

УДК 621.396.67

DOI: 10.22213/2413-1172-2021-3-36-45

**Синтез излучателя для сетей беспроводного широкополосного доступа на основе замедляющих электродинамических структур****А. Ю. Дмитриевцев**, студент, Тамбовский государственный технический университет, Тамбов, Россия**О. А. Белоусов**, кандидат технических наук, доцент, Тамбовский государственный технический университет, Тамбов, Россия**М. А. Кудряшов**, студент, Тамбовский государственный технический университет, Тамбов, Россия**В. И. Тетюхин**, студент, Тамбовский государственный технический университет, Тамбов, Россия**М. М. Кирюпин**, аспирант, Тамбовский государственный технический университет, Тамбов, Россия

*Представлены основные требования к антенным системам, работающим в современных сверхширокополосных сетях радиосвязи, рассмотрены основные достоинства и особенности ребристо-стержневого излучателя, обоснован выбор такого излучателя в качестве объекта исследования. Описаны аналитические выражения основных электродинамических характеристик, на основе которых составлена математическая модель ребристо-стержневого излучателя, необходимая для синтеза компьютерной модели, с максимально близкими к реальному излучателю характеристиками. Выбран и обоснован метод синтеза антенных структур без использования натурного моделирования. Разработано улучшение питающей линии излучателя, заключающееся в использовании регулярной коаксиальной линии вместо волноводного канала, что значительно упрощает использование нескольких таких излучателей в антенной решетке и дает возможность работать одному излучателю в двух поляризациях.*

*На основе полученной математической модели рассчитаны оптимальные геометрические размеры излучателя для выбранного диапазона частот и произведено компьютерное моделирование с целью определения оптимальных электродинамических характеристик данного типа излучателя, обеспечивающих стабильное и максимально допустимое покрытие для работы в частотном диапазоне сетей пятого поколения. Произведен анализ результатов моделирования, а также имитация работы канала, по результатам которой можно сделать вывод, что данный тип излучателя при использовании в составе более сложных антенных структур и при соответствующих доработках можно применять в сетях, развернутых по стандарту пятого поколения, а также в сетях старшего поколения при условии доработки геометрических размеров антенны.*

*Результатом проведенной работы является спроектированная модель ребристо-стержневого излучателя, полностью пригодная к использованию в антенных структурах, работающих в сетях 5G.*

**Ключевые слова:** ребристо-стержневой излучатель, электромагнитное моделирование, беспроводная связь, 5G.

**Введение**

С развитием технологий беспроводного широкополосного доступа наиболее актуальным является использование новых стандартов передачи данных 5G. Для реализации данной технологии необходимо использовать широкополосный сигнал с достаточной зоной покрытия для большого количества пользователей. Для систем радиосвязи, использующих технологию 5G, одной из особенностей является формирование многолучевых диаграмм направленности с возможностью их синтеза при различных поляризациях, а именно использование технологии MIMO. Эффективность

таких систем во многом предопределяется не только приемопередающим оборудованием (базовые станции), но и излучателями, входящими в состав беспроводной связи. В наше время достаточно много различных видов излучателей, в том числе как направленных, так и ненаправленных [1–3]. Наибольший интерес представляют излучатели, которые имеют достаточно высокие электродинамические характеристики, в частности высокий коэффициент усиления, линейность волнового сопротивления в заданном диапазоне частот, а также возможность работы на кросс-поляризации. К таким видам излучателей можно отнести модернизированные

директорные антенны (X-образные директорные антенны) – использование нескольких направленных антенн, в том числе логопериодических, щелевых, рупорных и др. С учетом того, что технологию 5G планируют развивать в диапазоне  $n79$  (4,7 ГГц), для данного диапазона вышеперечисленные виды излучателей будут достаточно громоздкими, сложными в изготовлении и не всегда обеспечивающими ту полосу пропускания, которая необходима для данного высокоскоростного стандарта передачи данных [4, 5]. Поэтому задача синтеза излучателя, обладающего вышеперечисленными характеристиками, является в настоящий момент достаточно актуальной. Предлагается в качестве излучателя для антенных систем по технологии 5G использовать излучатели, основанные на свойствах медленных волн (замедляющие структуры). К таким электродинамическим структурам с позиции излучающего элемента можно отнести спиральные антенны, квадрифилярные, ребристо-стержневые и др. [6–8] Часть этих излучающих структур не обеспечивают должных электродинамических характеристик, являются громоздкими, не имеют возможности работы в кросс-поляризованном режиме.

**Целью** данной работы является синтез излучателя для сетей стандарта пятого поколения, который будет соответствовать таким требованиям, как возможность работы в составе сложных антенных структур, приемлемые электродинамические характеристики для сетей беспроводного широкополосного доступа, простота конструкции, оптимальные массогабаритные характеристики, относительно невысокая стоимость изготовления.

#### Выбор и расчет характеристик излучателя

По результатам проведенных исследований, подходящим под вышеизложенные требования, является ребристо-стержневой излучатель, представленный на рисунке 1.

Однако у данного типа излучателя существуют свои недостатки, касающиеся способа возбуждения, что достаточно проблематично реализуется в антеннах, построенных по технологии SMART, затруднена работа на разных поляризациях. С учетом этого был произведен синтез такого излучателя, который имеет коаксиальное питание, волновое сопротивление 50 Ом, а также при правильном размещении волноводно-коаксиальных переходов – возможность работы с двумя поляризациями одновременно при достаточной высокой поляризационной развязке.

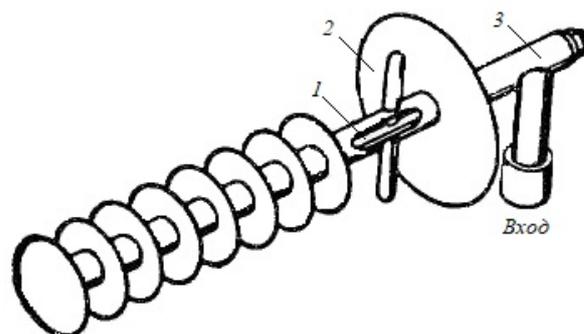


Рис. 1. Ребристо-стержневая антенна: 1 – симметрирующее устройство; 2 – экран; 3 – металлический изолятор

Fig. 1. Ribbed-rod antennas: 1 - balun; 2 - screen; 3 - metal insulator

Определение диаграммы направленности ребристо-стержневой антенны может быть произведено с использованием принципа, который заключается в том, что за основу берется некая цилиндрическая гофрированная антенна, структура которой приведена на рисунке 2 [9].

