (h) принимается близкой к четверти волны ($h \approx \lambda_0/4$).

Таким образом удастся сократить количество варьируемых параметров до следующего набора: d , a , h , α , l_1 и l_2 (длины ЛП 1 и 2, соответственно), а также несколько ограничить диапазоны их значений. Для формирования (обоснования) параметров первичной модели использовано математическое моделирование.

Математическая модель. Изображенная на рис. 1 конструкция включает в себя как отрезки длинных линий, так и дипольный излучатель сложной формы, взаимодействующий со своим зеркальным отражением. Таким образом для построения модели использован математический аппарат теории длинных линий и метод наведенных ЭДС. Для исследования предложенной конструкции вычисляется комплексное входное сопротивление Z , подключаемое к подводящей ЛП 3:

$$Z = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}, \quad (1)$$

где Z_1 – входное сопротивление диполя 4 (запитанного по ЛП 1) в точке подключения шлейфа 2, Z_2 – сопротивление короткозамкнутого шлейфа 2.

Входящие в (1) значения сопротивлений Z_1 и Z_2 находятся на основе теории длинных линий [19]:

$$\begin{aligned} Z_1 &= W_1 \frac{Z_a \cos k_1 l_1 + j W_1 \sin k_1 l_1}{W_1 \cos k_1 l_1 + j Z_a \sin k_1 l_1}, \\ Z_2 &= j W_1 \operatorname{tg} k_2 l_2, \end{aligned} \quad (2)$$

где Z_a – полное входное сопротивление диполя 4;

k , k_1 , k_2 – волновые числа соответственно для открытого пространства, линий передачи 1 и 2.

Согласно [19] биконический диполь с длиной плеча l может рассматриваться как длинная линия с волновым сопротивлением W_b , нагруженная на сопротивление Z_n . Таким образом, входное сопротивление диполя 4 Z_a , входящее в (2), определяется следующим образом:

$$Z_a = W_b \frac{Z_n \cos kl + j W_b \sin kl}{W_b \cos kl + j Z_n \sin kl},$$

где W_b – волновое сопротивление диполя над рефлектором,

$$Z_n = \frac{W_b^2}{Z_{11} - Z_{12}}.$$

В выражении комплексные значения сопротивления излучения диполя $Z_{11} = R_{11} + jX_{11}$ и взаимное наведенное сопротивление излучения $Z_{12} = R_{12} + jX_{12}$ (от «мнимого» диполя за счет наличия рефлектора 5) можно найти по известным выражениям из [20]. При расчете волнового сопротивления диполя W_b также учитывается влияние «мнимого» диполя следующим образом:

$$W_b = W \sqrt{1 + \frac{X_{1наг}}{kW}},$$

где $X_{1наг} = \frac{-2X_{12}}{l \left(1 - \frac{\sin 2kl}{2kl}\right)}$,

$W = 276 \lg \left(\operatorname{ctg} \frac{\alpha}{4}\right)$ – волновое сопротивление биконического диполя с полным углом при вершине α [19].

Для рассматриваемого здесь случая выражения для расчета собственных и взаимных сопротивлений Z_{11} и Z_{12} весьма громоздки – содержат 72 слагаемых (в технической литературе распространены формульные выражения для простейшего случая $l = \frac{\lambda}{4}$).

Поэтому данные выражения, а также окончательное выражение (в общем виде) для величины Z , полученное на основе (1), здесь не приводятся.

Непосредственным объектом численного исследования является параметр, характеризующий согласование конструкции с линией 3, а именно модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$:

$$|S_{11}| = \sqrt{\frac{(R - W_3)^2 - X^2}{(R + W_3)^2 + X^2}},$$

где R и X – действительная и мнимая части величины Z ($Z = R + jX$),

$W_3 = 50$ Ом – волновое сопротивление подводящей линии 3.

Моделирование проведено в среде MATLAB. Прежде чем перейти к анализу результатов в связи со сложностью и громоздкостью модели, с целью обеспечения достоверности результатов, модель подверглась верификации. Верификация заключалась в подтверждении общей модели посредством исследования её (и её внутренних переменных) для частных широко исследованных конструкций дипольных излучателей и сравнении результатов с данными из распространённых источников. Некоторые результаты верификационных исследований – величин Z_{11} и Z_{12} (для случая параллельных тонких регулярных диполей с нулевым взаимным осевым сдвигом) совпадают с известными графическими данными из специализированной литературы (см. [20] и рис. 2). Полученная в результате исследований согласования варианта конструкции с нулевым размером ЛПП 1 и отсутствием рефлектора зона возможного согласования совпадают с принципом согласования одиночного диполя с согласующим шунтом (см. рис. 3,а). На рис. 3,б показано расширение полосы данного варианта конструкции при конусообразности плеч диполя.

