

DOI: https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.3.10 УДК: 621.396.676

# ПРОЕКТИРОВАНИЕ ДВУХДИАПАЗОННЫХ АНТЕНН НА ОСНОВЕ ВОЗБУДИТЕЛЯ ДИПОЛЬНОГО ВИДА С КОНЦЕВЫМ ТИПОМ ВОЗБУЖДЕНИЯ

А.С. Алексейцев <sup>1</sup>, Ю.Н. Паршин <sup>2</sup>

# <sup>1</sup> Новосибирский государственный технический университет, 630073, Новосибирск, пр-т Карла Маркса, 20

<sup>2</sup> НИИ измерительных приборов – Новосибирский завод им. Коминтерна, 630015, Новосибирск, ул. Планетная, 32

Статья поступила в редакцию 2 февраля 2024 г.

Аннотация. Целью работы является разработка на основе системного проектированию антенных элементов и подхода К систем алгоритма проектирования двухдиапазонных антенн дипольного вида с нестандартным возбуждением. Концевой тип возбуждения, описанный в работе, позволяет освободить центральную часть подложки для установки дополнительных радиотехнических уменьшить элементов, а также, электромагнитное симметрирующей взаимолействие питающих полосков схемы. Метод диполеподобных возбуждения двух излучателей осуществляется С использованием противофазного равноамплитудного делителя мощности, сигналы с выходных выводов которого подаются на разнесенные плечи диполей. Таким образом, максимум амплитуды поверхностного тока проводимости наблюдается не на смежных концах, как в классической компоновке, а на удаленных. Оценены основные электродинамические характеристики двухдипольнго возбудителя при концевом типе возбуждения. Вся конструкция расположена на печатной плате из стандартного диэлектрического материала

ФАФ-4 Д с относительной диэлектрисеской проницаемостью 2.5. Таким образом, вся антенна вместе с симметрирующим блоком является полностью планарной, создавая предпосылки к снижению массогабаритных параметров системы, где будет установлена. Предложена методика проектирования двухдиапазонного излучателя дипольного вида с концевым типом возбуждения. В основу алгоритма параметрической оптимизации тонкопроволочной модели, а также печатного эквивалента, положены формальные соотношения для входного импеданса и обобщенной функции направленности излучателя. Обобщенная функция направленности возбудителя выражена как зависимость интенсивности его осевого излучения от геометрических параметров, таких как длины диполей, межэлементное расстояние, и фазовый сдвиг сигналов возбуждения в точках возбуждения. Соответствующие выражения в замкнутом виде задают начальные приближения независимых параметров геометрии, рассчитанные для заданных центральных частот согласования. Заявленная последовательность процедур позволяет в рамках системного подхода определять начальные приближения возбудителя. Ha параметров последующих геометрических этапах проектирования решается задача сопряжения возбудителя и согласующесимметрирующей схемы. Таким образом, вся задача декомпозируется на самостоятельные вычислительные блоки, упрощая и снижая вычислительные затраты.

Ключевые слова: концевой тип возбуждения, двухдиапазонный возбудитель, согласование, направленность, оптимизация.

**Финансирование:** Исследование выполнено при финансовой поддержке РНФ в рамках научного проекта № 23-79-01093.

Автор для переписки: Паршин Юрий Николаевич, jurparnik@mail.ru

## Введение

В условиях совершенствования радиоэлектронных компонентов и элементной базы фазированных антенных решеток для локаторов кругового и секторного типов требуется разработка и исследование новых технических решений, способных увеличить электромагнитный ресурс излучателей и системы в целом. Пути увеличения данного ресурса предполагают экстенсивный и интенсивный подходы.

Первый подход основан на увеличении либо количества каналов решетки, что эквивалентно увеличению ее потенциала, либо мощностей приемо-передающих модулей. Также, отчасти, к данному подходу можно отнести некоторые модификации излучающих элементов, принципиально не изменяющие электродинамический режим их работы, например, добавление большего числа директоров и т. п.

Ко второму подходу относятся решения с качественно иными способами возбуждения или формирования поля излучателя, которые способны увеличить его электродинамические или массогабаритные показатели.