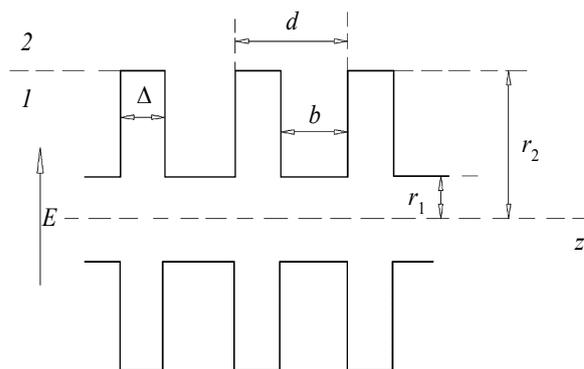


Рис. 2. Цилиндрическая гофрированная антенна и ее структура

Fig. 2. Cylindrical corrugated antenna and its structure

В таком типе излучателей возбуждение производится с применением волны типа  $H_{11}$ , при этом применяется волновод круглого типа, благодаря чему возможно получить симметричную плоскость поляризации этой волны к полю, распространяющемуся по гофрированной структуре. Будем считать, что ширина дисков излучателя ( $b$ ) мала настолько, что если сравнивать ее с длиной волны, на которую будет рассчитываться данная замедляющая структура, то электромагнитное поле в этих дисках можно считать независимым от  $z$ . Но при этом в данном излучателе не сможет формироваться  $H$ -волна, так как стенки дисков излучателя не могут быть перпендикулярны магнитному вектору; в связи

с этим различные элементы поля (в том числе и  $H_z$ ) должны исчезнуть. Поэтому в данном случае можно остановиться на рассмотрении только  $E$ -волн, но это не значит, что необходимо использовать аналогичное теоретическое исследование с антеннами, основанными на принципе поверхностных волн, например, использовать диэлектрик с необходимыми параметрами (такую замену невозможно произвести). Если осуществлять возбуждение в волноводе, который не имеет круговой симметрии, то в таком случае будут существовать лишь волны смешанного типа. Это вводит соответствующие ограничения для волн одного типа, или краевых волн. Однако считается, что если выполняется условие  $b \ll \lambda$ , то у гофрированных волн составляющая поля в дисках не будет зависеть от координаты  $z$ . В результате можно сделать вывод, что амплитуда  $H$ -волн в таком типе излучателей очень мала, либо она не возникает вовсе.

Еще одно отличие в распространении поверхностных волн в металлических и диэлектрических структурах заключается в том, что у первых энергия распространяется только вне структуры, а в диэлектрике распространение энергии частично происходит и внутри материала [10].

Рассмотрим в первую очередь поле, распространяющееся между дисками излучателя. Отличными от нуля составляющими будут  $E_z$ ,  $H_Q$  и  $H_\psi$ , так как поле не будет зависеть от  $z$ , а также не могут существовать магнитные, электрические и тангенциальные составляющие. В таком случае длина поверхностной волны будет определяться с помощью выражения

$$E_z = E_z^{(1)} = E_{0z}^{(1)} e^{-i\left(\frac{2\pi d}{\lambda_z}\right)v},$$

где  $d$  – расстояние между элементами антенны;  $\lambda_z$  – эквивалентная длина волны в направлении оси  $z$ ;  $v$  – номер диска.

Двум другим составляющим будут соответствовать подобные выражения, являющиеся разностью между фазами поля соседних дисков. Следующее уравнение Максвелла можно записать в таком виде в случае, когда составляющие отличны от нуля:

$$\left. \begin{aligned} e_Q \frac{1}{Q} \frac{\delta E_{0z}^{(1)}}{\delta \psi'} - e'_\psi \frac{\delta E_{0z}^{(1)}}{\delta Q} &= -e_Q j\omega\mu H_{0_Q}^{(1)} - e'_\psi j\omega\mu H_{0_\psi}^{(1)}, \\ e_z \frac{1}{Q} \left\{ \frac{\delta}{\delta Q} \left( Q H_{0_\psi}^{(1)} \right) - \frac{\delta H_{0_Q}^{(1)}}{\delta \psi'} \right\} &= e_z j\omega\epsilon E_{0z}^{(1)}, \end{aligned} \right\}$$

где  $e_Q, e'_\psi, e_z$  – единичные векторы;  $Q$  – электрический заряд;  $j$  – мнимая единица;  $\omega$  – круговая частота;  $\mu$  – магнитная проницаемость;  $\epsilon$  – диэлектрическая проницаемость.

Отсюда после приравнивания соответствующих составляющих

$$\left. \begin{aligned} H_{0_Q}^{(1)} &= \frac{1}{-j\omega\mu} \frac{1}{Q} \frac{\delta E_{0z}^{(1)}}{\delta \psi'}, \\ H_{0_\psi}^{(1)} &= \frac{1}{j\omega\mu} \frac{\delta E_{0z}^{(1)}}{\delta Q}; \end{aligned} \right\}$$

$$\frac{\delta^2 E_{0z}^{(1)}}{\delta Q^2} + \frac{1}{Q} \frac{\delta E_{0z}^{(1)}}{\delta Q} + \frac{1}{Q^2} \frac{\delta^2 E_{0z}^{(1)}}{\delta \psi'^2} + \omega^2 \epsilon \mu E_{0z}^{(1)} = 0. \quad (1)$$

Вычисление значения  $E_{0z}^{(1)}$  следует проводить по волновому уравнению (1) так же, как рассчитывается  $H_z$  по уравнению

$$\frac{\delta^2 H_{0z}^{(1)}}{\delta Q^2} + \frac{1}{Q} \frac{\delta H_{0z}^{(1)}}{\delta Q} + \frac{1}{Q^2} \frac{\delta^2 H_{0z}^{(1)}}{\delta \psi'^2} + x^2 H_{0z}^{(1)} = 0.$$

Стоит уточнить, что  $x^2$  заменяется на  $\omega^2 \epsilon \mu$ . В итоге мы получаем выражение

$$E_{0z}^{(1)} = A_\nu Z_n^{(1)}(kQ) \sin \psi',$$

где  $k$  – волновое число,

$$k = \omega \sqrt{\epsilon \mu};$$

$A_\nu$  – комплексная амплитуда  $\nu$ -го излучателя;  $Z_n$  – линейная комбинация цилиндрических функций  $n$ -го порядка.