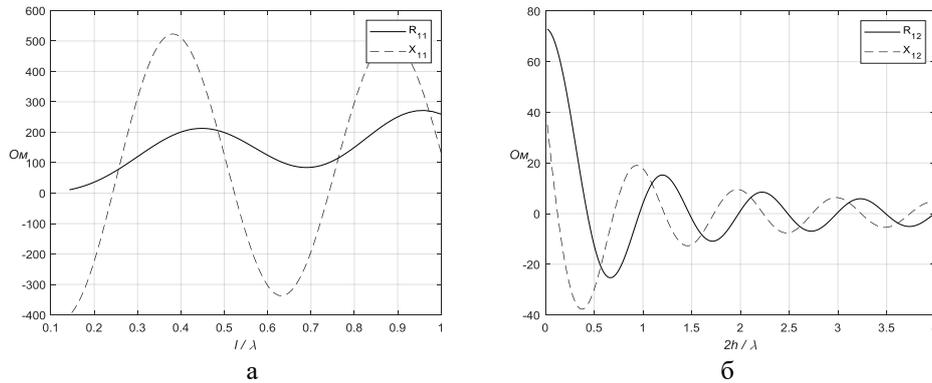


Рис. 2. Результаты верификации модели: значения величин Z_{11} (а) и Z_{12} (б) для частного случая: $\alpha = 0$, $\frac{l}{d} = 3000$ и нулевого осевого сдвига диполей

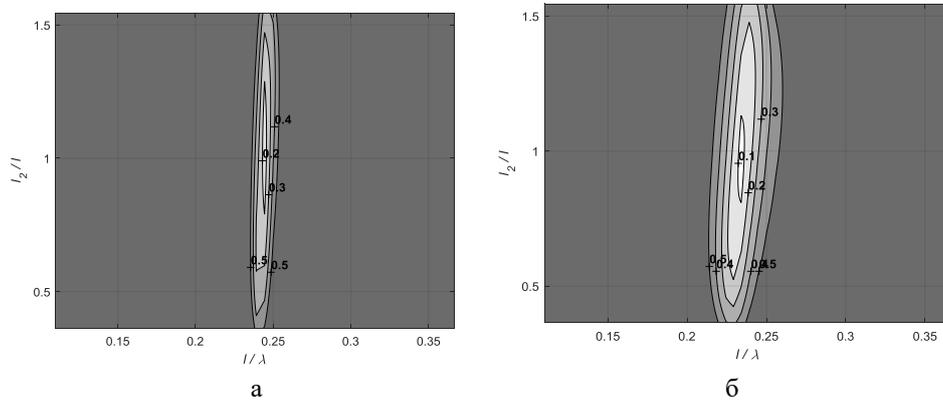


Рис. 3. Результаты верификации модели: топограмма значения величины $|S_{11}|$ для частного случая $l_1 = 0$, $h = \infty$, $\frac{d}{l} = 0,145$, $\frac{a}{l} = 0,182$: а – $\alpha = 0$, б – $\alpha = 7^0$

Проведены исследования, объём которых обоснован набором и диапазоном варьируемых параметров. Некоторые результаты показаны на рис. 4, где приведена серия топограмм (картографических изображений) характеризующих качество согласования конструкции в зависимости от относительных значений длины плеч диполя ($\frac{l}{\lambda}$) и длины

линии $2 \left(\frac{l_2}{l} \right)$ для фиксированных значений $\frac{l_1}{l} = 0,76$ и $\frac{l_1}{l} = 0,63$, $\frac{h}{l} = 1,56$ и $\frac{h}{l} = 1,29$. Другие значения параметров модели: $\frac{d}{l} = 0,145$, $\frac{a}{l} = 0,182$, $\alpha = 7^\circ$. На топограммах показана величина $|S_{11}|$ – градациями яркости с изолиниями дискретных значений. Область возможного широкополосного согласования (рис. 4,а) ограничена штриховой линией (использован частный критерий $|S_{11}| \leq 0,3$). Параметры модели из данной области определяют первичную модель для электродинамического моделирования.

