



КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ COMPUTER SIMULATION HISTORY

УДК 621.396

DOI 10.52575/2687-0932-2022-49-1-103-120

Исследование и моделирование цифровых антенных решеток с направленными элементами по азимуту и углу места при распространении ОВЧ-сигналов с потерями за счет дифракции

Нечаев Ю.Б., Пешков И.В.

Елецкий государственный университет им. И.А. Бунина,
Россия, 399770, г. Елец, ул. Коммунаров, 28
E-mail: ilvpeshkov@gmail.com

Аннотация. Рассматривается проблема использования цифровых антенных решеток (ЦАР) с направленными элементами для УКВ диапазона. Распространение УКВ волн сопряжено такими трудностями, как затухание, рассеяние, а также дифракция, одним из способов преодоления которых может стать цифровое формирование луча в азимутальной и угломестных плоскостях. В работе представлены результаты моделирования распространения сигналов на трассе г. Елец – г. Липецк в предположении, что на передающей стороне используется симметричный диполь, а кольцевая (КАР) и полудодекаэдрическая формы расположения направленных элементов Яги – Уда на приемной ЦАР. Используется метод Эпштейна – Петерсона совместно с моделью одиночного клиновидного препятствия Международного союза электросвязи (МСЭ) для вычисления общих дифракционных потерь. Оценивается вероятность битовых ошибок в зависимости от мощности передатчика, а также в присутствии тринадцати изолированных клиновидных препятствий, расположенных на трассе распространения длиной 70 км.

Ключевые слова: радиопеленгация, цифровое диаграммообразование, цифровые антенные решетки, MUSIC, вероятность битовой ошибки, дифракция

Благодарности: исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и Липецкой области в рамках научного проекта № 20-47-480002.

Для цитирования: Нечаев Ю.Б., Пешков И.В. 2022. Исследование и моделирование цифровых антенных решеток с направленными элементами по азимуту и углу места при распространении ОВЧ-сигналов с потерями за счет дифракции. Экономика. Информатика, 49(1): 103–120. DOI 10.52575/2687-0932-2022-49-1-103-120

Researching and simulation of digital antenna arrays with directive elements on azimuth – elevation while the VHF-signals propagation with diffraction losses

Yuri B. Nechaev, Ilya W. Peshkov

Bunin Yelets State University, 28 Kommunarov St, Yelets, 399770, Russia
E-mail: ilvpeshkov@gmail.com

Abstract. The paper is devoted to the problem of using digital antenna arrays equipped with directional elements for spatial filtering in the azimuthal and elevation planes. In particular, the digital beamforming is investigated for VHF communication channels in the range below 1 GHz, taking into account the occurrence of obstacles in the path of direct propagation of radio waves. The digital beamforming on azimuth and



elevation can be used to solve the problems. The paper presents the results of modeling the signal propagation in the VHF range on the link of Yelets – Lipetsk. It is assumed that a symmetrical dipole is used on the transmitting side, and the Yagi-Uda directional antenna is used on the receiving digital antenna array. The circular and semi-dodecahedral geometries of the arrangement of the elements of the receiving digital antenna array are modeled. The bit error rate is estimated depending the transmitter power. The Epstein-Peterson method is described in conjunction with the International Telecommunication Union (ITU) single knife-edge obstacle model for calculating multiple diffraction loss. The study was conducted for thirteen isolated knife-edge obstacles located along a propagation path of 70 km.

Keywords: Direction-of-arrival, digital beamforming, smart antenna, MUSIC, directional antennas, bit error rate, diffraction

Acknowledgements: the reported study was partially supported by RFBR and Lipetsk Region, research project No 20-47-480002.

For citation: Nechaev Yu.B., Peshkov I.W. 2022. Researching and simulation of digital antenna arrays with directive elements on azimuth – elevation while the VHF-signals propagation with diffraction losses. *Economics. Information technologies*, 49(1): 103–120 (in Russian). DOI 10.52575/2687-0932-2022-49-1-103-120

Введение

Распространение радиоволн в сложных природных условиях [Tikhomirov et al., 2017], в том числе состоящих из гор [Elshafie et al., 2013], зданий [Затучный, Сладь, 2015], холмов [Recommendation ITU-R, 2002] и даже деревьев [Попов, 2015] и других высоких препятствий, вызывает большую озабоченность при проектировании беспроводных сетей связи [Gupta, 2018].

Известно, что электромагнитная волна беспроводной системы связи, распространяясь на большое расстояние, может искажаться и ослабляться из-за препятствий на её пути [Бокков, 2013 и др.]. В данном случае сигнал УКВ диапазона частот может отражаться от подстилающих и других поверхностей, испытывать поглощения, рассеивания, а также дифракцию [Кубанов, 2013]. Эффект отклонения возникает в том случае, когда волна встречает различные преграды на своем пути [Recommendation ITU-R 526, 2019]. Таким образом, возникает дополнительная величина ослабления напряженности поля после дифракции на каком-либо препятствии помимо потерь при прямом распространении [Ruidong et al., 2015]. При определении дифракционных потерь препятствия моделируются либо как клиновидные [Bibb et al., 2014], либо как дифракция на клине [Боровский, Галкин, 2014]. Последний тип является недопустимой аппроксимацией в областях пространства в переходе между светом и тенью и в теневой области [Муад Халед Мохамад, 2015]. Кроме того, подходящими применениями такой модели являются случаи дифракции вокруг угла здания, над коньком крыши, или же когда местность можно охарактеризовать в виде холма с клиновидной вершиной [Recommendation ITU-R 526, 2019]. Когда имеется больше двух преград естественного происхождения, они описываются как множественные клиновидные препятствия [Lee, Park, 2018].

Кроме того, в настоящее время получили широкое распространение так называемые эмпирические модели оценки каналов радиосвязи. Данные подходы строятся на основе статистической обработки измеренных данных и не учитывают реальные физические процессы распространения электромагнитных волн. Это ограничивает применение данных методов моделирования очень специфическими условиями окружающей среды на момент измерения, а также особенностями методики измерения (применяемые антенны, полосы пропускания, используемые поляризации) [Попов, 2016 и др.]. Поэтому для моделирования цифровых антенных решёток на реальных трассах необходимо применение аппарата геометрической оптики и трассировки лучей для учёта рельефа земной поверхности [Yun Zh, 2015]. Кроме того, в последнее время нашли широкое распространение параболические уравнения [Михайлов, Пер-

мяков, Сазонов, 2014]. Однако в первом приближении представляется интересным проанализировать важнейшие характеристики цифрового диаграммообразования УКВ сигналов при распространении вдоль неравномерной земной поверхности с учётом дифракции и многолучевости.

2. Объекты и методы исследования

2.1. Модель распространения в свободном пространстве

Рассмотрим цифровое формирование диаграммы направленности, применяемое к УКВ-каналам связи. Известно несколько моделей распространения радиосигналов за городом [Кубанов, 2013], среди которых можно отметить такие, как: передача сигнала в свободном пространстве без препятствий в воздухе (прямой луч на рис. 1) [Nechaev et al., 2021]; распространение земной волны с учетом отражения от поверхности [Nechaev et al., 2021], а также дифракция на холмах, зданиях и других объектах (дифракционный луч на рис. 1). Последние два можно отнести к многолучевому распространению.

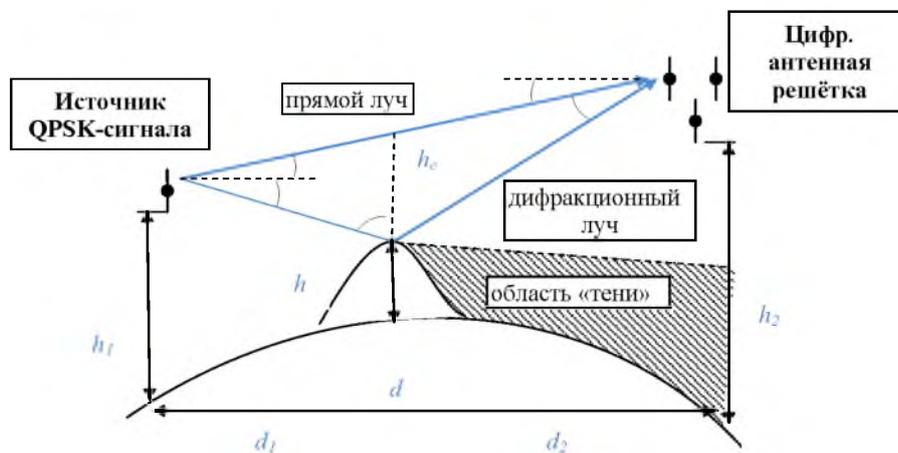


Рис. 1. Цифровая антенная решетка с использованием модели одиночного препятствия
 Fig. 1. Digital antenna array along with single obstacle model

На передающей стороне одной из распространенных форм антенн, используемой для трансляции сигнала от мобильного абонента к базовой станции, является полуволновый диполь [Balanis, 2005]:

$$E_{\theta} \cong j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right], \quad (1)$$

где r – расстояние от антенны до точки наблюдения, I_0 – максимальный ток в пучности антенны. В качестве тока I_0 в дальнейшем будем считать, что на антенну подается на передающей стороне сигнала с определенной модуляцией, в частности в данной работе, *QPSK*. Таким образом, если в передающей антенне задана не излучаемая мощность, а амплитуда входного тока I_0 , то аналогом формулы (1) является соотношение:

$$E(\phi, \theta) \cong \frac{60\pi I_s I_d}{\lambda r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right], \quad (2)$$



здесь $I_s(t) = A(t)e^{j\phi(t)} = \Re\{I_s(t)\} + j\Im\{I_s(t)\}$ – комплексный узкополосный сигнал соответствующего сигнального созвездия, l_d – действующая длина антенны. С учётом того, что, как правило, I_s является нормированной величиной, тогда ток на клеммах антенны для соответствующей выходной мощности передатчика равняется:

$$I_s(t) = \sqrt{\frac{1}{2}P_S} [\Re\{I_s(t)\} + j\Im\{I_s(t)\}],$$

где P_S – выходная мощность тока, подводимая к антенне.