При  $\rho = r_1$  напряженность продольной составляющей электрического поля будет стремиться к нулю; в связи с этим линейная комбинация из цилиндрических функций  $Z_1^{(1)}$  будет выглядеть следующим образом:

$$Z_1^{(1)}(k\rho) = N_n(kr_1) J_n(k\rho) - J_n(kr_1) N_n(k\rho),$$

где  $J_n$  – функция Бесселя  $n$ -го порядка;  $N_n$  – функция Неймана  $n$ -го порядка.

Оставшиеся части будут рассчитываться из уравнения

$$\left. \begin{aligned} H_{0_Q}^{(1)} &= \frac{-A_1}{j\omega\mu} \frac{Z_1^{(1)}(kQ)}{Q} \cos \psi', \\ H_{0_\psi}^{(1)} &= -j \frac{A_1}{Z_0} Z_1^{(1)}(kQ) \sin \psi'. \end{aligned} \right\}$$

Составляющие поля определяются из уравнений (2) и (3); также при расчете внешнего поля необходимо учитывать только электрическую волну типа  $E_{11}$ , так как только эта волна имеет большое практическое применение и возбуждается при соответствующем питании:

$$\left. \begin{aligned} E_{0z}^{(1)} &= B_1 J_n(x_1 Q) \sin(n\psi'), \\ E_{0z}^{(2)} &= B_2 H_n^{(1)}(jx_2' Q) \sin(n\psi'); \end{aligned} \right\} (2)$$

$$\left. \begin{aligned} H_{0Q}^{(2)} &= \left\{ A_2 \frac{\gamma}{x_2'^2} jx_2' H_n^{(1)'}(jx_2' Q) - \right. \\ &\quad \left. - B_2 \frac{j\omega\epsilon_0}{x_2'^2} \frac{n}{Q} H_n^{(1)}(jx_2' Q) \right\} \cos(n\psi'), \\ H_{0\psi'}^{(2)} &= \left\{ -A_2 \frac{\gamma}{x_2'^2} \frac{n}{Q} H_n^{(1)}(jx_2' Q) + \right. \\ &\quad \left. + B_2 \frac{j\omega\epsilon_0}{x_2'^2} jx_2' H_n^{(1)'}(jx_2' Q) \right\} \sin(n\psi'), \\ E_{0Q}^{(2)} &= \left\{ -A_2 \frac{j\omega\mu_0}{x_2'^2} \frac{n}{Q} H_n^{(1)}(jx_2' Q) + \right. \\ &\quad \left. + B_2 \frac{\gamma}{x_2'^2} jx_2' H_n^{(1)'}(jx_2' Q) \right\} \sin(n\psi'), \\ E_{0\psi'}^{(2)} &= \left\{ -A_2 \frac{j\omega\mu_0}{x_2'^2} jx_2' H_n^{(1)'}(jx_2' Q) + \right. \\ &\quad \left. + B_2 \frac{\gamma}{x_2'^2} \frac{n}{Q} H_n^{(1)}(jx_2' Q) \right\} \cos(n\psi'), \end{aligned} \right\} (3)$$

где  $\gamma$  – постоянная распространения, причем необходимо положить  $A_2 = 0$ ,  $B_2 = A_2$  и  $n = 1$ :

$$\left. \begin{aligned} E_{0z}^{(2)} &= A_2 H_1(jx_2' Q) \sin \psi', \\ E_{0Q}^{(2)} &= A_2 \frac{\gamma}{x_2'^2} jx_2' H_1^{(1)'}(jx_2' Q) \sin \psi', \\ E_{0\psi'}^{(2)} &= A_2 \frac{\gamma}{x_2'^2} \frac{1}{Q} H_1^{(1)}(jx_2' Q) \cos \psi', \\ H_{0Q}^{(2)} &= -A_2 \frac{j\omega\epsilon}{x_2'^2} \frac{1}{Q} H_1^{(1)}(jx_2' Q) \cos \psi', \\ H_{0\psi'}^{(2)} &= A_2 \frac{j\omega\epsilon}{x_2'^2} jx_2' H_1^{(1)'}(jx_2' Q) \sin \psi', \end{aligned} \right\}$$

где  $H_1^{(1)}(jx_2' Q)$  является мнимой величиной, а  $H_1^{(1)}(jx_2' Q)$  будет вещественной при положительном  $x_2'$  [11–13].

Для упрощения дальнейшего рассмотрения, целью которого является определение значения

фазовой скорости, распространяющейся вдоль структуры (параметр  $x_2'$ ), введем такое понятие, как поверхностное сопротивление на границах различных диэлектриков:

$$Z_F = \left[ \frac{E_{0z}}{H_{0\psi}'} \right]_{Q=r_2}$$

Характеристическое уравнение для определения фазовой скорости можно получить, если приравнять значение внутренних полей и поверхностных сопротивлений:

$$Z_{F2} = \frac{J \frac{x_2'}{\omega\epsilon}}{\left\{ \frac{\bar{H}_0}{\bar{H}_1} + \frac{1}{x_2' r_2} \right\}} = - \frac{x_2' H_1^{(1)}(jx_2' r_2)}{\omega H_1^{(1)'}(jx_2' r_2)}$$

Значение  $Z_{F2}$  будет являться индуктивным реактивным сопротивлением в том случае, когда  $x_2'$  в фигурных скобках будет положительным и вещественным. В то же время существование поверхностной волны может быть при вещественной положительной величине  $x_2'$ . При введении понятия о средней продольной составляющей электрического поля излучателя выражение сопротивления составляющей поля между канавками (в среде 1) примет следующий вид:

$$\tilde{E}_{0z}^{(1)} = \frac{b}{d} E_{0z}^{(1)}$$

С учетом конечной толщины дисков  $\delta$

$$Z_{F1} = \left[ \frac{\tilde{E}_{0z}^{(1)}}{H_{0\psi}^{(1)}} \right]_{Q=r_2} = j \frac{b}{d} Z_0 \frac{Z_1^{(1)}(kr_2)}{Z_1^{(1)'}(kr_2)}$$