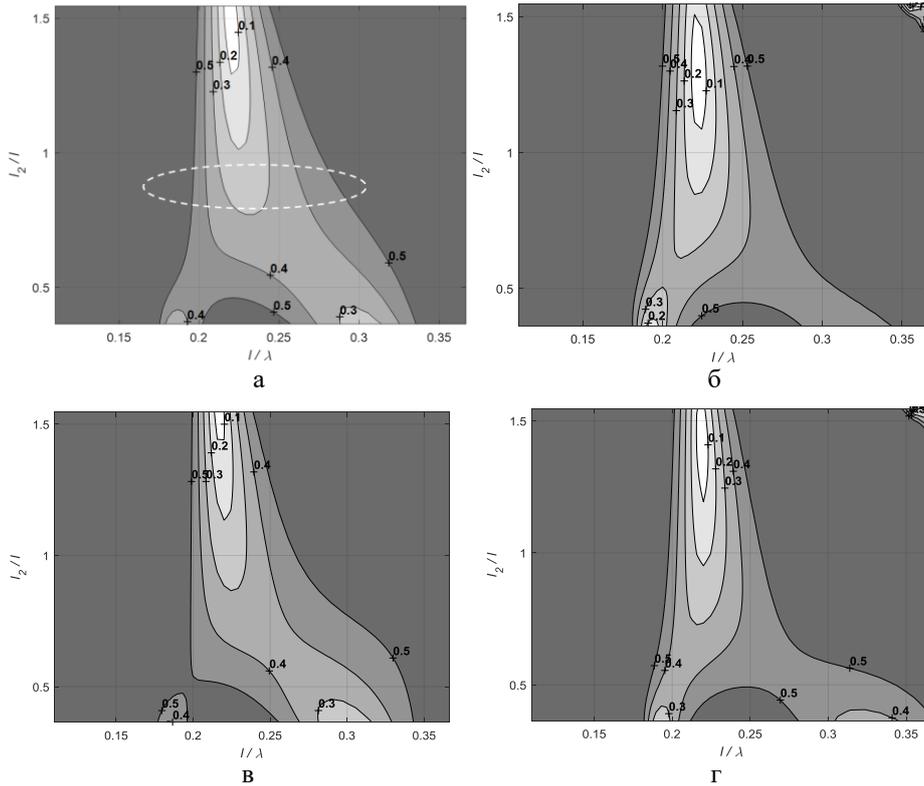


Рис. 4. Топограмма величины $|S_{11}|$: а – $\frac{l_1}{l} = 0,76$, $\frac{h}{l} = 1,56$; б – $\frac{l_1}{l} = 0,63$, $\frac{h}{l} = 1,56$;

$$в – \frac{l_1}{l} = 0,76, \frac{h}{l} = 1,29; г – \frac{l_1}{l} = 0,63, \frac{h}{l} = 1,29$$

Таким образом, в результате математического моделирования продемонстрирована возможность широкополосного согласования. Однако при формировании математической модели и её составляющих использованы доступные выражения близких конструктивных аналогов, которые не учитывают особенностей конструкции в полной мере. Так в математической модели не в полной мере произведен учёт реальной формы плеч (а именно – усеченный конус), эффекты симметрирования и возбуждения диполя от линии передачи, взаимодействия открытой двухпроводной линии с рефлектором и прочее. Однако использование данных упрощенных моделей с целью формирования начальных параметров для электродинамического моделирования конструкции вполне допустимо.

Результаты моделирования. На основе сформированной первичной модели проведены обширные численные исследования с помощью программного обеспечения для 3D электромагнитного симулирования (HFSS) с целью определения оптимальной геометрии и размеров конструкции излучателя. В качестве первичной модели взята модель,

с параметрами выявленными выше, в результате математического моделирования: $\frac{l_1}{l} = 0,76$, $\frac{h}{l} = 1,56$, $\frac{d}{l} = 0,145$, $\frac{a}{l} = 0,182$, $\alpha = 7^0$. Рассмотрены два случая оптимизации действующих размеров конструкции, отражает практические задачи использования излучателей данного типа [21]. В качестве критерия оптимальности в одном случае выбрана максимальная величина полосы рабочих частот (вариант 1), в другом – максимальный коэффициент направленного действия (вариант 2). Установлено, что наилучшими характеристиками обладает варианты конструкции с параметрами, указанными в табл. 1.