Эффективная длина антенны, будь то линейная или апертурная антенна, – это величина, которая используется для определения напряжения, индуцируемого на клеммах разомкнутой цепи антенны, когда на нее падает волна. Она связана с коэффициентом направленного действия вибраторной антенны соотношением [Пониматкин, Шпилевой, 2010]:

$$l_d = \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{R_\Sigma D}{120}},$$

где R_Σ – сопротивление излучения антенны, D – коэффициент направленного действия.

На приемной стороне моделируется ЦАР, также снабженная дипольными элементами, расположенными в пространстве по окружности [Nechaev, 2020]:

$$\mathbf{a}(\phi, \theta) = \begin{bmatrix} g(\phi_0, \theta_0) e^{j[-kR \cos(\theta - \gamma_0) \sin(\phi)]} \\ g(\phi_1, \theta_1) e^{j[-kR \cos(\theta - \gamma_1) \sin(\phi)]} \\ \dots \\ g(\phi_{N-1}, \theta_{N-1}) e^{j[-kR \cos(\theta - \gamma_{N-1}) \sin(\phi)]} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

или полудодекаэдр (полусфера) [Nechaev, 2020]:

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi) = \begin{bmatrix} g_1(\theta, \varphi + \frac{\pi}{2}) e^{jkR_z(0)[0, 0, r_{in}]^T} \\ g_2(\theta + \frac{\pi}{2.5}, \varphi + \frac{\pi}{6.8}) e^{jkR_z(\frac{\pi}{2.5})[0, \frac{\lambda}{2}, \frac{r_{in}}{2}]^T} \\ g_3(\theta + 2\frac{\pi}{2.5}, \varphi + \frac{\pi}{6.8}) e^{jkR_z(2\frac{\pi}{2.5})[0, \frac{\lambda}{2}, \frac{r_{in}}{2}]^T} \\ g_4(\theta + 2\frac{\pi}{2.5}, \varphi + \frac{\pi}{6.8}) e^{jkR_z(3\frac{\pi}{2.5})[0, \frac{\lambda}{2}, \frac{r_{in}}{2}]^T} \\ g_5(\theta + 4\frac{\pi}{2.5}, \varphi + \frac{\pi}{6.8}) e^{jkR_z(4\frac{\pi}{2.5})[0, \frac{\lambda}{2}, \frac{r_{in}}{2}]^T} \\ g_6(\theta + 5\frac{\pi}{2.5}, \varphi + \frac{\pi}{6.8}) e^{jkR_z(5\frac{\pi}{2.5})[0, \frac{\lambda}{2}, \frac{r_{in}}{2}]^T} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число или коэффициент распространения волны (λ – длина волны),

R – радиус кольцевой АР, $\mathbf{R}_z(\theta)$ – матрица вращения вокруг оси z , r_{in} – внутренний радиус полудодекаэдра, $g_0(\theta), g_1(\theta), \dots, g_{N-1}(\theta)$ – действительные числа, представляющие амплитуды откликов антенных элементов в направлениях θ и φ , как в выражении для напряженности поля $E(\phi, \theta)$ (1-2). Кроме того, в статье рассматривается случай, когда предполагается, что в качестве элементов ЦАР моделируются антенны Яги – Уда [Пониматкин, Шпилевой, 2010]:

$$F_{yag}(\phi, \theta) \cong \left| \frac{\sin \left[\frac{N_{yag} + 2}{2} kd_{yag} (1 - \cos(\theta)) \right]}{\sin \left[\frac{1}{2} kd_{yag} (1 - \cos(\theta)) \right]} \right|$$

2.2. Модель шума

При энергетическом расчете линии связи представляет интерес не сама напряженность поля в точке приема, а мощность в нагрузке приемной антенны или электродвижущая сила (ЭДС) на ее выходе. В теории антенн доказывается, что эти параметры определяются соотношением:

$$\mathbf{e}_{\text{ЭДС}} = \mathbf{a}(\phi, \theta) I_D E(\phi, \theta),$$

здесь $\mathbf{e}_{\text{ЭДС}}$ – N -мерный комплексный вектор сигналов с выходов антенных элементов ЦАР.

Далее необходимо определить тепловой, а также иные источники шума в каналах ЦАР. Для этого воспользуемся таким понятием, как шумовая температура:

$$P_{\text{ш}} = k_b \Delta f T_{\text{ш}}, \quad (5)$$

где k_b – постоянная Больцмана, $P_{\text{ш}}$ – мощность шума на входе ЦАР, $T_{\text{ш}}$ – шумовая температура, которая показывает, насколько нужно нагреть активное сопротивление, равное входному сопротивлению приемника, чтобы оно создало в нем такую же мощность шума, как и реальный источник.

Представление шумов приемника и внешних шумов, поступающих с антенны, через один параметр – шумовую температуру (5) – позволяет проводить их сравнение и определять полную мощность шумов на его входе. Таким образом, полная шумовая температура на входе приемника равна [Боков, 2013 и др.]:

$$T_{\text{ш}} = T_{\text{ш.пр}} + T_{\text{ш.сов}} + \eta_{\phi} T_{\text{ш.вн}}$$

и

$$T_{\text{ш.вн}} = T_{\text{ш.атм}} + T_{\text{ш.косм}} + T_{\text{ш.пром}} + T_{\text{ш.тепл}},$$

где $T_{\text{атм}}$ – атмосферные помехи, вызванные разрядами молний, $T_{\text{пром}}$ – промышленные помехи, созданные излучением промышленных и бытовых электрических установок, $T_{\text{косм}}$ – космические помехи, вызванные излучением космических объектов — галактик, звезд, планет, Солнца, Луны и т. п., $T_{\text{тепл}}$ – шумы, вызванные радиоизлучением нагретой поверхности Земли и газов атмосферы.

Кроме того, антенна и фидер, обладая собственным активным сопротивлением, являются источником тепловых шумов, шумовая температура которых определяется по формуле [Recommendation ITU-R 372, 2019]:

$$T_{\text{ш.сов}} = T_0 ((1 - \eta_{\phi}) + \eta_{\phi} (1 - \eta_a)),$$

где η_{ϕ} и η_a — коэффициенты полезного действия фидера и антенны, T_0 – реальная температура приемника, K (обычно принимается равной 290 К). Каждый элемент имеет собственные шумы, которые определяются в основном входными цепями и пересчитываются к его входу. Мощность шумов приемника может быть выражена также через шумовую температуру приемника:

$$T_{\text{ш.пр}} = T_0 (F - 1),$$

где F – коэффициент шума приемника. Таким образом, комплексный шум на выходе каналов ЦАР будет иметь вид:



$$\mathbf{n}(t) = \sqrt{\frac{P_{ш}}{2}} (\boldsymbol{\sigma}_{\text{р}}(t) + j\boldsymbol{\sigma}_{\text{з}}(t)),$$

где $P_{ш}$ – мощность шума, $\mathbf{n}(t)$ – N -мерный комплексный вектор шума, $\boldsymbol{\sigma}(t)$ – N -мерный комплексный вектор, описывающий гауссовский случайный процесс с нулевым средним.

Таким образом, можно записать N -мерный вектор сигналов, помех и шума на выходе цифровой антенной решётки:

$$\bar{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{e}_{\text{ЭДС}} + \bar{\mathbf{n}}(t). \quad (6)$$

Как видно из рис. 1, математическая модель позволяет генерировать QPSK-сигнал с шумом. Затем задействовать фазовые задержки кольцевой АР, а также усиление по амплитуде, характерное для полуволнового диполя на каждом элементе. Затем происходит накопление сигнала, после чего оценка угловых координат с последующим цифровым формированием диаграммы направленности.