Выражение  $Z_{F1} = Z_{F2}$  можно записать следующим образом:

$$\frac{k}{x_2'} \left\{ \frac{\bar{H}_0}{\bar{H}_1} + \frac{1}{x_2' r_2} \right\} = \frac{d}{b} \left\{ \frac{Z_0^{(1)}}{Z_1^{(1)}} - \frac{1}{kr_2} \right\}, \quad (4)$$

где

$$Z_v^{(1)} = N_1(kr_1) J_v(kr_2) - J_1(kr_1) N_v(kr_2)$$

и

$$\bar{H}_v = j^{(v+1)} H_v^{(1)}(jx_2' r_2)$$

Фазовая постоянная определяется с помощью выражения

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_z} = \sqrt{k^2 + x_2'^2}$$

Выражение для определения коэффициента преломления эквивалентной среды

$$n_z = \sqrt{\varepsilon_z} = \frac{\beta}{k} = \frac{\lambda_0}{\lambda_z} = \frac{c}{v_z} = \sqrt{1 + \frac{x_2'^2}{k^2}},$$

где  $c$  – скорость света в вакууме.

При использовании фиксированной частоты уравнение (4) в общем виде можно записать как

$$f_l \left( \frac{b}{d}, r_1; r_2 \right) = f_r(r_2; x_2').$$

Правая часть монотонно возрастает с увеличением  $x_2'$  от 0 до  $\infty$ . Левая часть зависит от  $x_2'$ . В результате для положительных  $x_2'$  уравнение (4) может быть точно удовлетворено, если  $f_l > 0; f_l = 0$ , если  $t = r_2 - r_1 \approx \frac{\lambda_0}{4}$ . Следовательно,

практически нужно выбирать  $t < \frac{\lambda_0}{4}$ . Диаграммы зависимости величины  $n_z$  от относительной глубины канавок  $t/\lambda_0$  согласно уравнению (4) для различных значений других размеров приводит Йен.

Для  $t = 0$  коэффициент преломления  $n_z = 1$  и до значения  $t/\lambda_0 = 0,15$  возрастает максимум до 2; при дальнейшем увеличении  $t/\lambda_0$  приблизительно до 0,25  $n_z$  неограниченно растет. При этом  $n_z$  лишь незначительно зависит от  $b/d$  и принимает в предельном случае  $b/d \rightarrow 1$  при обычно применяемых размерах свое максимальное значение. Практически выбирается  $b/d \geq \frac{1}{2}$  [14–16]. Распределение излучения

в дальнем поле цилиндрической гофрированной антенны определяется главным образом групповой характеристикой

$$E_0^{(g)} \sim sP(B)$$

с учетом

$$A = \frac{1}{2}\alpha; B = \frac{\pi t}{\lambda_0}(n_z - \cos \vartheta),$$

где  $s$  – волновое отношение;  $P(B)$  – интенсивность излучения;  $\alpha$  – постоянная затухания;  $n_z$  – коэффициент преломления эквивалентной среды;  $\vartheta$  – угол излучения, опять с тем ограничением, что эта формула, полученная методом продольного излучателя, для очень длинных антенн не дает достаточной точности. Одиночная характеристика определяется полем излучения кольцевой канавки. Для угловой зависимости одиночной характеристики (без учета поляризации) в обеих главных плоскостях при

возбуждении волной  $E_{11}$  справедливы следующие выражения:

– в плоскости  $\psi' = 0$

$$g_0(\vartheta) = J_0(kr_2 \sin \vartheta) - \frac{J_1(kr_2 \sin \vartheta)}{kr_2 \sin \vartheta}(1 - \cos \vartheta);$$

– в плоскости  $\psi' = 90^\circ$

$$g_{\frac{\pi}{2}}(\vartheta) = J_0(kr_2 \sin \vartheta) \cos \vartheta + \frac{J_1(kr_2 \sin \vartheta)}{kr_2 \sin \vartheta}(1 - \cos \vartheta),$$

здесь  $\vartheta$  – угол относительно оси антенны.

Измеренная и расчетная диаграммы излучения гофрированной антенны с волной  $E_{11}$  представлена на рисунке 3. Излучение обладает в первом приближении симметрией вращения. Данный тип антенны целесообразно возбуждать с помощью конического рупора или круглого волновода [17, 18].

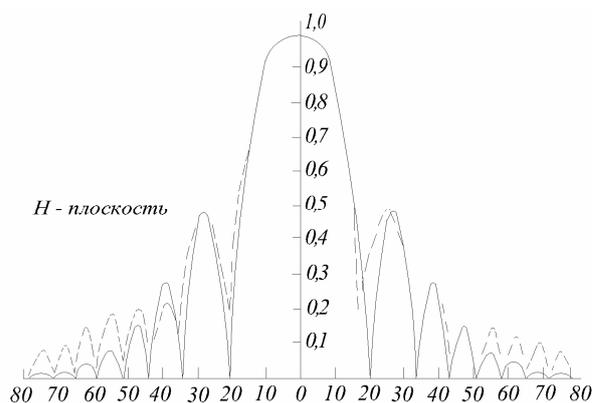


Рис. 3. Диаграмма излучения металлической гофрированной антенны, возбуждаемой волной  $E_{11}$  (по Джену)

Fig. 3. Radiation pattern of a metal corrugated antenna excited by the wave  $E_{11}$  (according to Jen)

Симметрию вращения излучение получает также в том случае, если производить возбуждение на основе коаксиальной линии. В этом случае для одиночной характеристики справедливо

$$g(\vartheta) = J_1(kr_2 \sin \vartheta).$$

При таком типе возбуждения появляется нулевое значение в осевом направлении. Пространственная характеристика излучения имеет конусообразную форму, причем электрический вектор всегда направлен радиально.