Таблица 1

Действующие размеры вариантов конструкции излучателя

	$\frac{l_1}{l}$	$\frac{l_2}{l}$	$\frac{h}{l}$	$\frac{d}{l}$	$\frac{a}{l}$	α
Вариант 1	0,745	0,818	1,56	0,145	0,182	7^0
Вариант 2	0,709	0,854	1,29	0,145	0,182	7^0

На рис. 5 и 6 показаны зависимости величин КСВН и КНД излучателя от относительной длины плеч $\frac{l}{\lambda}$. Графики для вариантов 1 и 2 обозначены соответствующими цифрами. В результате исследования конструкции зафиксированы следующие значения:

- ♦ относительная полоса рабочих частот по уровню КСВН, равном 2, ($S_{11} = -9,5$ дБ) до 84%;
- ♦ значение КНД до 5,4 дБ.

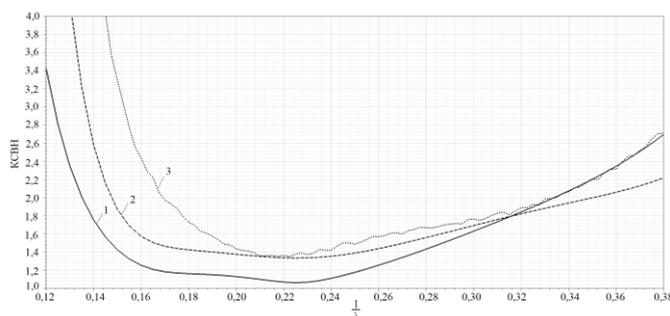


Рис. 5. Зависимость значения КСВН от $\frac{l}{\lambda}$ для двух вариантов модели (1 и 2) и макета (3) конструкции излучателя

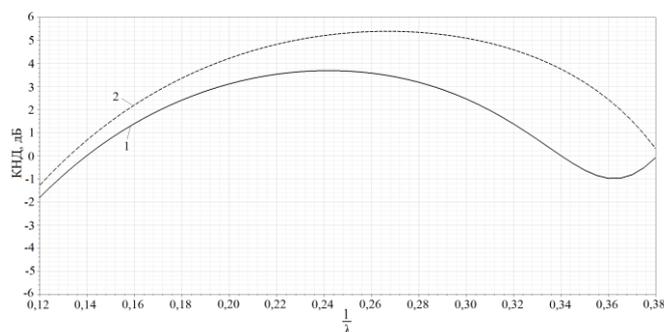


Рис. 6. Зависимость значения КНД от $\frac{l}{\lambda}$ для двух вариантов модели (1 и 2) конструкции излучателя

Из приведенных зависимостей также видно, что модернизация конструкции варианта 1 с целью повышения величины КНД приводит к сужению полосы рабочих частот. Таким образом выбор действующих размеров должен осуществляться с учетом конкретных практических особенностей использования излучателя, с учетом необходимой полосы частот, допустимых значений согласования и КНД, а также иных условий.

С целью подтверждения результатов изготовлен макет конструкции по варианту 2 (рис. 7). Материал макета – алюминий (ЛП 1 и 2, плечи диполя 4, рефлектор 5), для соединения конструктивных элементов широко использована пайка. ЛП 3 изготовлена в виде коаксиальной воздушной линии, содержащей центрирующие шайбы из фторопласта, для сборки использованы технологические отверстия в стойках. Подключение к линии 3 осуществлено через коаксиальный соединитель типа III (тип N с метрической резьбой).

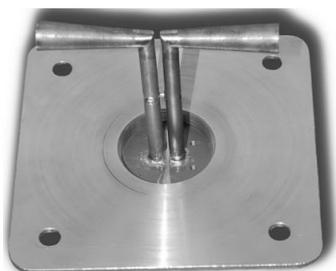


Рис. 7. Макет дипольного излучателя

Результаты макетирования представлены кривой 3 на рис. 5. Форма кривой 3 и центральная частота совпадают с результатами моделирования (кривая 2), однако по заданному уровню согласования полоса частот отличается на 15%.