К настоящему времени в отечественной и зарубежной литературе представлено и проанализировано большое количество модифицикаций известных классических излучателей. Видное место занимают получившие широкое применение в технике самых разных видов дипольные излучатели [1-5]. Они совмещают в себе, с одной стороны, приемлемые электродинамические характеристики, такие как чистота поляризации, направленность, возможность согласования с питающим фидером. а с другой – весьма низкие массогабаритные параметры и относительную простоту конструкции (диполь и симметрирующее устройство). При этом, такие излучатели пригодны изготовления В тонкопленочном формате для на печатной плате, легко масштабируемы по размеру.

Известны также двух/многодиапазонные вариации упомянутых антенн [6-9]. В [7] представлен вариант трехдиапазонной антенны на основе диполя, плечи которого имеют форму разветвленных меандров,

что позволяет добиться приемлемых характеристик согласования. При этом, как и в классической центрально-питаемой схеме диполя, наблюдается относительно узкие полосы частот согласования. В [8] рассмотрена антенна с расширенной полосой частот за счет введения паразитных элементов, однако в качестве возбудителя используется все тот же классический диполь.

В данной работе представлен вариант возбудителя директорной антенны, в котором, в отличие от традиционного способа возбуждения, то есть на смежных концах плеч диполя, возбуждение осуществляется с удаленных его концов. Это позволяет освободить среднюю часть подложки для установки радиоэлектронных компонентов управления, а также снизить степень электромагнитного взаимодействия полосковых линий, возбуждающих диполь.

### 1. Тонкопроволочная модель

На рис. 1 показаны возможные компоновки возбудителей директорных антенн.



Рис. 1. Варианты возбудителей директорных антенн.

Показанные вариации точек возбуждения диполя ведут к различным решениям внутренней задачи электродинамики тонких проводников (диполей), позволяя тем самым исследовать всю компоновку в целом по характеристикам электродинамического и массогабаритного ресурса.

Вариант «а» достаточно детально исследован на сегодняшний день [10-13]. Варианты «б» и «в» представляют определенный интерес.

На рис. 2 представлена более детальная модель возбудителя по типу «а».



Рис. 2. Модель однодиапазонного возбудителя с концевым типом возбуждения.

Запишем выражение для касательной составляющей вектора напряженности электрического поля в бесконечной близости к проводящей поверхности, но не на ней самой [14-16]:

$$E_{\text{kac}}(z) = -j\omega\mu_0\mu_r A_z^{\mathfrak{I}}(z) + j\frac{1}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_r} \operatorname{grad}[\operatorname{div}(\vec{z}_0 A_z^{\mathfrak{I}}(z))].$$
(1)

Проведя цепочку эквивалентных преобразований и решив дифференциальное уравнение, связывающее геометрические параметры возбудителя и вектора *E* [16], придем к решению внутренней задачи электродинамики для возбудителя (рис. 2):

$$I_{z}(z) = \begin{cases} I_{m} \sin(kz), z > 0; \\ -I_{m} \sin(kz), z < 0. \end{cases}$$
(2)

График функции (2) для различных значений *l* показан на рисунке 3.



Рис. 3. Распределение поверхностного тока вдоль плеч диполя при концевом типе возбуждения.

#### ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ, ISSN 1684-1719, №3, 2024

Как можно видеть, для полуволнового диполя при концевом возбуждения распределение типе амплитуды поверхностного тока отображением является зеркальным ПО отношению К таковому для центрально-питаемого.

Для получения функции входного импеданса, как одной из характеристик, входящих в целевую функцию последующей оптимизации геометрии, сформируем в замкнутом виде выражение для *E*-составляющей с учетом толщины проводников *a* и фазового сдвига *ф* напряжений на клеммах:

$$E_{z}(z,\varphi) = \frac{30}{jk} \Biggl\{ \sin(kl) \Biggl[ e^{j\varphi} \frac{(z-l)e^{-jk\sqrt{a^{2}+(z-l)^{2}}} \left(1+jk\sqrt{a^{2}+(z-l)^{2}}\right)}{\left(\sqrt{a^{2}+(z-l)^{2}}\right)^{3}} - \frac{(z+l)e^{-jk\sqrt{a^{2}+(z+l)^{2}}} \left(1+jk\sqrt{a^{2}+(z+l)^{2}}\right)}{\left(\sqrt{a^{2}+(z+l)^{2}}\right)^{3}} \Biggr] + k \Biggl[ \cos(kl) \frac{e^{-jk\sqrt{a^{2}+(z+l)^{2}}}}{\sqrt{a^{2}+(z+l)^{2}}} - (3) - e^{j\varphi}\cos(kl) \frac{e^{-jk\sqrt{a^{2}+(z-l)^{2}}}}{\sqrt{a^{2}+(z-l)^{2}}} + \left(1+e^{j\varphi}\right) \frac{e^{-jk\sqrt{a^{2}+z^{2}}}}{\sqrt{a^{2}+z^{2}}} \Biggr] \Biggr\}.$$

Графики входного импеданса  $Z_{11}(\varphi)$  схемы рис. 2 показаны на рис. 4.