При возбуждении волной  $E_{11}$  цилиндрическая гофрированная антенна будет иметь те же преимущества, как и у диэлектрического стержня

невого излучателя. Еще одним преимуществом является простота изготовления, так как данный излучатель может быть изготовлен с помощью лишь токарных операций. Также на этапе разработки не стоит забывать, что теоретическое значение фазовой скорости будет несколько меньше, чем практическое [19]; это связано с тем, что около мест питания будет действовать механизм распространения в круглом волноводе. Поскольку соответствующим выбором размеров легко могут быть получены значения  $n_z$  большие, чем для диэлектрических поверхностных излучателей, для продольного излучателя может быть достигнута достаточно высокая направленность. Без особых трудностей можно получить значения ширины диаграммы направленности по половинному уровню в пределах  $6...8^\circ$ . Однако ослабление боковых лепестков у всех известных антенн такого типа довольно незначительно (рис. 3). Другое преимущество данного вида излучателей состоит в том, что фазовая скорость или величина  $n_z$  могут произвольно выбираться в широких пределах или варьироваться вдоль излучателя.

Если на цилиндрической гофрированной антенне одновременно возбуждаются с соответствующей фазой несимметричная волна и волна с круговой симметрией, то из-за фазовой зависимости излучения, возбуждаемого волнами с круговой симметрией, в плоскости поляризации несимметричных волн по одну сторону от оси излучателя происходит сложение, а по другую – вычитание обеих составляющих излучения. Следовательно, при правильном выборе амплитуд комбинация обоих видов возбуждения приводит к повороту лепестка диаграммы излучения, причем направление поворота зависит от поляризации волны  $E_{11}$ . Путем непрерывного вращения плоскости поляризации можно осуществить сканирование лепестка вокруг оси по конической поверхности так, что такая антенна может использоваться, например, в станциях

автоматического сопровождения цели. Плоскость поляризации при применении ферритового ротатора может вращаться, в частности, дискретно с шагом  $90^\circ$  [20].

**Результаты исследования и выводы**

Для синтеза излучателя был выбран метод построения феноменологических моделей. Данный метод позволяет проектировать антенные структуры, не прибегая к натурному моделированию, что сокращает время на проверку и анализ полученных результатов. При этом данный метод по сравнению с методом натурального моделирования показывает расхождения в электродинамических характеристиках не более чем на 5 %, что является допустимым значением при первичном проектировании излучателя.

На основе полученных аналитических зависимостей для конкретного случая была построена модель (рис. 4) такого излучателя в среде электродинамического моделирования. Эмпирическим путем также были определены геометрические параметры ребристо стержневого излучателя (рис. 5).

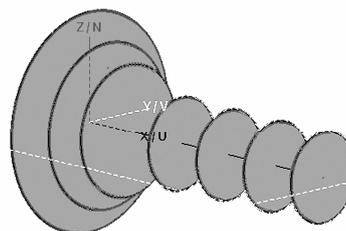
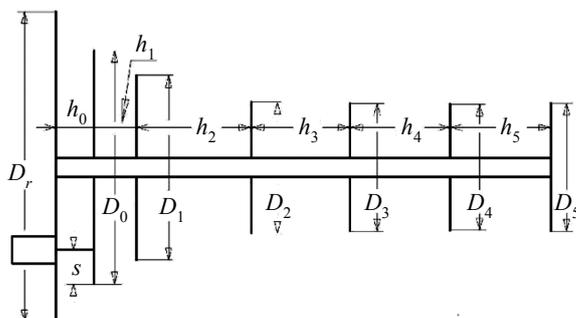


Рис. 4. Модель антенны

Fig. 4. Antenna model

На основе полученных данных произведем симуляцию работы такого излучателя на частоте 4,7 ГГц (рис. 6–10) с целью получения основы электродинамических характеристик для последующего их анализа.



$D_r = \lambda \cdot 0,733$	$h_0 = \lambda \cdot 0,089$
$D_0 = \lambda \cdot 0,554$	$h_1 = \lambda \cdot 0,0971$
$D_1 = \lambda \cdot 0,4404$	$h_2 = \lambda \cdot 0,2601$
$D_2 = \lambda \cdot 0,3103$	$h_3 = \lambda \cdot 0,2288$
$D_3 = \lambda \cdot 0,3009$	$h_3 = h_4 = h_5$
$D_3 = D_4 = D_5$	$s = \lambda \cdot 0,2288$

Рис. 5. Геометрические размеры антенны

Fig. 5. Geometric dimensions of the antenna

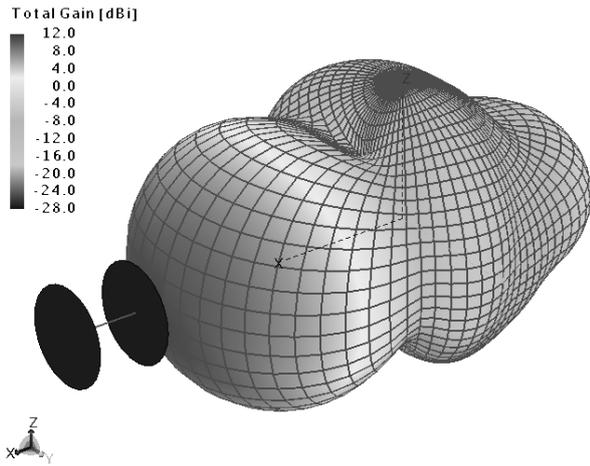


Рис. 6. 3D-диаграмма направленности излучателя  
 Fig. 6. 3D directional diagram of the emitter

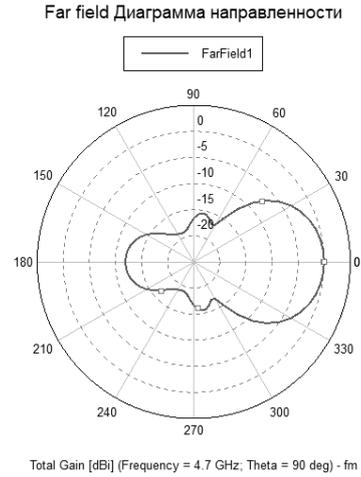


Рис. 7. Диаграмма направленности излучателя в полярной системе координат  
 Fig. 7. Directional diagram of the emitter in the polar coordinate system