Закключение. Синтезирована конструкция симметричного вибраторного излучателя с согласующим реактивным шлейфом. Продемонстрирована возможность работы излучателя в диапазоне частот 80% (по уровню согласования $S_{11} = -9,5$ дБ). Показана возможность увеличения значения КНД на 1...4 дБ при одновременном снижении полосы частот. Особенностью конструкции являются малые габаритные размеры и способ питания – от стандартной коаксиальной линии с волновым сопротивлением 50 Ом.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Milligan T.A. Modern Antenna Design: Second Edition // Modern Antenna Design. – Second ed. – 2005. – P. 1-614. – DOI: 10.1002/0471720615. – EDN SSWHRH.
2. Balanis C.A. Antenna Theory: Analysis and Design. – 4th ed. – John Wiley & Sons, 2016.
3. Qin P.-Y., Weily A.R., Guo Y.J., Bird T.S. and Liang C.-H. Frequency Reconfigurable Quasi-Yagi Folded Dipole Antenna // in IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – Aug. 2010. – Vol. 58, No. 8. – P. 2742-2747. – DOI: 10.1109/TAP.2010.2050455.
4. Обуховец В.А. Реконфигурируемые микрополосковые антенные системы // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2020. – № 1-2. – С. 159-160. – EDN XVHHJG.
5. Chen H.-D. Broadband CPW-fed square slot antennas with a widened tuning stub // IEEE Trans. Antennas Propag. – Aug. 2003. – Vol. 51. – P. 1982-1986.
6. Chen H.-D. and Chen H.-T. A CPW-fed dual-frequency monopole antenna // IEEE Trans. Antennas Propag. – Apr. 2004. – Vol. 52. – P. 978-982.
7. Kuo F.-Y., Chou H.-T., Hsu H.-T., Chou H.-H. and Nepa P. A Novel Dipole Antenna Design With an Over 100% Operational Bandwidth // in IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – Aug. 2010. – Vol. 58, No. 8. – P. 2737-2741. – DOI: 10.1109/TAP.2010.2050434.
8. Kim J.I., Kim J.M., Yoon Y.J., and Pyo C.S. Wideband printed fat dipole fed by tapered microstrip balun // in Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. – Jun. 2003. – Vol. 3. – P. 32-35.
9. Guo Y.X., Zhang Z.Y., Ong L.C., and Chia M.Y.W. A new balanced UWB planar antenna // in Proc. Eur. Conf. on Wireless Technology. – Oct. 2005. – P. 515-517.
10. He Q.-Q., Wang B.-Z., and He J. Wideband and dual-band design of a printed dipole antenna // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. – 2008. – Vol. 7. – P. 1-4.
11. Обуховец В.А. Планарные микрополосковые излучатели с расширенным диапазоном частот // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2023. – № 5. – С. 59-60.

12. Горемыкин Е.В., Петров Б.М., Костромитин Г.И. Логопериодические антенны с укороченными вибраторами // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2001. – № 1. – С. 24-30.
13. Пеньковская Т.К., Геворкян А.В., Юханов Ю.В. Варианты реализации диаграммообразующей схемы фазированной антенной подрешетки на основе низкопрофильных печатных дипольных антенн // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении (КомТех-2022): Матер. Всероссийской научно-технической конференции с международным участием. В двух томах, Таганрог, 08–10 июня 2022 года. – Таганрог: ЮФУ, 2022. – С. 264-271.
14. Semenikhin A.I., Semenikhina D.V., Yukhanov Y.V. A Low Profile Dual-Polarized Tightly Coupled Dipole Array of C-X-Band // Proceedings - 2020 7th All-Russian Microwave Conference, RMC 2020: 7, Moscow, 25–27 ноября 2020 года. – Moscow, 2020. – P. 140-142.
15. Gevorkyan A.V., Yukhanov Y.V. 5.11:1 Bandwidth Dual Polarized Dipole Antenna // 2018 IEEE Radio and Antenna Days of the Indian Ocean, RADIO 2018, Wolmar, 15–18 октября 2018 года. – Wolmar, 2018. – P. 8572299.
16. Семенихин А.И., Семенихина Д.В., Юханов Ю.В. Низкопрофильная двухполяризационная антенная решетка сильно связанных диполей С-Х-диапазонов // Журнал радиоэлектроники. – 2020. – № 12. – С. 14.
17. Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И. Устройства СВЧ и антенны: учебник для вузов / ред. Воскресенский Д.И. – 3-е изд. – М.: Радиотехника, 2008. – 384 с.
18. Драбкин А.Л., Зузенко В.Л. Антенно-фидерные устройства. – М.: Сов. радио, 1961.
19. Фрадин А.З. Антенно-фидерные устройства: учеб. пособие для вузов связи. – М.: Связь, 1977.
20. Айзенберг Г.З. Антенны ультракоротких волн. – М.: Связьиздат, 1957.
21. Алексеев Ю.И., Белецкий А.А., Бровченко С.П. [и др.]. Радиоэлектронные системы локации и связи: Коллективная монография / под ред. В.А. Обуховца. – М.: Радиотехника, 2008. – 208 с.