Рис. 4. Реальная (а) составляющая  $Z_{11}(\phi)$  и мнимая (б).

Аналогично для случая с двумя возбудителями для двух частотных диапазонов (рис. 5) получим функцию взаимного импеданса (4).



Рис. 5. Модель двухдиапазонного возбудителя.

$$\begin{split} Z_{12} &= \frac{CI_2}{2j} \Big( -e^{jkl_2} \Big( \Upsilon(s^{\bullet}_2) - 2\Upsilon(s^{\bullet}_1) + \Upsilon(s'_2) \Big) + e^{-jkl_2} \Big( \Upsilon(s_2) - 2\Upsilon(s_1) + \Upsilon(s^{*}_2) \Big) \Big) + \\ &+ \frac{CI_2}{2j\sin(kl_2)} \bigg[ k\cos(kl_2) \Big( e^{jkl_2} \Big( -\Gamma(0, jkl_2 + jk(\sqrt{d^2 + (l_1 - l_2)^2} - l_1)) + \\ &+ 2\Gamma(0, jkl_2 + jk\sqrt{d^2 + l_2^2}) - \Gamma(0, jkl_2 + jk(\sqrt{d^2 + (l_1 - l_2)^2} + l_1)) \Big) + \\ &+ e^{-jkl_2} \Big( -\Gamma(0, -jkl_2 + jk(\sqrt{d^2 + (l_1 - l_2)^2} + l_1)) \Big) + \\ &+ 2\Gamma(0, -jkl_2 + jk\sqrt{d^2 + l_2^2}) - \Gamma(0, -jkl_2 + jk(\sqrt{d^2 + (l_1 + l_2)^2} - l_1)) \Big) \Big) + \\ &+ 2L(0, -jkl_2 + jk\sqrt{d^2 + l_2^2}) - \Gamma(0, -jkl_2 + jk(\sqrt{d^2 + (l_1 + l_2)^2} - l_1)) \Big) \Big) + \\ &+ 2k\Big( \Gamma(0, jk(\sqrt{d^2 + l_1^2} - l_1)) - 2\Gamma(0, jkd) + \Gamma(0, jk(\sqrt{d^2 + l_1^2} + l_1)) \Big) \Big], \end{split}$$

где:

$$s_{2}^{\bullet} = \frac{1 - \sin(\operatorname{arctg}(\Delta l/d))}{1 + \sin(\operatorname{arctg}(\Delta l/d))}, \ s_{2}^{\prime} = \frac{1 + \sin(\operatorname{arctg}(\Sigma l/d))}{1 - \sin(\operatorname{arctg}(\Sigma l/d))},$$
(5)

$$s_2 = \frac{1 - \sin(\operatorname{arctg}(\Sigma l/d))}{1 + \sin(\operatorname{arctg}(\Sigma l/d))}, \ s_2^* = \frac{1 + \sin(\operatorname{arctg}(\Delta l/d))}{1 - \sin(\operatorname{arctg}(\Delta l/d))},$$
(6)

$$s_1 = \frac{1 - \sin(\operatorname{arctg}(l_2/d))}{1 + \sin(\operatorname{arctg}(l_2/d))}, \ s_1^{\bullet} = \frac{1 - \sin(\operatorname{arctg}(-l_2/d))}{1 + \sin(\operatorname{arctg}(-l_2/d))}.$$
(7)

Для полного формального описания системы двух возбудителей необходимо решить внешнюю задачу электродинамики. Для этого детализируем геометрическое представление возбудителя (рис. 6).



Рис. 6. Взаимное расположение двух ИДВКП при анализе их характеристик излучения.