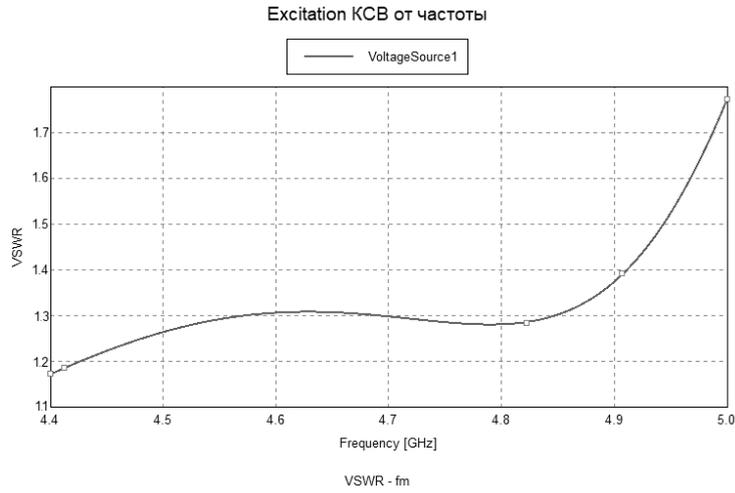


Рис. 8. Зависимость коэффициента стоячей волны излучателя от частоты  
 Fig. 8. Dependence of the standing wave ratio of the emitter on the frequency

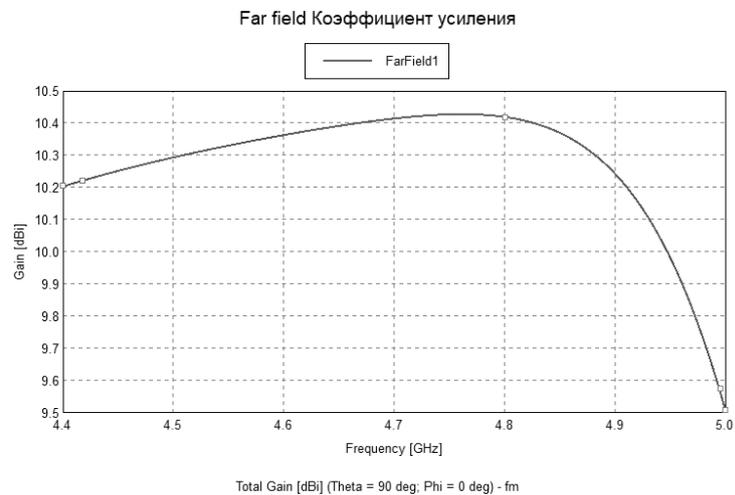


Рис. 9. Зависимость коэффициента усиления излучателя от частоты  
 Fig. 9. Dependence of the emitter gain on frequency

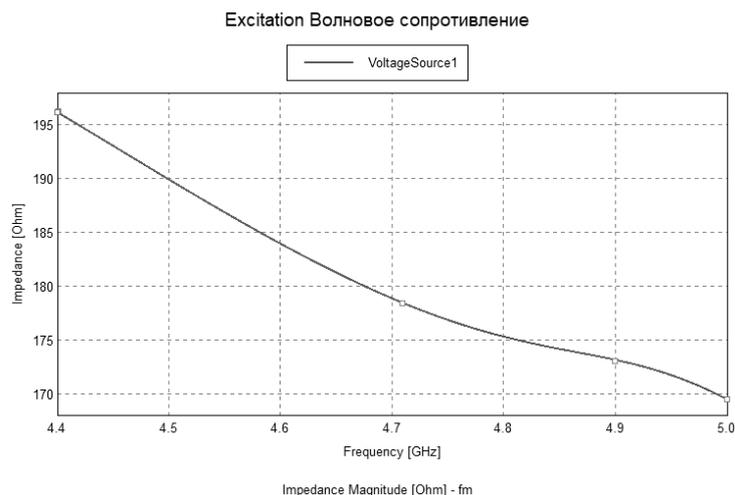


Рис. 10. Зависимость волнового сопротивления излучателя от частоты

Fig. 10. Dependence of the wave impedance of the emitter on the frequency

Полученные результаты показывают, что данный тип излучателя обладает следующими электродинамическими характеристиками:

- значение излучателя КСВ на всем диапазоне рабочих частот не превышает значения 2, что говорит о хорошем согласовании антенны с цепью питания;

- диаграмма направленности имеет низкий уровень боковых лепестков, что снизит взаимное влияние излучателей в случае использования их в фазированных антенных решетках, и хорошую направленность благодаря ярко выраженному главному лепестку. Антенна обладает высоким коэффициентом усиления на всем диапазоне рабочих частот.

Таким образом, применение такого вида излучателя в виде замедляющих электродинамических структур может быть оправдано для построения современных высокоскоростных антенных систем для передачи данных в сетях 5G, а именно: их можно использовать в качестве одиночных MIMO-излучателей в составе цифровых (SMART) антенных решеток. Основные параметры этих излучателей удовлетворяют практически всем требованиям, которые предъявляются к стандарту 5G. За счет универсального возбуждения такого излучателя легко строить системы, которые реализуют технологии MIMO, одновременно работая с несколькими поляризациями, что является немаловажным аспектом для таких систем передачи данных. За счет волнового сопротивления, близкого к 50 Ом, достаточно просто согласовывать приемопередатчик и антенну, что в дальнейшем дает предпосылки для разработки антенных комплексов, реализующих в своей основе многолучевую диаграмму направленности, формирование которых

обеспечивается с использованием алгоритмов искусственного интеллекта. При этом рассмотренное решение по синтезу такого излучателя может быть применимо не только при построении сетей 5G, но и для других стандартов широкополосного доступа.