REFERENCES

1. Milligan T.A. Modern Antenna Design: Second Edition, *Modern Antenna Design*. Second ed., 2005, pp. 1-614. DOI: 10.1002/0471720615. – EDN SSWHRH.
2. Balanis C.A. Antenna Theory: Analysis and Design. 4th ed. John Wiley & Sons, 2016.
3. Qin P.-Y., Weily A.R., Guo Y.J., Bird T.S. and Liang C.-H. Frequency Reconfigurable Quasi-Yagi Folded Dipole Antenna, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Aug. 2010, Vol. 58, No. 8, pp. 2742-2747. DOI: 10.1109/TAP.2010.2050455.
4. Obukhovets V.A. Rekonfiguriruemye mikropoloskovyye antennyye sistemy [Reconfigurable microstrip antenna systems], *SVCh-tekhnika i telekommunikatsionnyye tekhnologii* [Microwave engineering and telecommunication technologies], 2020, No. 1-2, pp. 159-160. EDN XVHHJG.
5. Chen H.-D. Broadband CPW-fed square slot antennas with a widened tuning stub, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Aug. 2003, Vol. 51, pp. 1982-1986.
6. Chen H.-D. and Chen H.-T. A CPW-fed dual-frequency monopole antenna, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Apr. 2004, Vol. 52, pp. 978-982.
7. Kuo F.-Y., Chou H.-T., Hsu H.-T., Chou H.-H. and Nepa P. A Novel Dipole Antenna Design With an Over 100% Operational Bandwidth, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Aug. 2010, Vol. 58, No. 8, pp. 2737-2741. DOI: 10.1109/TAP.2010.2050434.
8. Kim J.I., Kim J.M., Yoon Y.J., and Pyo C.S. Wideband printed fat dipole fed by tapered microstrip balun, in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, Jun. 2003, Vol. 3, pp. 32-35.
9. Guo Y.X., Zhang Z.Y., Ong L.C., and Chia M.Y.W. A new balanced UWB planar antenna, in *Proc. Eur. Conf. on Wireless Technology*, Oct. 2005, pp. 515-517.
10. He Q.-Q., Wang B.-Z., and He J. Wideband and dual-band design of a printed dipole antenna, *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, 2008, Vol. 7, pp. 1-4.
11. Obukhovets V.A. Planarnyye mikropoloskovyye izluchateli s rasshirenym diapazonom chastot [Planar microstrip emitters with an extended frequency range], *SVCh-tekhnika i telekommunikatsionnyye tekhnologii* [Microwave engineering and telecommunication technologies], 2023, No. 5, pp. 59-60.
12. Goremykin E.V., Petrov B.M., Kostromitin G.I. Logoperiodicheskie anteny s ukorochennymi vibratoryami, *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy Rossii. Radioelektronika*, 2001, No. 1, pp. 24-30.
13. Pen'kovskaya T.K., Gevorkyan A.V., Yukhanov Yu.V. Varianty realizatsii diagrammoobrazuyushchey skhemy fazirovannoy antennoy podreshetki na osnove nizkoprofil'nykh pechatnykh dipol'nykh anten [Implementation options for a beam-forming scheme of a phased antenna subarray based on low-profile printed dipole antennas], *Komp'yuternyye i informatsionnyye tekhnologii v nauke, inzhenerii i upravlenii (KomTekh-2022): Mater. Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii s mezhdunarodnym uchastiem. V dvukh tomakh, Taganrog, 08–10 iyunya 2022 goda* [Computer and in-