2.3. Дифракционная модель распространения

На рис. 1 показан холм высотой h , расположенный между передающей и приемной антеннами, т. е. диполь и ЦАР в нашем случае. Этот холм можно смоделировать как полуплоскость или единичное клиновидное препятствие. Предполагается, что от вершины холма нет зеркального отражения. Также будем считать, что холм блокирует любые возможные отражения от земли, которые достигают приемной антенны. Таким образом, полученное поле состоит только из членов прямого луча и дифракционного. Пусть h_c – высота просвета от данной преграды до прямого луча. Тогда $h_c < 0$ соответствует тому, что кромка клиновидного препятствия находится ниже линии прямой видимости, и поэтому существуют два пути распространения, как показано на рис. 1. При $h_c > 0$ преграда ограничивает прямой путь. Таким образом, на приёмнике остаётся только дифракционная волна. d_1 и d_2 – соответствующие горизонтальные расстояния до плоскости клиновидного препятствия, тогда $d = d_1 + d_2$ [Gross, 2015].

Согласно Рекомендации МСЭ [Recommendation ITU-R 526, 2019], метод оценки дифракционных потерь основан на анализе участка профиля от точки с индексом «а» до точки с индексом «b» ($a < b$), как показано на рис. 2. Если $a + 1 = b$, то промежуточной точки не существует, и дифракционные потери на участке трассы равны нулю. Или же это построение используется путем определения H_c ($a < n < b$) и выбора точки с наибольшим значением H_c . Значение параметра Френеля – Кирхгофа H_c для n -й точки профиля определяется по формуле:

$$H_c \approx h_c \sqrt{\frac{2d}{\lambda d_1 d_2}}, \quad (7)$$

где

$$h_c = h_n + \left[\frac{d_{an} d_{nb}}{2r_e} \right] - \left[\frac{(h_a d_{nb} + h_b d_{an})}{d_{ab}} \right],$$

где h_a, h_b, h_n – вертикальные высоты, как показано на рисунке 15, d_{an}, d_{nb}, d_{ab} – горизонтальные расстояния, как показано на рисунке 15, r_e – эквивалентный радиус Земли, λ : длина волны.

Вывод решения для дифракционного поля получен у Коллина [Collin, 1985] или у Джордана и Бальмейна [Jordan, Balmain, 1968]. Можно показать, что коэффициент усиления/ослабления на трассе из-за дифракции определяется выражением Френеля – Кирхгофа

$$F_d = \frac{2}{\sqrt{2}} \left| \int_{-H_c}^{\infty} \exp(-j\pi u^2 / 2) du \right|. \quad (8)$$

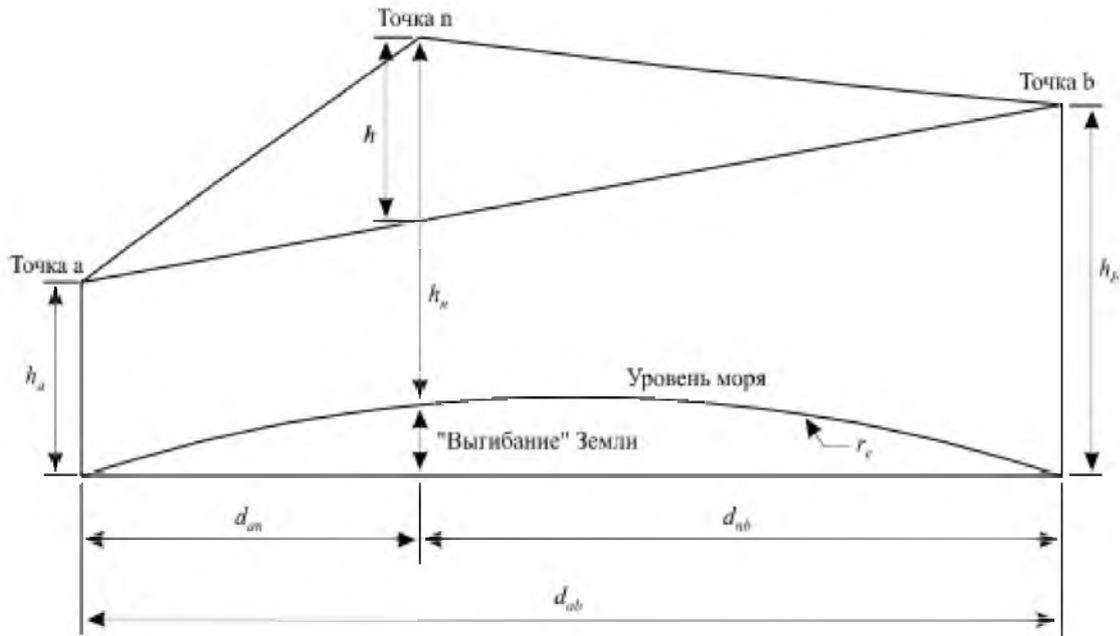


Рис. 2. Геометрия для единичной кромки препятствия
 Fig. 2. Geometry of single knife-edge obstacle

Таким образом, можно переписать выражение (2), используя (7), чтобы принять во внимание коэффициент ослабления на пути распространения F_d с учётом дифракции:

$$\frac{\exp(-jkr)}{r} F_d. \quad (9)$$

Обычно при связи на большие расстояния Земля изгибается между передатчиком и приемником. Кривизна земной поверхности, которая ограничивает дальность связи, требующую прямой видимости, называется «выгибанием». Изменение градиента рефракции изменяет выступ земли. Это изменение выступа земли изменяет высоту препятствий, видимых сигналом. Дифракционные потери пропорциональны высоте препятствий. Следовательно, изменения градиента рефракции атмосферы влияют на выгибание Земли, что, в свою очередь, влияет на высоту препятствия, а затем на общие дифракционные потери, которые могут возникнуть в результате препятствия с множеством режущих кромок.

Если высотный профиль изменения рефракции линеен, т. е. градиент рефракции остается постоянным вдоль траектории луча, возможно преобразование, которое позволяет рассматривать распространение как прямолинейное. Это преобразование предполагает, что распространение происходит над гипотетической Землей с эквивалентным радиусом $R_e = ka$ при:

$$\frac{1}{ka} = \frac{1}{a} + \frac{dn}{dh} = \frac{1}{R_e},$$

где a – фактический радиус Земли, а k – коэффициент эквивалентного радиуса Земли (k -фактор). В результате такого геометрического преобразования траектории лучей становятся линейными независимо от угла места.

Строго говоря, градиент рефракции остается постоянным, только если трасса горизонтальна. На практике для высот менее 1000 м экспоненциальную модель усредненного профиля индекса рефракции можно заменить линейной. Соответствующий k -фактор $k = 4/3$ [Recommendation ITU-R 526, 2019].

2.4. Алгоритмы моделирования множественных дифракционных потерь

Обычно, когда сигнал распространяется от передатчика к приемнику, он будет встречать от нуля до нескольких препятствий. Каждая преграда вызывает дифракцию, а уровень принимаемого сигнала определяется чистыми дифракционными потерями (8) и эффектами других механизмов распространения. Для расчета дифракционных потерь нескольких объектов используются многие модели в рамках Единой теории дифракции. Каждая модель отличается по сложности и точности, которые варьируются от одной среды распространения к другой. Самые известные модели – Буллингтона, Дейгута и Эпштейн – Петерсона.

Каждая модель отличается своим подходом к определению входных данных для уравнения дифракционного параметра Френеля – Кирхгофа (8) и того, какая кромка вносит наибольший вклад в потери. Модель Буллингтона [Bullington, 1967] использует самый простой и наименее точный подход и сводит профиль к одному острию. Модель Эпштейна – Петерсона [Epstein, Peterson, 1953] рассматривает каждое значительное острие ножа отдельно и суммирует каждую потерю на дифрагирующем пути. Модель Дейгута [Deygout, 1966] идентифицирует доминирующее лезвие ножа и рассчитывает все потери по нему.