#### Библиографические ссылки

1. Роевков Д. Н., Плеханов П. А. Технология MIMO для подвижной связи 5G // Автоматика, связь, информатика. 2019. № 8. С. 21–25.
2. Berdnik S.L., Katrich V.A., Nesterenko M.V., Penkin Y.M., Dumin O.M. Yagi-Uda Combined Radiating Structures of Centimeter and Millimeter Wave Band, Department of Radiophysics, Biomedical Electronics and Computer Systems, V. N. Karazin Kharkiv National University, 2020, 89 p.
3. Yong Cheng, Jing Lu, Can Wang. Design of a Multiple Band Vehicle-Mounted Antenna. *International J. of Antennas and Propagation*, vol. 2019, Article ID 6098014, pp. 56-67.
4. Tianpeng Li, Jian Zhang, Baowei Cheng, Xue Li, Zhijian Xu, Jun Gao. Compact Wideband Dual Frequency Antenna Based on a Simplified Composite Right/Left-Handed Transmission Line with Hilbert Curve Loading. *International J. of Antennas and Propagation*, 2019, Article ID 7380621, pp. 8-16.
5. Islam M.N., Berg M., Salonen E.T. High Gain Dual-Polarized Non-Uniform Spacing Stacked Patch Yagi-Uda Type Antenna. 2019, 16<sup>th</sup> International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), Oulu, Finland, 2019, pp. 719-723. DOI: 10.1109/ISWCS.2019.8877246.
6. Steve Ford. Small Antennas for Small Spaces. American Radio Relay League, 2016, 128 p.
7. Constantine A. Balanis. Antenna Theory: Analysis and Design, 2016, 1104 p.
8. Григоров И. Н. Антенны. Городские конструкции. М.: РадиоСофт, 2015. 304 с.

9. Гайнутдинов Т. А., Кочержевский В. Г., Гаранкина Н. И. Укороченный несимметричный петлевой вибратор // Т-Comm: Телекоммуникация и транспорт. 2016. Т. 10, № 8. С. 9–16.

10. Чернышев Б. В. Широкополосное согласование укороченных антенн // Журнал радиоэлектроники. 2017. № 7. С. 1–10.

11. John W. [Eaton, David Bateman]. GNU Octave. Free Your Number. Free Software Foundation Publ., Inc., Boston, USA, 2018, 1043 p.

12. Atuchin V.V., Gorbachev A.P., Sulaimanov R.T., Tarasenko N.V., Khrustalev V.A. Printed Dual-Frequency Quasi-Yagi Antenna with a Monopole Driver. Microwave and Optical Technology Letters, 2019, vol. 61, no. 3, pp. 644-648.

13. Xiang Y., Cai W., Luo W., Wu W., Ren M., Zhang X., Xu J., Amarie S. Real-Space Mapping of Mid-Infrared Near-Field of Yagi-Uda Antenna in the Emission Mode. Optics Express, 2019, vol. 27, no. 4, pp. 5884-5892.

14. Devi J., Datta P. Yagi-Uda nanoantenna for Nir Domain. J. of Computational Electronics, 2018, vol. 17, no. 1, pp. 406-418.

15. Yin B., Zhang Z.-F. A Novel Reconfigurable Radiating Plasma Antenna Array Based on Yagi Antenna Technology. AEU - International J. of Electronics and Communications, 2018, vol. 84, pp. 221-224.

16. Yao W.-L., Guo X.-G., Zhu Y.-M., Li P. Terahertz Beam Reconfigurable Micro-strip Quasi-Yagi-Uda Antenna Based on Monolayer Graphene. Hongwai Yu Haomibo Xuebao, 2020, vol. 39, no. 1, pp. 39-46.

17. Islam M.N., Berg M., Salonen E.T. High Gain Dual-Polarized Non-Uniform Spacing Stacked Patch Yagi-Uda Type Antenna. Proceedings of the International Symposium on Wireless Communication Systems "ISWCS 2019": 16<sup>th</sup> International Symposium on Wireless Communication Systems-2019, pp. 719-723.

18. Chen Y., Lu G., Wang S., Wang J. Coplanar Strip-line-Fed Wideband Yagi Dipole Antenna with Filtering-Radiating Performance. Electronics (Switzerland), 2020, vol. 9, no. 8, pp. 1-10.

19. Silva V.S., Paz H.P., Cambero E.V.V., Casella I.R.S., Capovilla C.E., Araujo H.X. Dual-Output Quasi-Yagi Antenna for Out-of-Band RF Energy Harvesting. IET Microwaves Antennas & Propagation, 2020, vol. 14, no. 10, pp. 1053-1060.

20. Sethi W.T., De Sagazan O., Himdi M., Vettikaladi H., Alshebeili S.A. Thermoelectric Sensor Coupled Yagi-Uda Nanoantenna for Infrared Detection. Electronics (Switzerland), 2021, vol. 10, no. 5, pp. 1-13.

## References

1. Roenkov D.N., Plekhanov P.A. [MIMO technology for mobile communication 5G]. Avtomatika, svyaz', informatika, 2019, no. 8, pp. 21-25 (in Russ.).

2. Berdnik S.L., Katrich V.A., Nesterenko M.V., Penkin Y.M., Dumin O.M. Yagi-Uda Combined Radiating Structures of Centimeter and Millimeter Wave Band, Department of Radiophysics, Biomedical Electronics

and Computer Systems, V. N. Karazin Kharkiv National University, 2020, 89 p.

3. Yong Cheng, Jing Lu, Can Wang. Design of a Multiple Band Vehicle-Mounted Antenna. International J. of Antennas and Propagation, vol. 2019, Article ID 6098014, pp. 56-67.

4. Tianpeng Li, Jian Zhang, Baowei Cheng, Xue Li, Zhijian Xu, Jun Gao. Compact Wideband Dual Frequency Antenna Based on a Simplified Composite Right/Left-Handed Transmission Line with Hilbert Curve Loading. International J. of Antennas and Propagation, 2019, Article ID 7380621, pp. 8-16.

5. Islam M.N., Berg M., Salonen E.T. High Gain Dual-Polarized Non-Uniform Spacing Stacked Patch Yagi-Uda Type Antenna. 2019, 16<sup>th</sup> International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), Oulu, Finland, 2019, pp. 719-723. DOI: 10.1109/ISWCS.2019.8877246.

6. Steve Ford. Small Antennas for Small Spaces. American Radio Relay League, 2016, 128 p.

7. Constantine A. Balanis. Antenna Theory: Analysis and Design, 2016, 1104 p.

8. Grigorov I.N. Antenny. Gorodskie konstruksii [Antennas. Urban constructions]. Moscow, RadioSoft Publ., 2015, 304 p. (in Russ.).