- formation technologies in science, engineering and management (KomTech-2022): Proceedings of the All-Russian scientific and technical conference with international participation. In two volumes, Taganrog, June 08–10, 2022]. Taganrog: YuFU, 2022, pp. 264-271.
14. *Semenikhin A.I., Semenikhina D.V., Yukhanov Y.V.* A Low Profile Dual-Polarized Tightly Coupled Dipole Array of C-X-Band, Proceedings - 2020 7th All-Russian Microwave Conference, RMC 2020: 7, Moscow, 25–27 November 2020. Moscow, 2020, pp. 140-142.
 15. *Gevorkyan A.V., Yukhanov Y.V.* 5.11:1 Bandwidth Dual Polarized Dipole Antenna, 2018 IEEE Radio and Antenna Days of the Indian Ocean, RADIO 2018, Wolmar, 15–18 October 2018. Wolmar, 2018, pp. 8572299.
 16. *Semenikhin A.I., Semenikhina D.V., Yukhanov Yu.V.* Nizkoprofil'naya dvukhpolyarizatsionnaya antennaya reshetka sil'no svyazannykh dipoley S-Kh-diapazonov [Low-profile dual-polarization antenna array of strongly coupled C-X-band dipoles], *Zhurnal radioelektroniki* [Journal of Radio Electronics], 2020, No. 12, pp. 14.
 17. *Voskresenskiy D.I., Gostyukhin V.L., Maksimov V.M., Ponomarev L.I.* Ustroystva SVCh i anteny: uchebnyk dlya vuzov [Microwave devices and antennas: a textbook for universities], ed. by Voskresenskiy D.I. 3rd ed. Moscow: Radiotekhnika, 2008, 384 p.
 18. *Drabkin A.L., Zuzenko V.L.* Antenna-fidernye ustroystva [Antenna-feeder devices]. Moscow: Sov. radio, 1961.
 19. *Fradin A.Z.* Antenna-fidernye ustroystva: ucheb. posobie dlya vuzov svyazi [Antenna-feeder devices: a textbook for communications universities]. Moscow: Svyaz', 1977.
 20. *Ayzenberg G.Z.* Anteny ul'trakorotkikh voln [Ultrashort wave antennas]. Moscow: Svyaz'izdat, 1957.
 21. *Alekseev Yu.I., Beletskiy A.A., Brovchenko S.P.* [i dr.]. Radioelektronnyye sistemy lokatsii i svyazi: Kollektivnaya monografiya [Radioelectronic systems of location and communication: Collective monograph], pod red. V.A. Obukhovtsova. Moscow: Radiotekhnika, 2008, 208 p.

Обуховец Виктор Александрович – Южный федеральный университет; e-mail: vaobuhovec@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +78634371733; кафедра антенн и радиопередающих устройств; д.т.н.; профессор.

Самбуров Николай Викторович – АО «Тайфун»; e-mail: samburov.n.v@yandex.ru; г. Калуга, Россия; тел.: +79605181406; начальник отдела.

Obukhovets Victor Aleksandrovich – Southern Federal University; e-mail: vaobuhovec@sfedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +78634371733; the department of antennas and radio transmitting devices; dr. of eng. sc.; professor.

Samburov Nikolai Viktorovich – TYPHOON JSC; e-mail: samburov.n.v@yandex.ru; Kaluga, Russia; phone: +79605181406; head of department.

УДК 621.391

DOI 10.18522/2311-3103-2025-1-247-255

А.В. Андрианов, А.Н. Зикий, А.С. Кочубей

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СМЕСИ СИГНАЛА И ШУМА НА ВЫХОДЕ ЛОГАРИФМИЧЕСКОГО ПРИЁМНИКА

Проведено экспериментальное исследование статистических параметров смеси сигнала и шума на выходе логарифмического приёмника: среднего, среднеквадратического отклонения, моды, медианы, коэффициентов асимметрии и эксцесса. Наличие этих параметров распределения позволяет аппроксимировать функцию распределения вероятностей смеси сигнала и шума рядом Эджворта из четырёх членов. Логарифмические приёмники являются важной составной частью систем радиосвязи, радионавигации, радиолокации и радиоэлектронной борьбы. Они определяют такие важные характеристики, как частотный и динамический диапазон, чувствительность и помехоустойчивость. Целью данной работы является уточнение модели смеси сигнала и шума на выходе логарифмического приёмника. В большинстве известных публикаций использовано предположение о нормальном законе распределения смеси сигнала и шума на выходе логарифмического приёмника. Уточнение модели смеси сигнала и шума заключается в том, что данное распределение описывается аналитически рядом Эджворта, а коэффициенты ряда Эджворта измерены экспериментально с помощью макета логарифмического приёмника и цифрового осциллографа.