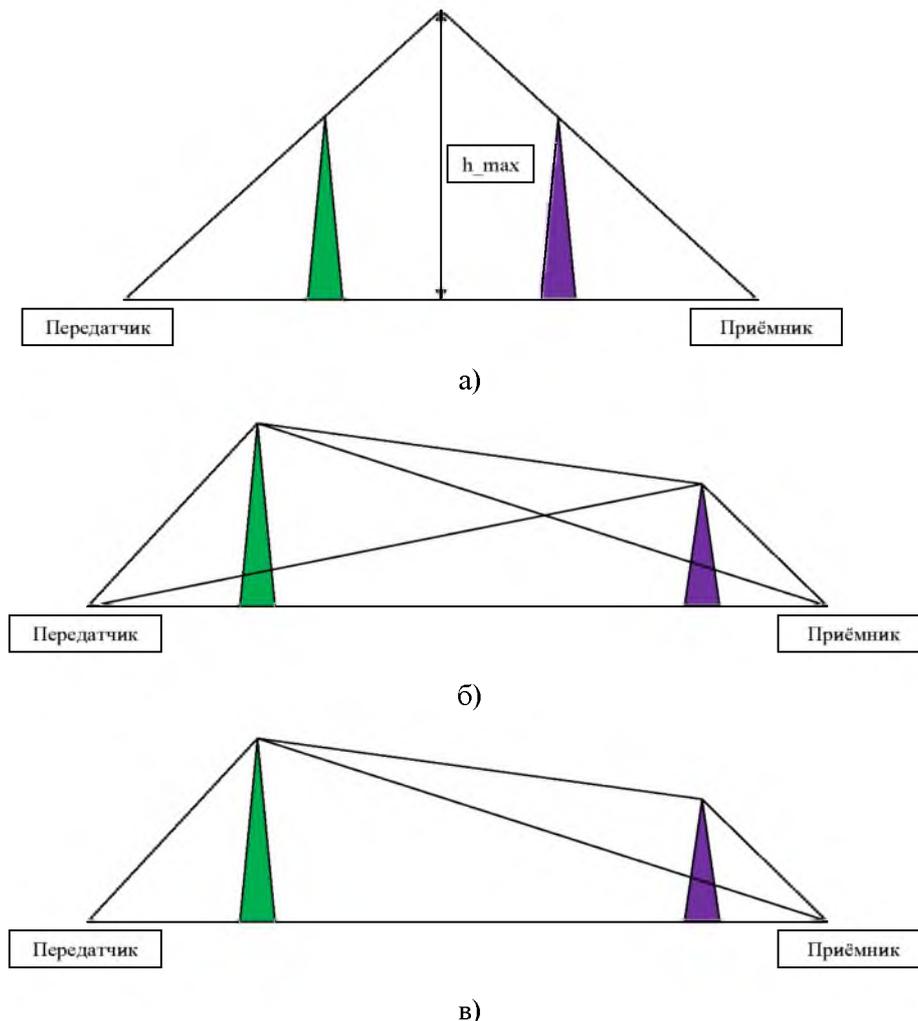


Рис. 3. Модели расчёта дифракционных потерь: а) Буллингтона, б) Эпштейна – Петерсона, в) Дейгута
Fig. 3. Calculation models of diffraction losses: a) Bullington, b) Epstein – Peterson, c) Deygout

Модель Эпштейна – Петерсона представляет собой дифракционную модель, которая учитывает все препятствующие объекты. Данная модель рассматривает первый объект препятствия как новый источник сигнала. Следующим шагом является рассмотрение следующего клиновидного препятствия (между новым источником и приемником) как новой преграды.

Каждый раз происходит переход на один шаг к следующему объекту и повторение вычисления (7–8), пока не останется никаких препятствий. Чистые дифракционные потери – это сумма дифракционных потерь на каждом шаге. Это дает приемлемую ошибку, которая увеличивается, когда объекты препятствия расположены близко друг к другу. Несмотря на то, что модель Эпштейна – Петерсона дает меньше ошибок, чем модель Буллингтона, она систематична по сравнению с моделью Дейгута, как указано в [Yan et al., 2017].

Как уже было показано выше, если имеется просвет между препятствием и лучом прямой видимости между передатчиком h_a и приёмником h_b , как показано на рис. 1 и 2, то в точке приёма суммируются две волны: прямая и дифракционная:

$$E_i(\phi, \theta) = E_{i-1}(\phi, \theta)F_d e^{jk(r_1-r_2)} + E_{i-1}(\phi, \theta)$$

здесь r_1 – расстояние прямого луча, r_2 – расстояние пути отраженного луча после огибания препятствия, i – напряжённость поля, вычисленная после прохождения i -й единичной кромки препятствия.

Расстояние прямого луча можно определить:

$$r_1 = \sqrt{d^2 + (h_2 - h_1)^2},$$

где d – расстояние между пользователем и ЦАР, h_1 – высота антенны пользователя, h_2 – высота подвеса ЦАР.

Длина пути дифрагирующего луча составляет:

$$r_2 = \sqrt{d^2 + (h_2 + h_1)^2}$$

Если же кромка препятствует распространению, имеется только один луч:

$$E_i(\phi, \theta) = E_{i-1}(\phi, \theta)F_d$$

Таким образом, потери для каждого отдельного объекта препятствия суммируются по очереди, используя высоту над пунктирной линией (рис. 1) как эффективную высоту края. Модель Эпштейна – Петерсона является потенциально лучшей, но вызывает большие ошибки на путях с близко расположенными краями.

Обобщённый алгоритм вычисления потерь при наличии непрозрачных препятствий можно представить в виде следующей диаграммы:

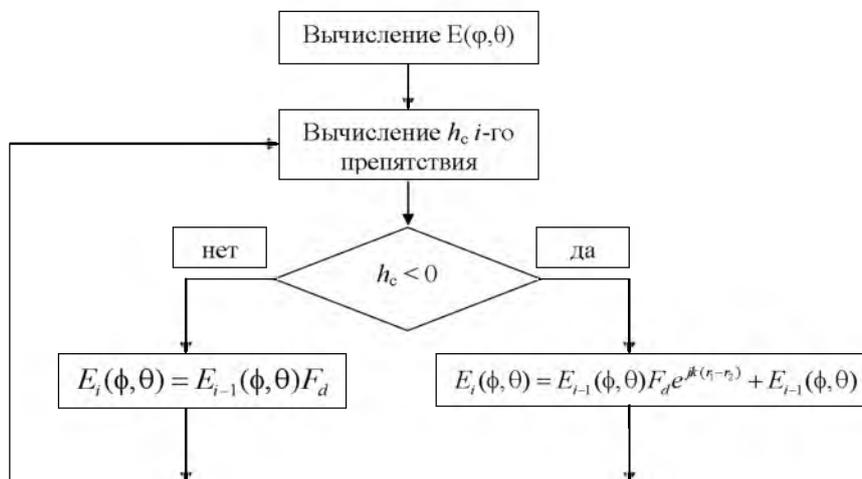


Рис. 4. Вычисление дифракционных потерь на нескольких препятствиях
 Fig. 4. Multiple diffraction loss calculation



2.5. Пространственная обработка

На практике матрица пространственной ковариации \mathbf{R} получается из набора K_{Sample} временных отсчетов (6):

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K_{Sample}} \sum_{k=1}^{K_{Sample}} \vec{\mathbf{x}}(k)^H \vec{\mathbf{x}}(k),$$

где $\vec{\mathbf{x}}(k)$ – отсчет сигнала от элементов ЦАР в k -й момент времени.

Оценка направления прихода в простейшем случае выполняется посредством электронного качания главного лепестка диаграммы направленности. Этот метод может быть выполнен механически или на основе аналоговых фазовращателей. Однако, поскольку работа исследует ЦАР, мы рассмотрим фазированную решетку (ФАР):

$$P_{FAA}(\varphi, \theta) = \frac{\mathbf{a}(\varphi, \theta)^H \hat{\mathbf{R}} \mathbf{a}(\varphi, \theta)}{\mathbf{a}(\varphi, \theta)^H \mathbf{a}(\varphi, \theta)}. \quad (10)$$

Пространственный спектр $P_{FAA}(\varphi, \theta)$ имеет низкое разрешение, но легко реализуется. Пиковые значения $P_{FAA}(\varphi, \theta)$ указывают на координаты сигнала. Кроме того, цифровое качание максимума диаграммы направленности для приема полезного сигнала можно получить после вычисления вектора весовых коэффициентов:

$$\vec{\mathbf{w}}_{FAA} = \frac{\vec{\mathbf{a}}(\theta_0, \varphi_0)}{\sqrt{\vec{\mathbf{a}}(\theta_0, \varphi_0)^H \vec{\mathbf{a}}(\theta_0, \varphi_0)}}. \quad (11)$$

Для оценки координат сигналов с большей точностью и разрешающей способностью используется метод *MUSIC*:

$$P_{MUSIC}(\theta, \varphi) = \frac{1}{\vec{\mathbf{a}}^H(\theta, \varphi) \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H \vec{\mathbf{a}}(\theta, \varphi)}, \quad (12)$$

где \mathbf{E}_n – матрица шума. Специальный вектор весовых коэффициентов необходим также для реализации подавления как помех, так и шума, а также усиления полезного сигнала, то есть реализации полной функциональности ЦАР. Весовой вектор, который максимизирует отношение сигнал / шум + шум, может быть получен [Nechaev, 2018]:

$$\vec{\mathbf{w}} = \frac{\hat{\mathbf{R}}^{-1} \vec{\mathbf{a}}(\theta_0, \varphi_0)}{\vec{\mathbf{a}}(\theta_0, \varphi_0)^H \hat{\mathbf{R}}^{-1} \vec{\mathbf{a}}(\theta_0, \varphi_0)}, \quad (13)$$

где $\vec{\mathbf{a}}(\theta_0, \varphi_0)$ – N -мерный вектор полезного сигнала после оценки пространственного спектра $P_{MUSIC}(\varphi, \theta)$.