**(**ДH) Диаграммы направленности В двух основных сечениях для различных межэлементных расстояний показаны на рис. 7. При этом относительный разнос рабочих диапазонов излучателей системы при анализе ДН без учета взаимного влияния излучателей посредством взаимного импеданса определяется коэффициентом  $k_f = f_{p1} / f_{p2} = l_2 / l_1$ . Для  $k_f = 4/3$ , например, относительное значение разноса рабочих диапазонов будет равно  $(f_{p1} - f_{p2}) / f_u = -\sqrt{3}/6 \approx 28,87$  %, где  $f_u = \sqrt{f_{p1}f_{p2}}$ . Таким образом, при проектировании двухдиапазонной антенны данный коэффициент будет входным параметром, не зависящим от требуемого частотного диапазона антенны. Абсолютный разнос диапазонов растет со скоростью  $k_f - 1$ .

#### <u>ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ, ISSN 1684-1719, №3, 2024</u>



Рис. 7. ДН системы (6) в плоскостях векторов  $\vec{H}$  (а) и  $\vec{E}$  (б) при вариации межэлементного расстояния при синфазном возбуждении.

Далее промоделируем фазовый набег между излучателями  $l_1 = \lambda/4$ ,  $l_2 = \lambda/3$ , m = 1,  $\phi = kd$ ,  $k_f = 4/3$  (рис. 8).



Рис. 8. ДН системы (6) в плоскостях векторов  $\vec{H}$  (а) и  $\vec{E}$  (б) при вариации межэлементного расстояния и m = 1,  $\phi = kd$ .

Зависимости коэффициента направленного действия и взаимного импеданса, как функции от  $k_f$ , показаны на рис. 9 и 10, соответственно.

По данным графикам можно заметить, что возможно задание таких соотношений длин возбудителей, при которых начальные значения целевой

функции будут близки к требуемым по направленности и согласованию, то есть существует некий оптимум для ускорения процесса оптимизации. В то же самое время, рабочие диапазоны должны задаваться пользователем, устанавливающим центральные рабочие частоты.



Рис. 9. КНД в зависимости от  $k_f$  при m = 1 (а) и m = 0.1 (б).



Рис. 10. Активная (а) и реактивная (б) составляющие взаимного импеданса как функции *k<sub>f</sub>*.

## 2. Параметрический синтез эскизной модели ИДВКП

1) На первом этапе задаются интересующие центральные частоты рабочих диапазонов  $f_l$  – низкочастотного и  $f_h$  – высокочастотного, рассчитываются длины плеч высокочастотного  $l_h = 0.225c/f_h$  и низкочастотного  $l_l = 0.225c/f_l$  дипольных излучателей, где c – скорость света в вакууме.

#### <u>ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ, ISSN 1684-1719, №3, 2024</u>

- Выбирается межэлементное расстояние d (рис. 11) для центральной частоты диапазона  $f_0 = \sqrt{f_l f_h}$ .



Рис. 11. Область допустимых значений *d*.

- Необходимо скорректировать резонансные длины *l<sub>l</sub>* и *l<sub>h</sub>* при наличии директоров и рефлекторов.

- Далее необходимо рассчитать частотную зависимость входного импеданса полученной системы для задания целевой функции при компенсации входной реактивности методом оптимизации тонкопроволочной модели.

- Полученные итерационным методом в рассматриваемом геометрическом пространстве  $\Omega = \{f\} \cup \{l\} \cup \{d\}$  решения затем необходимо проверить по критерию  $d \subset (2r: \lambda_0/20), k_f \subset (1:2),$  либо установить данные пределы в исходных данных оптимизатора.

Алгоритм синтеза возбудителя поясняется блок-схемой, представленной на рис. 12 и 13.

#### ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ, ISSN 1684-1719, №3, 2024



Рис. 12. Блок-схема алгоритма оптимизации (начало).

<u>ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ, ISSN 1684-1719, №3, 2024</u>



Рис. 13. Блок-схема алгоритма оптимизации (конец).

2) На втором этапе происходит оптимизация финишной модели излучателя, т.е. печатной версии излучателя без и симметрирующего устройства (СУ) и с ним (рис. 14, а, б).

Как можно видеть, блок-схема предполагает на каждом этапе знание основных электродинамических характеристик системы, которые определяются решением соответствующих задач электродинамики для концевого типа возбуждения. Функция *F* в третьем блоке является ничем иным, как обобщенной функцией направленности системы из двух диполей разной длины.