9. Gainutdinov T.A., Kocherzhevskii V.G., Garanina N.I. [The truncated asymmetrical loopback vibrator]. T-Comm, Telekommunikatsiya i transport, 2016, vol. 10, no. 8, pp. 9-16 (in Russ.).

10. Chernyshev B.V. [Broadband coordination of the truncated antennas]. Zhurnal radioelektroniki, 2017, no. 7, pp. 1-10 (in Russ.). ISSN 1684-1719.

11. John W. [Eaton, David Bateman]. GNU Octave. Free Your Number. Free Software Foundation Publ., Inc., Boston, USA, 2018, 1043 p.

12. Atuchin V.V., Gorbachev A.P., Sulaimanov R.T., Tarasenko N.V., Khrustalev V.A. Printed Dual-Frequency Quasi-Yagi Antenna with a Monopole Driver. Microwave and Optical Technology Letters, 2019, vol. 61, no. 3, pp. 644-648.

13. Xiang Y., Cai W., Luo W., Wu W., Ren M., Zhang X., Xu J., Amarie S. Real-Space Mapping of Mid-Infrared Near-Field of Yagi-Uda Antenna in the Emission Mode. Optics Express, 2019, vol. 27, no. 4, pp. 5884-5892.

14. Devi J., Datta P. Yagi-Uda nanoantenna for Nir Domain. J. of Computational Electronics, 2018, vol. 17, no. 1, pp. 406-418.

15. Yin B., Zhang Z.-F. A Novel Reconfigurable Radiating Plasma Antenna Array Based on Yagi Antenna Technology. AEU - International J. of Electronics and Communications, 2018, vol. 84, pp. 221-224.

16. Yao W.-L., Guo X.-G., Zhu Y.-M., Li P. Terahertz Beam Reconfigurable Micro-strip Quasi-Yagi-Uda Antenna Based on Monolayer Graphene. Hongwai Yu Haomibo Xuebao, 2020, vol. 39, no. 1, pp. 39-46.

17. Islam M.N., Berg M., Salonen E.T. High Gain Dual-Polarized Non-Uniform Spacing Stacked Patch Yagi-Uda Type Antenna. Proceedings of the International Symposium on Wireless Communication Systems "ISWCS 2019": 16<sup>th</sup> International Symposium on Wireless Communication Systems-2019, pp. 719-723.

18. Chen Y., Lu G., Wang S., Wang J. Coplanar Stripline-Fed Wideband Yagi Dipole Antenna with Filtering-Radiating Performance. *Electronics* (Switzerland), 2020, vol. 9, no. 8, pp. 1-10.

19. Silva V.S., Paz H.P., Cambero E.V.V., Casella I.R.S., Capovilla C.E., Araújo H.X. Dual-Output Quasi-Yagi Antenna for Out-of-Band RF Energy Harvesting.

*IET Microwaves Antennas & Propagation*, 2020, vol. 14, no. 10, pp. 1053-1060.

20. Sethi W.T., De Sagazan O., Himdi M., Vettikalladi H., Alshebeili S.A. Thermoelectric Sensor Coupled Yagi-Uda Nanoantenna for Infrared Detection. *Electronics* (Switzerland), 2021, vol. 10, no. 5, pp. 1-13.

### Synthesis of a Radiator for Wireless Broadband Access Networks Based on Decelerating Electrodynamic Structures

*A.Yu. Dmitrievtsev*, Student, Tambov State Technical University, Tambov, Russia

*O.A. Belousov*, PhD in Engineering, Associate Professor, Tambov State Technical University, Tambov, Russia

*M.A. Kudryashov*, Student, Tambov State Technical University, Tambov, Russia

*V.I. Tetyukhin*, Student, Tambov State Technical University, Tambov, Russia

*M.M. Kiryupin*, Post-graduate, Tambov State Technical University, Tambov, Russia

*The paper describes the main requirements for antenna systems operating in modern ultra-wideband radio communication networks, considers the main advantages and features of a rib-rod emitter, and justifies the choice of such an emitter as an object of research. Analytical expressions of the main electrodynamic characteristics are described, on the basis of which a mathematical model of a rib-rod emitter is compiled, which is necessary for the synthesis of a computer model with characteristics as close as possible to the real emitter. The method of synthesis of antenna structures without the use of full-scale modeling is selected and justified. An improvement of the emitter supply line is developed, which consists in using a regular coaxial line for the place of the waveguide channel, which greatly simplifies the use of several such emitters in the antenna array, and makes it possible to operate one emitter in two polarizations.*

*Based on the obtained mathematical model, the optimal geometric dimensions of the emitter for the selected frequency range were calculated and computer simulations were performed to determine the optimal electrodynamic characteristics of this type of emitter, providing stable and maximum permissible coverage for operation in the frequency range of fifth-generation networks. The analysis of the simulation results is carried out, the simulation of the channel operation is carried out, according to the results of which it can be concluded that this type of emitter, when used as part of more complex antenna structures and with appropriate modifications, can be used in networks deployed according to the fifth generation standard, as well as in older generation networks, provided that the geometric dimensions of the antenna are improved. The result of this work is a designed model of a rib-rod emitter that is fully suitable for use in antenna structures operating in 5G networks.*

**Keywords:** ribbed rod emitter, electromagnetic modeling, wireless communication, 5G.

Получено 12.05.2021

#### Образец цитирования

Синтез излучателя для сетей беспроводного широкополосного доступа на основе замедляющих электродинамических структур / А. Ю. Дмитриевцев, О. А. Белоусов, М. А. Кудряшов, В. И. Тетюхин, М. М. Кирюпин // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2021. Т. 24, № 3. С. 36–45. DOI: 10.22213/2413-1172-2021-3-36-45.

#### For Citation

Dmitrievtsev A.Y., Belousov O.A., Kudryashov M.A., Tetyukhin V.I., Kiryupin M.M. [Synthesis of a Radiator for Wireless Broadband Access Networks Based on Decelerating Electrodynamic Structures]. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, 2021, vol. 24, no. 3, pp. 36-45 (in Russ.). DOI: 10.22213/2413-1172-2021-3-36-45.