3. Результаты и обсуждение

Рассмотрим величину шума, а также параметры передаваемого сигнала, используемые далее при моделировании ЦАР на приёме.

Если свести данные из таблицы 1 в формулы из п. 2.2 для оценки мощности шума, то получаем значение $P_{\text{ш}} = 1,53 \cdot 10^{-13}$ Вт.

После моделирования на основе приведенных выше формул, а также табличных данных, оценим значение вероятности битовой ошибки в зависимости от расстояния в свободном пространстве:

$$BER = \frac{n_{\text{ошибки}}}{n_{\text{бит}}}. \quad (14)$$

Таблица 1
Table 1Параметры моделирования
Parameters of simulation

Параметр	Значение
Выходная мощность тока, P_S	1 мВт
Несущая частота, f	300 МГц
Ширина канала, Δf	1 МГц
Тип модуляции	QPSK
Количество переданных бит, $n_{бит}$	10^6
Число отсчётов, K	100
Сопротивление излучения, R_Σ	75 Ом
Коэффициент направленного действия дипольной антенны, D	1,6
Радиус кольцевой антенной решетки ЦАР, R	0,5 м
Атмосферные помехи, $T_{АТМ}$	400 К
Промышленные помехи, $T_{ПРОМ}$	590 К
Космические помехи, $T_{КОСМ}$	86 К
Шумы Земли и атмосферы, $T_{ТЕПЛ}$	30 К
Коэффициент полезного действия фидера, η_ϕ	0,9
Коэффициент полезного действия антенны, η_a	0,986
Коэффициент шума приёмника ЦАР	10 дБ

Передатчик представляет собой источник фазово-модулированного сигнала, питающий полуволновой диполь. На приемной стороне моделируется кольцевая антенная решетка (3) или в другом случае полудодекаэдрическая антенная решетка (4), сигнал с которой подвергается последовательной обработке, как показано п. 2.5, для усиления полезного сигнала на фоне шума.

3.1. Эксперимент № 1

Рассмотрим случай, когда передается один полезный QPSK-сигнал. Координаты сигнала $\theta=0^\circ$ и $\phi=85^\circ$. Элементы ЦАР располагаются по окружности (выражение 3) и полудодекаэдру (выражение 3). Управление главным лепестком диаграммы направленности осуществляется согласно уравнениям (10-11) («ФАР» на рис. 5 и 8) и с помощью метода MUSIC совместно с алгоритмом, который максимизирует отношение сигнал / шум + шум по выражениям (12–13) («ЦАР» на рис. 5 и 8).

Рассмотрим модель распространения сигнала в пространстве с непрозрачными непроводящими препятствиями (рис. 1а). В данной модели передается один полезный QPSK-сигнал мощностью 1 мВт, при этом расстояние между передатчиком и приёмной ЦАР фиксировано и составляет 200 км. На рис. 5 приведены графики вероятности битовой ошибки (14) в зависимости от высоты препятствия с учётом того, что высота подвеса ЦАР 20 м, а источника сигнала – 2 м. Рефракция в данном моделировании не учитывалась, а также отсутствуют помехи, мощность шума получена из табл. 1.

Из рис. 5 видно, что лучшей формой ЦАР является полудодекаэдр, состоящий из направленных элементов, поскольку вероятность битовой ошибки значительно ниже, чем у кольцевой ЦАР. Разница между данными показателями – более чем в пять раз. Расхождение началось при высоте препятствия, начиная от 150 м, что соответствует величине параметра Френеля – Кирхгофа H_c менее трёх и ослаблению F_d более чем в пять раз в дополнении к затуханию, вызванному распространением радиоволны. Однако при использовании простых симметричных диполей все алгоритмы и формы антенн показывают схожую довольно низкую в сравнении с цифровым диаграммообразованием эффективность.

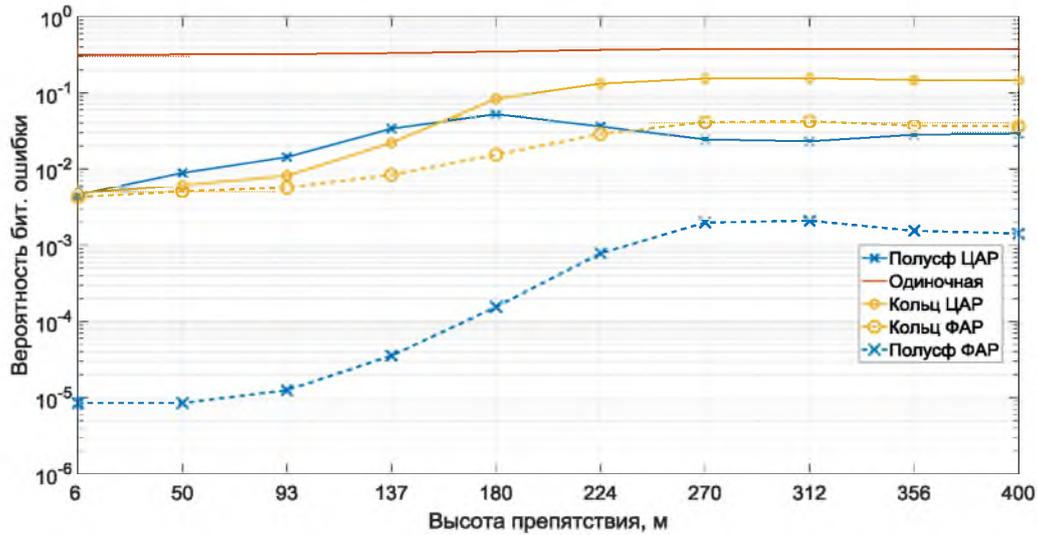


Рис. 5. Результаты расчётов с помощью модели распространения сигнала за счёт дифракции радиоволн с одиночным препятствием

Fig. 5. The results of calculations using the signal propagation model due to the single obstacle diffraction of radio waves

3.2. Эксперимент № 2

Рассмотрим несколько препятствий, основываясь на географических данных реальной трассы распространения УКВ радиосигнала. Возьмем за основу расположение источника QPSK-сигнала центр города Елец (52°37' с. ш. 38°28' в. д.). Приёмную цифровую антенную решётку расположим в центре города Липецка (52°37' с. ш. 39°36' в. д.). Для того чтобы оценить дифракционные потери на данной трассе, необходимо знать рельеф по прямой линии между данными населенными пунктами. На рис. 6 приведена карта с источником и приёмником, красной линией обозначена связь между ними, а также рельеф местности вдоль неё.

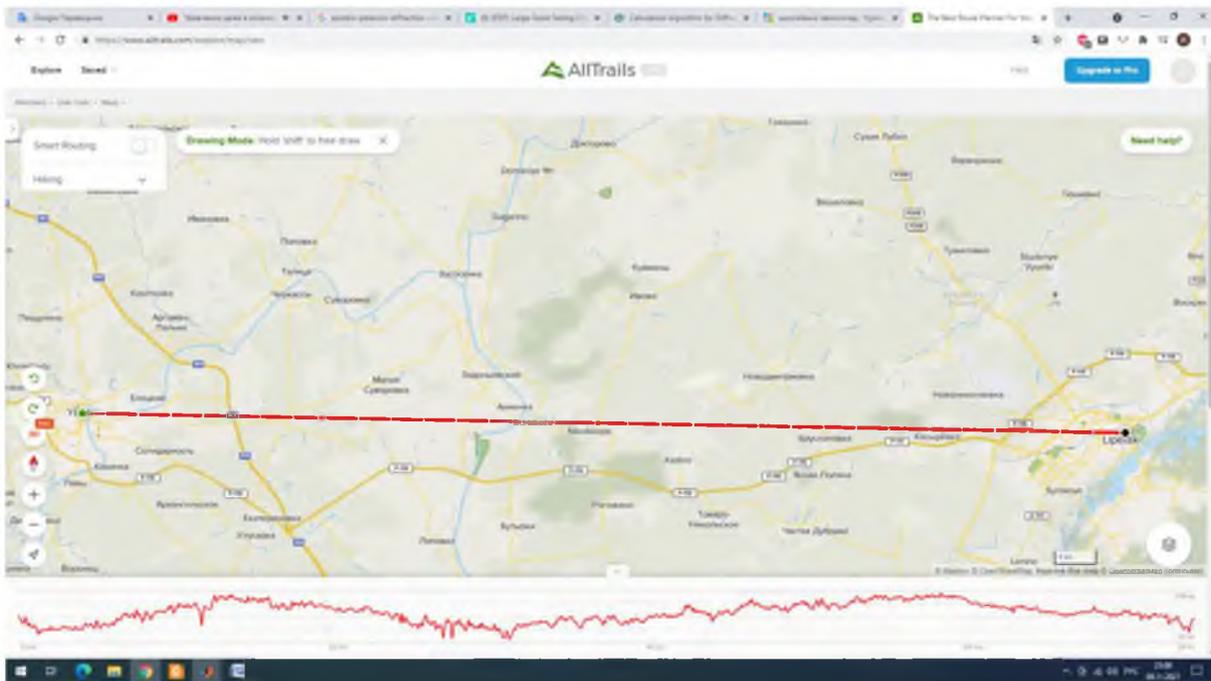


Рис. 6. Профиль рельефа на трассе распространения сигнала
Fig. 6. Terrain profile on the signal propagation path

Схематическая диаграмма препятствий с 13 кромками, использованная для числового примера в исследовании, показана на рис. 7. Кроме того, на данном рисунке приведена высота профиля рельефа местности, а также расстояние от источника до соответствующей одиночной кромки препятствия. На данном рисунке не учитывается растительность, а также «выгибание» Земли. Видно, что данный рельеф носит довольно равномерный и плоский характер.