Блок коррекции размеров при пересчете в печатный эквивалент может отклонить значения характеристик от рассчитанных ранее, именно поэтому далее следует блок полноволнового моделирования, предназначенный для финальной оптимизации топологии, т.е. когда учитываются особенности паразитных параметров и токов на проводимости на элементах.



Рис. 14. Эскизная схема тонкопроволочного двухдиапазонного ИДВКП (a) и его печатная модель (б).

Для компоновки (рис. 14, б) мощность множества параметров оптимизации Ω будет равна:

$$\|\Omega / \{f\}\| = \|\{l_{ex_{1}}, l_{ex_{2}}\} \cup \{l_{Dir}(i) : i = 1 \div N_{Dir}\} \cup \\ \cup \{l_{Ref}(k) : k = 1 \div N_{Ref}\} \cup \{d(n) : n = 1 \div N_{n}\}\|$$
(8)

Поскольку эти множества не пересекаются, то справедливо:

$$\begin{split} \|\Omega/\{f\}\| &= \left\| \left\{ l_{ex_{1}}, l_{ex_{2}} \right\} \right\| + \left\| \left\{ l_{Dir}(i) : i = 1 \div N_{Dir} \right\} \right\| + \\ &+ \left\| \left\{ l_{Ref}(k) : k = 1 \div N_{Ref} \right\} \right\| + \left\| \left\{ d(n) : n = 1 \div N_{n} \right\} \right\|; \end{split}$$

$$(9)$$

$$\|\Omega/\{f\}\| = 2 + N_{Dir} + N_{Ref} + N_n - 1.$$
(10)

Обозначим количество токонесущих элементов как  $N, N = 2 + N_{Dir} + N_{Ref}$ , тогда количество параметров оптимизации будет равно:

$$\|\Omega/\{f\}\| = 2N - 1. \tag{11}$$

Таким образом, в случае двухдиапазонного возбудителя дипольного вида, в параметры целевой функции оптимизации необходимо включить некий функционал, дающий информацию об одновременном, то есть совместном изменении характеристик направленности и согласования, при изменении геометрических параметров возбудителя.

## 3. Печатный эквивалент

На этапе перехода к печатному эквиваленту необходимо разработать равноамплитудный делитель мощности, одновременно выполняющий функции симметрирования токов на плечах диполей. Здесь в качестве примера используем модифицированный квадратурный мост. Сопряженная модель возбудителя и симметрирующей схемы показана на рис. 15.



Рис. 15. Печатный эквивалент двухдиапазонной антенны с лицевой (а) и обратной (б) стороны.

На рис. 16 приведены расчетные и смоделированные результаты распределения амплитуды поверхностного тока на одном из плеч возбудителя и соответствующем ему директоре. Как можно видеть, полноволновое электродинамическое моделирования в пакете «CST Studio Suite» дает достаточно адекватные результаты, позволяя в отсутствие натурного образца антенны определять ее основные электродинамические характеристики с достаточной точностью.



Рис. 16. Амплитуда тока на высокочастотном ИДВКП (а) и высокочастотном директоре (б).

В двухдиапазонной схеме возбудителя и директоров (рис. 15) целесообразно оценить, как изменяются характеристики направленности при возбуждении схемы на одной частоте (верхней или нижней резонансной), и одновременном изменении длины директора другого частотного диапазона. Данная информация позволяет сделать вывод о возможности принять данные характеристики независимыми друг от друга, то есть производить оптимизацию отдельно в двух частотных диапазонах.

На рис. 17 показаны номограммы КНД антенны на нижней и верхней частотах.

ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ, ISSN 1684-1719, №3, 2024



Рис. 17. Номограммы КНД антенны на нижней (а) и верхней (б) частоте при вариации длины *l*<sub>Dl</sub> низкочастотного и *l*<sub>Dh</sub> – высокочастотного директоров.

Исходя из номограмм можно сделать вывод, что при изменении длины директора другого частотного диапазона, характеристики направленности антенны практически не изменяются при возбуждении на данной частоте.

Смоделированные и расчетные диаграммы направленности для *Е* и *Н*-плоскостей показаны на рис. 18 и 19, соответственно.



Рис. 18. Диаграммы направленности антенны в дальней зоне в *Е*-плоскости.



Рис. 19. Диаграммы направленности антенны в дальней зоне в *Н*-плоскости.