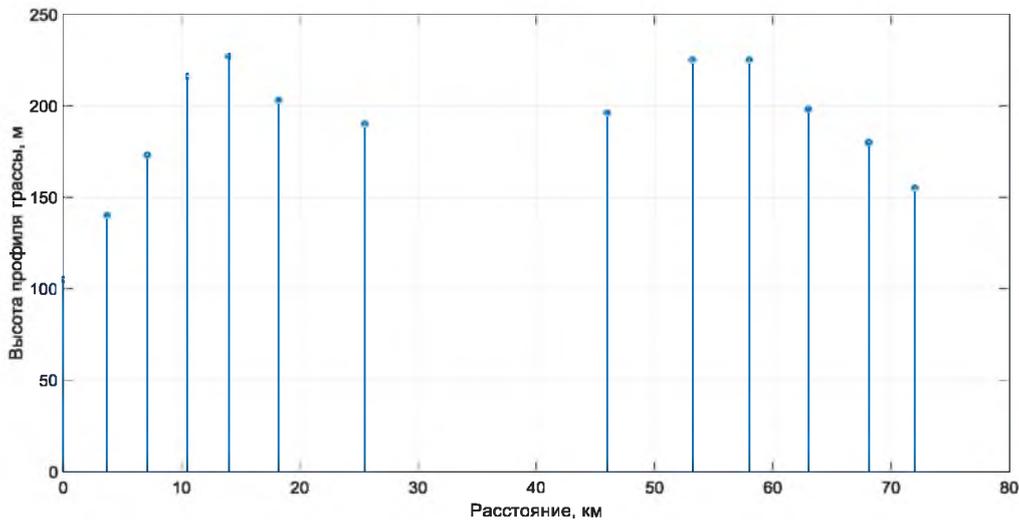


Рис. 7. Принципиальная схема препятствий с 13 острями, использованными в исследовании
Fig. 7. Schematic diagram of 13 knife-edge obstacles used in the study

Как уже было сказано выше, в данной статье представлен подход к определению дифракционных потерь на множестве одиночных препятствий на основе метода Эпштейна – Петерсона, представленного на рис. 3–4. Сначала представлены аналитические выражения для определения высоты препятствия с использованием геометрии профиля трассы Френеля. Учитывается «выгибание» Земли на основе эффективного радиуса и градиента рефракции, равного $4/3$. Далее в табл. 2 приведены сводные данные по вычисленным значениям дифракционных потерь F_d после каждой преграды из рис. 7, а также общее значение затухания без учета ослабления в зависимости от расстояния между передатчиком и приёмником из формулы 1. Кроме того, приведены параметр дифракции H_c и величины просвета h_c , вычисленные для тринадцати клиновидных препятствий для каждой преграды согласно выражениям (7–8) соответственно.

Как показано в табл. 2, общие дифракционные потери на изолированных преградах составляют 82,4 дБ. Далее в ходе моделирования дополнительно учитывалась процедура метода Эпштейна – Петерсона, изображённая на рис. 4, т. е. затем учитывается многолучевое распространение, если кромка того или иного препятствия не перекрывает прямой ход луча.

Рассмотрим модель распространения метода Эпштейна – Петерсона с дифракцией от одиночных препятствий рельефа земли (рис. 1). В данной модели также передается один полезный QPSK-сигнал. Координаты, как и данные из табл. 1 остаются прежними. Высота передатчика и приёмной ЦАР составляет 2 м и 20 м над поверхностью земли, т. е. к данным h_0 и h_{12} из табл. необходимо прибавить данные значения. Вероятность битовых ошибок также оценивается в зависимости от мощности передатчика в пределах от 1 мВт до 150 Вт.

Как видно из графиков на рис. 8, «опорная» вероятность битовой ошибки, равная 10^{-6} , достигается при использовании полусферической антенной решетки с использованием пространственной цифровой обработкой сигналов (выражения 12, 13) при данных условиях распространения, если мощность передатчика достигает 140 Вт. В то же самое время кольцевая геометрия ЦАР имеет вероятность битовой ошибки только 10^{-4} , т. е. разница в сто раз. Если посмотреть с другой стороны, использование полудодекаэдрической ЦАР позволяет уве-

личить дальность и надёжность связи. Также из рис. 8 видно, что фазированное формирование диаграммы направленности (выражения 10, 11) по сравнению с цифровым диаграммообразованием при нескольких препятствиях не даёт никаких преимуществ и показывает более значительные значения битовой ошибки.

Таблица 2
 Table 2

Вычисленные величины профиля трассы и дифракции
 Calculated values of terrain link and diffraction

Расстояние между препятствиями, км		Эффективная высота острия препятствия, h , м		Величина про-света прямой видимости, h_c (м)		Параметр дифракции, H_c		Дифракцион-ные потери, F_d (дБ)
d_0	0	h_0	105	h_{c0}	0	H_{c0}		
d_1	3,7	h_1	140	h_{c1}	0.3038	H_{c1}	0.0102	6,53
d_2	3,4	h_2	173	h_{c2}	-4.3196	H_{c2}	-0.1482	5,17
d_3	3,4	h_3	216	h_{c3}	17.0917	H_{c3}	0.5822	11,17
d_4	3,5	h_4	227	h_{c4}	17.7743	H_{c4}	0.5755	11,3
d_5	4,2	h_5	203	h_{c5}	-8.6823	H_{c5}	-0.2379	4,3
d_6	7,3	h_6	190	h_{c6}	-2.3534	H_{c6}	-0.0454	6,05
d_7	20,5	h_7	196	h_{c7}	-11.2147	H_{c7}	-0.2173	4,48
d_8	7,2	h_8	225	h_{c8}	13.6342	H_{c8}	0.3594	9,44
d_9	4,8	h_9	225	h_{c9}	14.6371	H_{c9}	0.4184	9,96
d_{10}	5	h_{10}	198	h_{c10}	-3.2218	H_{c10}	-0.0907	5,65
d_{11}	5,1	h_{11}	180	h_{c11}	7.5374	H_{c11}	0.2268	8,33
d_{12}	3,9	h_{12}	155	h_{c12}	0	H_{c12}		
d	73	$f=300$ МГц	$\lambda = 1$ м				Общие дифрак-ционные потери, F_d (дБ)	82,4016

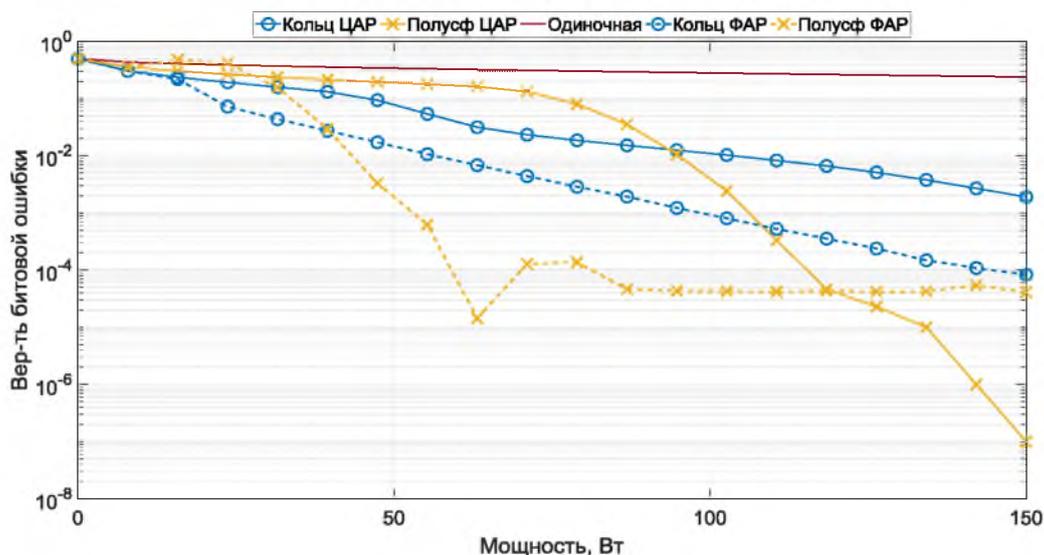


Рис. 8. Результаты расчётов с помощью модели распространения сигнала за счёт дифракции радиоволн с трассы «Елец – Липецк»

Fig. 8. The results of calculations using the signal propagation model due to the diffraction of radio waves from the Yelets – Lipetsk link

Заключение

В статье исследуется проблема использования цифровых антенных решеток, элементами которых являются направленные элементы Яги – Уда при распространении радиоволн над поверхностью Земли. В частности, проводится исследование для каналов связи УКВ-диапазона на несущей частоте 300 МГц с фазовой манипуляцией при воздействии шума, а также возникновении дифракции вследствие множественных непрозрачных препятствий, поскольку известно, что дифракция формируется только поверхностью земли или другими препятствиями. Следовательно, в работе осуществлена оценка геометрических параметров, относящихся к вертикальной плоскости трассы (угол дифракции, радиус кривизны, высота препятствия), с учетом соответствующего эквивалентного радиуса Земли, от одиночных изолированных препятствий рельефа земли, которые оцениваются с помощью методики Эпштейна – Петерсона. В этом случае может возникать явление многолучевости прямого луча распространения радиоволны и дифрагированного. Установлено, что на реальной трассе 72 км УКВ волны частотой 300 МГц дополнительные дифракционные потери составляют более 82 дБ.

В блоке цифровой обработки исследовались методы фазового сканирования пространства, а также алгоритмы оптимального подавления шума и помех, координаты которого предварительно оценивались методом MUSIC. Кроме того, показано, что для установления связи на данном канале связи необходимо иметь мощность передатчика около 140 Вт с применением цифровой пространственной обработкой сигналов с выходов полусферической антенной решетки, чтобы достичь вероятности битовой ошибки 10^{-6} . Для получения такого целевого показателя ошибочных в случае применения кольцевых АР необходимо увеличить мощность на передающей стороне свыше 200 Вт. Таким образом, надежность и дальность связи может быть достигнута с применением полусферы в качестве геометрии АР с последующим цифровым диаграммообразованием.

Стоит отметить, что фазированное сканирование оправдано на более простых трассах. Так, в случае, если имеется только одно изолированное препятствие на пути распространения радиоволны, на котором происходит дифракция, то вероятность битовой ошибки ЦАР и ФАР сравнима друг с другом. Однако ФАР с применением полусферы в качестве геометрии также снижает вероятность ошибки до 10^{-5} при высоте препятствия 90 м, при этом 10^{-2} для кольцевой ФАР.

Таким образом, можно подытожить, что ЦАР совместно с полусферным расположением направленных элементов на сложных трассах позволяет значительно повысить надёжность и дальность УКВ-связи.

Список литературы

- Боков Л.А., Замотринский В.А., Мандель А.Е. 2013. Электродинамика и распространение радиоволн. Томск, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 410.
- Боровский А.В., Галкин А.Л. 2014. Численное моделирование дифракции на клине с произвольным углом. Известия Байкальского государственного университета, 1(93): 100–109.
- Затучный Д.А., Сладь Ж.В. 2015. О влиянии на распространение радиоволн в городе профиля его застройки. Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации, 222(12): 37–43.
- Кубанов В.П. 2013. Влияние окружающей среды на распространение радиоволн. Самара, ПГУТИ, 92.
- Михайлов М.С., Пермяков В.А., Сазонов Д.М. 2014. Расчет энергетических характеристик активной фазированной антенной решетки над нерегулярной земной поверхностью методом параболического уравнения (трехмерная модель). Журнал Радиоэлектроники, 12.
- Муад Халед Мохамад. 2016. Радиосистемы и устройства связи с малыми искажениями для загородных и горных трасс: диссертация кандидата технических наук: 05.12.04. Москва.
- Пониматкин В.Е., Шпилевой А.А. 2010. Антенно-фидерные устройства систем связи. Калининград: Изд-во РГУ им. И. Канта, 121.
- Попов В. 2015. Математические модели распространения радиоволн в лесных массивах. Евразийский Союз Ученых, 11-3(20): 107–117.



- Попов В.И., Скуднов В.А., Васильев А.С. 2016. Математические модели и алгоритмы распространения радиоволн в сотовых сетях мобильной связи. *Евразийский Союз Ученых*, 3-3(24): 68–80.
- Balanis C.A. 2005. *Antenna Theory: Analysis and Design*. New York, NY, USA, Wiley-Interscience, 1104.
- Bibb D.A., Dang J., Yun Z., and Iskander M.F. 2014. Computational accuracy and speed of some knife-edge diffraction models. In: *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. Memphis, USA: 705-706.
- Bullington K. 1947. Radio propagation at frequencies above 30 megacycles. *Proceedings of the IRE*, 35(10): 1122–1136.
- Changwon Lee, Sungkwon Park. 2018. Diffraction Loss Prediction of Multiple Edges Using Bullington Method with Neural Network in Mountainous Areas. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2018 (8737594): 1–10.
- Collin R.E. 1985. *Antennas and Radiowave Propagation*, McGraw-Hill, New York, 263.
- Deygout J. 1966. Multiple knife-edge diffraction of microwaves. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 14 (4): 480–489.
- Elshafie, Hashim & Fisal, Norsheila & Baguda, Yakubu & Sayuti, H. & Abdulrahman, Yasir & Mohamad, Hafizal & Ramli, Nordin & Abbas, Mazlan. 2013. Measurement of UHF Signal Propagation Loss under Different Altitude in Hilly Environment. *Applied Mechanics and Materials*, 311: 37–42.
- Epstein J., Peterson D.W. 1953. An experimental study of wave propagation at 850 MC. *Proceedings of the IRE*, 41 (5): 595–611.
- Gross F. 2015. *Smart Antennas with MATLAB, Second Edition: Principles and Applications in Wireless Communication*. McGraw Hill Professional, 400.
- Gupta M.S. 2018. Physical Channel Models for Emerging Wireless Communication Systems. In: *XXIIIrd International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*. Tbilisi, Georgia: 255–260.
- Jordan, E., and K. Balmain. 1968. *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*, 2d ed., Prentice Hall, New York, 774.
- Nechaev Yu.B., Peshkov I.W., Fortunova N.A., Zaitseva I.N. and Zhigulin V.A. 2021. Research and Modeling of Digital Antenna Arrays with Directional Elements on Azimuth-Elevation in VHF Terrain and Vegetation Multipath Propagation Situations. In: *Journal of physics: conference series*.
- Nechaev Yu.B., Peshkov I.W., Fortunova N.A., Zaitseva I.N. 2021. Study of Digital Azimuth-Elevation Beamforming With Directional Antennas in VHF Two-Ray Reflection Propagation Model. In: *2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications*.
- Nechaev Yu.B., Peshkov I.W. 2020. An approach of DOA-Estimation Accuracy Improving via Conformal Antenna Arrays with Directional Emitters. In: *2020 Systems Of Signals Generating And Processing In The Field Of On Board Communications*. Moscow Technical University of Communication and Informatics (MTUCI). Moscow, Russia: 1–5.
- Nechaev Yu.B., Peshkov I.W., Fortunova N.A., Zaitseva I.N. 2018. The Estimation of Radio Direction-Finding Performance in volume Antenna Arrays with Directive Radiators by Music Method. In: *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications*, IEEE Inc. Minsk, Belarus: 1–6.
- Nechaev Yu.B., Peshkov I.W., Fortunova N.A., Zaitseva I.N. 2020. The Research of the Digital Beamforming Algorithm for Optimal Noise Reduction in a Cylindrical Antenna Array with Directive Radiators. In: *2020 SYNCHROINFO*. Svetlogorsk, Russia: 1–5.
- Recommendation ITU-R 372. Radio noise. URL: <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.372/en>. (дата обращения: 10.12.2021)
- Recommendation ITU-R 526. Propagation by diffraction. URL: <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.526/en>. 2019. (дата обращения: 10.12.2021)
- Recommendation ITU-R. Terrestrial land mobile radiowave propagation in the VHF/UHF bands. URL: <http://www.itu.int/pub/R-HDB-44>. 2002. (дата обращения: 10.12.2021)
- Ruidong W., Dongdong Z., Guizhen Lu, Rongshu Z. 2015. Radiowave propagation loss measurement of different situated Knife-Edge problems and comparison with PO computing. In: *Microwave Antenna Propagation and EMC Technologies (MAPE) IEEE 6th International Symposium on*. Shanghai, China: 40–43.
- Tikhomirov A., Omelyanchuk E., Semenova A. and Mikhailov V. 2017. Experimental study of UHF radio wave propagation in rough terrain. In: *2017 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*. St. Petersburg and Moscow: 1293–1298.