После анализа диаграмм направленности можно заключить, что они демонстрируют достаточно хорошее совпадение результатов в пределах основного лепестка. Данный факт не является странным, поскольку в теоретической модели не конкретизированы токи проводимости на печатном симметрирующем устройстве, в связи с этим, в печатном эквиваленте могут возникать паразитные излучения, которые не сильно, но тем не менее нарушают картину поля по основному направлению главного лепестка.

### Заключение

В статье рассмотрен один ИЗ методов полуавтоматического проектирования двухдиапазонных антенн дипольного вида с концевым типом возбуждения. Алгоритм определения начального приближения геометрии возбудителя предполагает решение внутренней внешней И задач электродинамики двухдипольной структуры при ее возбуждении на удаленных концах плеч диполей. Совместный анализ характеристик согласования и направленности, зависящий от коэффициента разноса длин диполей верхнего и нижнего частотных диапазонов, показывает наличие режимов, при которых начальное значение целевой функции оптимизации по данным параметрам

является близким к оптимальному. Более детальный анализ и поиск строго оптимального ее значения предполагается в дальнейших исследованиях.

**Финансирование:** Исследование выполнено при финансовой поддержке РНФ в рамках научного проекта № 23-79-01093.

# Литература

- 1. Hidetsugu Y. Directive-projecting system of electric waves: пат. 1745342 США. – 1930.
- Rezaeieh S.A., Antoniades M.A., Abbosh A.M. Miniaturized planar Yagi antenna utilizing capacitively coupled folded reflector // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2017. – T. 16. – C. 1977-1980.
- Chopra R., Kumar G. Uniplanar microstrip antenna for endfire radiation // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2019. – T. 67. – № 5. – C. 3422-3426.
- Gaya S., et al. Pattern reconfigurable Yagi-Uda antenna with seven switchable beams for WiMAX application // Microwave and Optical Technology Letters. -2020. - T. 62. - № 3. - C. 1329-1334.
- 5. Gorbachev A.P., Egorov V.M. The Dipole Radiating Integrated Module: Experimental Results // IEEE Transaction on Antennas and Propagation. – 2007. – T. 55. – № 11. – C. 3085 – 3087.
- Weily A.R., Bird T.S., and Guo Y.J. A reconfigurable high-gain partially reflecting surface antenna // IEEE Transaction on Antennas and Propagation. – 2008. – T. 56. – № 11. – C. 3382-3390.
- 7. Wu S.-J., et al. A multiband quasi-Yagi type antenna. IEEE Transaction on Antennas and Propagation. 2010. T. 58. № 2. C. 593-596.
- Qin P.-Y., et al. Frequency reconfigurable quasi-Yagi folded dipole antenna. IEEE Transaction on Antennas and Propagation. – 2010. – T. 58. – № 8. – C. 2742-2747.

- 9. Ding Y., et al. Design of a Multiband Quasi-Yagi-Type Antenna with CPW-to-CPS Transition // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2011. – T. 10. – C. 1120-1123.
- 10. Balanis C.A. Antenna Theory: Analysis and Design, 4th ed. John Wiley & Sons.
   2016. C. 1072.
- Chen Z.N., Liu D., Nakano H., Qing X., Zwick T. Handbook of Antenna Technologies. – Singapore: Springer. – 2016. – C. 3473.
- 12. Kaneda N., et al. A broadband planar quasi-Yagi antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2002. T. 50. № 8. C. 1158-1160.
- 13. Qin P.Y., et al. Frequency reconfigurable quasi-Yagi folded dipole antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2010. – T. 58. – № 8. – C. 2742–2747.
- 14. Cai Y., Guo Y.J., Qin P.Y. Frequency switchable printed Yagi-Uda dipole sub-array for base station antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2011. – T. 60. – № 3. – C. 1639-1642.
- 15. Wu S.J. et al. A multiband quasi-Yagi type antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2010. T. 58. № 2. C. 593-596.
- 16. Gorbachev A.P., Tarasenko N.V., Atuchin V.V. Planar dual-frequency quasi-Yagi antenna // Electromagnetics. 2016. T. 36. № 5. C. 328-339.

### Для цитирования:

Алексейцев С.А., Паршин Ю.Н. Проектирование двухдиапазонных антенн на основе возбудителя дипольного вида с концевым типом возбуждения. // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – №. 3. https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.3.10