- Yan, Su, Wu, Yumao, Zhao, Huapeng, Guo, Han, 2017. Advanced Modeling and Simulation Methods for Multiphysics and Multiscale Problems. *International Journal of Antennas and Propagation*, Hindawi, 3051476: 1687–5869.
- Yun Zh., Magdy F.I. 2015. Ray Tracing for Radio Propagation Modeling: Principles and Applications. *IEEE Access*, 3: 1089–1100.

References

- Bokov L.A., Zamotrinskij V.A., Mandel' A.E. 2013. Jelektrodinamika i rasprostranenie radiovoln [Electrodynamics and Radio Wave Propagation]. Tomsk, Tomsk. gos. un-t sistem upr. i radioelektroniki, 410.
- Borovsky A.V., Galkin A.L. 2014. Numerical modeling of diffraction by a wedge with an arbitrary angle. *Bulletin of Baikal state university*, 1(93): 100–109. (in Russian)
- Zatuchny D.A., Slad J.V. 2015. Research of influence on distribution of radio waves in city of profile of his building. *Civil Aviation High Technologies*, 222(12): 37–43. (in Russian)
- Kubanov V. P. 2013. Vlijanie okružhajushhej sredy na rasprostranenie radiovoln [The influence of the environment on the propagation of radio waves]. Samara, PGUTI, 92.
- Mihajlov M.S., Permjakov V.A., Sazonov D.M. 2014. Raschet jenergetičeskikh harakteristik aktivnoj fazirovannoj antennoj reshetki nad nereguljarnoj zemnoj poverhnost'ju metodom parabolicheskogo uravnenija (trehmernaja model') [Calculation of the energy characteristics of an active phased antenna array over an irregular earth surface by the parabolic equation method (3D model)]. *Zhurnal Radioelektroniki [Journal of Radioelectronics]*, 12.
- Muad Haled Mohamad. 2016. Radiosistemy i ustrojstva svjazi s malymi iskazhenijami dlja zagorodnyh i gomnyh trass: dissertacija kandidata tehničeskikh nauk: 05.12.04 [Radio systems and communication devices with low distortion for suburban and mountain routes: thesis of a candidate of technical sciences: 05.12.04]. Moskva.
- Ponimatkin V.E., Shpilevoj A.A. 2010. Antenna-fidernye ustrojstva sistem svjazi: [Antenna-feeder devices of communication systems]. Kaliningrad: Izd-vo RGU im. I. Kanta, 121.
- Popov V. 2015. Matematicheskie modeli rasprostraneniya radiovoln v lesnyh massivah [Mathematical models of radio wave propagation in forests]. *Evrazijskij Sojuz Učenyh [Eurasian Scientists Union]*, 11-3(20): 107–117.
- Popov V.I., Skudnov V.A., Vasiljev A.S. 2016. Mathematical models and algorithms of radio wave propagation in cellular mobile communication networks. *Eurasian Scientists Union*, 3-3(24): 68–80. (in Russian)
- Balanis C.A. 2005. *Antenna Theory: Analysis and Design*. New York, NY, USA, Wiley-Interscience, 1104.
- Bibb D.A., Dang J., Yun Z., and Iskander M.F. 2014. Computational accuracy and speed of some knife-edge diffraction models. In: *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. Memphis, USA: 705–706.
- Bullington K. 1947. Radio propagation at frequencies above 30 megacycles. *Proceedings of the IRE*, 35(10): 1122–1136.
- Changwon Lee, Sungkwon Park. 2018. Diffraction Loss Prediction of Multiple Edges Using Bullington Method with Neural Network in Mountainous Areas. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2018 (8737594): 1–10.
- Collin R.E. 1985. *Antennas and Radiowave Propagation*, McGraw-Hill, New York, 263.
- Deygout J. 1966. Multiple knife-edge diffraction of microwaves. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 14 (4): 480–489.
- Elshafie, Hashim & Fisal, Norsheila & Baguda, Yakubu & Sayuti, H. & Abdulrahman, Yasir & Mohamad, Hafizal & Ramli, Nordin & Abbas, Mazlan. 2013. Measurement of UHF Signal Propagation Loss under Different Altitude in Hilly Environment. *Applied Mechanics and Materials*, 311: 37–42.
- Epstein J., Peterson D.W. 1953. An experimental study of wave propagation at 850 MC. *Proceedings of the IRE*, 41 (5): 595–611.
- Gross F. 2015. *Smart Antennas with MATLAB, Second Edition: Principles and Applications in Wireless Communication*. McGraw Hill Professional, 400.
- Gupta M. S. 2018. Physical Channel Models for Emerging Wireless Communication Systems. In: *XXIIIrd International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*. Tbilisi, Georgia: 255–260.



- Jordan E., and K. Balmain, 1968. *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*, 2d ed., Prentice Hall, New York, 774.
- Nechaev Yu.B., Peshkov I.W., Fortunova N.A., Zaitseva I.N. and Zhigulin V.A. 2021. Research and Modeling of Digital Antenna Arrays with Directional Elements on Azimuth-Elevation in VHF Terrain and Vegetation Multipath Propagation Situations. In: *Journal of physics: conference series*.
- Nechaev Yu.B., Peshkov I.W., Fortunova N.A., Zaitseva I.N. 2021. Study of Digital Azimuth-Elevation Beamforming with Directional Antennas in VHF Two-Ray Reflection Propagation Model. In: *2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications*.
- Nechaev Yu.B., Peshkov I.W. 2020. An approach of DOA-Estimation Accuracy Improving via Conformal Antenna Arrays with Directional Emitters. In: *2020 Systems of Signals Generating And Processing In The Field Of On Board Communications*. Moscow Technical University of Communication and Informatics (MTUCI). Moscow, Russia: 1–5.
- Nechaev Yu.B., Peshkov I.W., Fortunova N.A., Zaitseva I.N. 2018. The Estimation of Radio Direction-Finding Performance in volume Antenna Arrays with Directive Radiators by Music Method. In: *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications*, IEEE Inc. Minsk, Belarus: 1–6.
- Nechaev Yu.B., Peshkov I.W., Fortunova N.A., Zaitseva I.N. 2020. The Research of the Digital Beamforming Algorithm for Optimal Noise Reduction in a Cylindrical Antenna Array with Directive Radiators. In: *2020 SYNCHROINFO*. Svetlogorsk, Russia: 1-5.
- Recommendation ITU-R 372. Radio noise. URL: <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.372/en>. (accessed: 10.12.2021)
- Recommendation ITU-R 526. Propagation by diffraction. URL: <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.526/en>. 2019. (accessed: 10.12.2021)
- Recommendation ITU-R. Terrestrial land mobile radiowave propagation in the VHF/UHF bands. URL: <http://www.itu.int/pub/R-HDB-44>. 2002. (accessed: 10.12.2021)
- Ruidong W., Dongdong Z., Guizhen Lu, Rongshu Z. 2015. Radiowave propagation loss measurement of different situated Knife-Edge problems and comparison with PO computing. In: *Microwave Antenna Propagation and EMC Technologies (MAPE) IEEE 6th International Symposium on*. Shanghai, China: 40–43.
- Tikhomirov A., Omelyanchuk E., Semenova A. and Mikhailov V. 2017. Experimental study of UHF radio wave propagation in rough terrain. In: *2017 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*. St. Petersburg and Moscow: 1293–1298.
- Yan, Su, Wu, Yumao, Zhao, Huapeng, Guo, Han, 2017. Advanced Modeling and Simulation Methods for Multiphysics and Multiscale Problems. *International Journal of Antennas and Propagation*, Hindawi, 3051476: 1687–5869.
- Yun Zh., Magdy F.I. 2015. Ray Tracing for Radio Propagation Modeling: Principles and Applications. *IEEE Access*, 3: 1089–1100.

Конфликт интересов: о потенциальном конфликте интересов не сообщалось.

Conflict of interest: no potential conflict of interest related to this article was reported.

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ

INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

Нечаев Юрий Борисович, доктор физико-математических наук, профессор, профессор кафедры физики, радиотехники и электроники, Елецкий государственный университет им. И.А. Бунина, г. Елец, Липецкая область, Россия

Yuri B. Nechaev, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Professor of the Department of the Physics, Radioengineering and Electronics, Bunin Yelets State University, Yelets, Lipetsk Region, Russia

Пешков Илья Владимирович, кандидат физико-математических наук, доцент, доцент кафедры физики, радиотехники и электроники, Елецкий государственный университет им. И.А. Бунина, г. Елец, Липецкая область, Россия

Ilya W. Peshkov, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Associate Professor of the Physics, Radioengineering and Electronics, Bunin Yelets State University, Yelets, Lipetsk Region, Russia