

DOI 10.24412/2221-2574-2024-1-41-50

УДК 535.1621.396.969.3

## ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ КООРДИНАТ В СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ С ДВОЙНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

**Тюрин Дмитрий Викторович**

преподаватель Волго-Вятского филиала Московского технического университета связи  
и информатики.

E-mail: [turin88@bk.ru](mailto:turin88@bk.ru)

**Шишанов Сергей Валерьевич**

кандидат технических наук, преподаватель Волго-Вятского филиала Московского технического  
университета связи и информатики.

E-mail: [tribott@mail.ru](mailto:tribott@mail.ru)

**Воронкова Анна Александровна**

кандидат филологических наук, доцент Волго-Вятского филиала Московского технического  
университета связи и информатики.

E-mail: [anavoronkova@mail.ru](mailto:anavoronkova@mail.ru)

Адрес: 603011, Российская Федерация, г. Нижний Новгород, ул. Менделеева, д. 15.

**Аннотация:** В статье анализируются проблемы, связанные с использованием двойной поляризации в задачах позиционирования. Рассматривается классический XPIC-алгоритм, применяемый для подавления кроссполяризационных помех, возникающих при передаче сигнала с двойной поляризацией. Исследована точность оценки координат при использовании классического алгоритма, проанализированы существующие проблемы в данной области. В данной работе предлагается новый алгоритм DS-XPIC, который выполняет подавление кросс-поляризационных помех до того момента, пока помехи не смогут повлиять на алгоритм позиционирования. В статье представлены результаты работы математического моделирования предложенного алгоритма для сценариев внутри помещений в условиях наличия кроссполяризационных помех. Результаты моделирования подтверждают, что предложенный алгоритм существенно повышает точность позиционирования в данных условиях.

**Ключевые слова:** позиционирование, двойная поляризация, XPIC-алгоритм, DS-XPIC-алгоритм, сценарий работы внутри помещений.

### Введение

В настоящее время в связи с развитием Интернета вещей (IoT), потокового вещания высокой чёткости, облачных вычислений и других технологий наблюдается значительный спрос на увеличение пропускной способности и скорости передачи данных. Для удовлетворения этих требований применяются дополнительные решения, одним из которых является двойная поляризация. Двойная поляризация — это технология, увеличивающая пропускную способность канала, основанная на разделении сигнала на две ортогональные поляризации, обычно вертикальную и горизонтальную. В результате большие объёмы данных могут передаваться более эффективно на одной и той же несущей частоте с использованием ограни-

ченного радиочастотного ресурса. Данная технология в настоящее время применяется в таких беспроводных сетях, как 5G и Wi-Fi.

Однако сети 5G и Wi-Fi не ограничиваются только передачей данных; они также предоставляют услугу определения местоположения. Эти технологии позволяют точно определять местоположение в городских условиях и внутри помещений, играя важную роль в чрезвычайных ситуациях, где оперативное реагирование и точное определение местоположения критически важны. Также данные подходы полезны для повышения точности оценки координат автомобилей, дронов в случае пропадания/отсутствия GPS сигнала.

При этом использование двойной поляризации создаёт различные проблемы как при

решении задачи позиционирования, так и при решении задачи передачи данных. Одной из таких проблем является кроссполяризационная помеха, возникающая из-за того, что системы антенн и передачи данных не всегда обеспечивают полную изоляцию между компонентами различных типов поляризаций [1].

**Описание принципов позиционирования**

Одними из наиболее распространенных методов позиционирования считаются методы, основанные на измерении времени TOA (англ. time of arrival), TDOA (англ. time difference of arrival) [2].

Метод определения координат TOA основан на измерении расстояния от нескольких передатчиков до приёмника. В качестве передатчиков выступают базовые станции (БС), в качестве приёмника выступает любое пользовательское устройство (ПУ). Координаты объекта оцениваются на основе объединения измерений дальности или разности дальностей, измеренных от различных базовых станций [3]. Расстояние вычисляется путём оценки разности между временем начала передачи сигнала от БС  $T_0$  и временем приёма сигнала  $T_i$  на ПУ:

$$d_i = c(T_i - T_0), \tag{1}$$

где  $d_i$  — расстояние от ПУ до  $i$ -базовой станции;  $c$  — скорость света.

Для оценки времени распространения сигнала ( $T_i - T_0$ ) обычно используются значения кросс-корреляции между принятой и опорной последовательностями [3, 4]:

$$R(\tau) = \sum_{i=0}^{N_w-1} r[i]s^*[i-\tau], \tag{2}$$

где  $N_w$  — окно поиска;  $(\cdot)^*$  — комплексное сопряжение;  $r$  — отсчёты принятого сигнала,  $s$  — отсчёты опорной последовательности;  $i$  — номер отсчёта;  $\tau$  — относительный временной сдвиг между принятой и опорной последовательностями.

Оценка времени распространения ( $\hat{\tau}$ ) производится с помощью определения положения максимального пика функции кросс-корреляции (2) [4]:

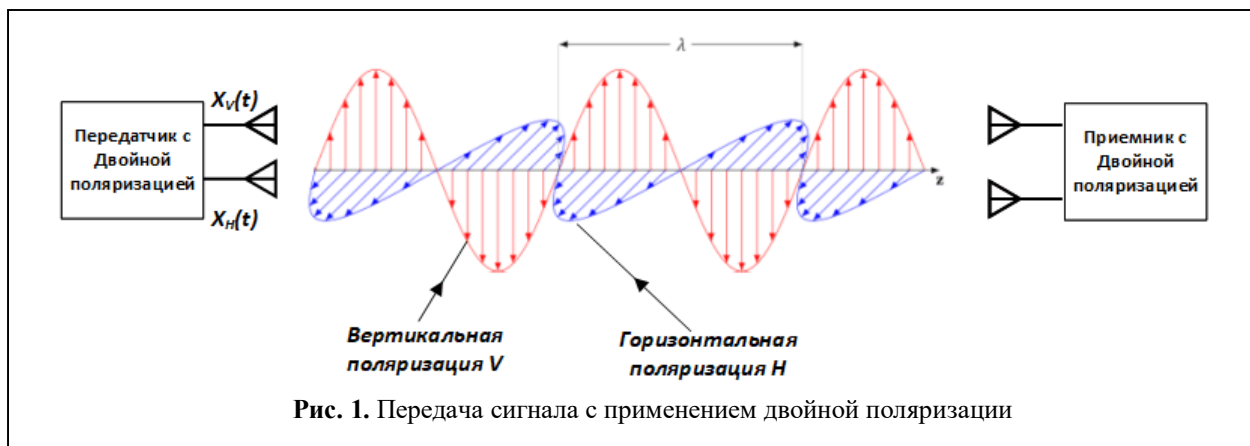
$$\hat{\tau} = \arg \max_{\tau} \{ |R(\tau)| \}. \tag{3}$$

**Влияние двойной поляризации на алгоритм позиционирования**

На рис. 1 показан пример системы с двойной поляризацией, где  $x_H(t)$  — сигнал с горизонтальной  $H$ -поляризацией;  $x_V(t)$  — сигнал, передающийся с  $V$ -поляризацией.

На приёмной стороне применяются 2 идентичные антенны с  $V$ -поляризацией и  $H$ -поляризацией соответственно. Оба принятых сигнала направляются в две идентичные цепи приёмной схемы.

Чтобы гарантировать удовлетворительную работу системы связи с двойной поляризацией, необходима высокая ортогональность двух электромагнитных волн (ЭМ). На практике различные факторы, такие как несовершенство антенны и несоосность, а также вращение поляризации при распространении ЭМ-волны



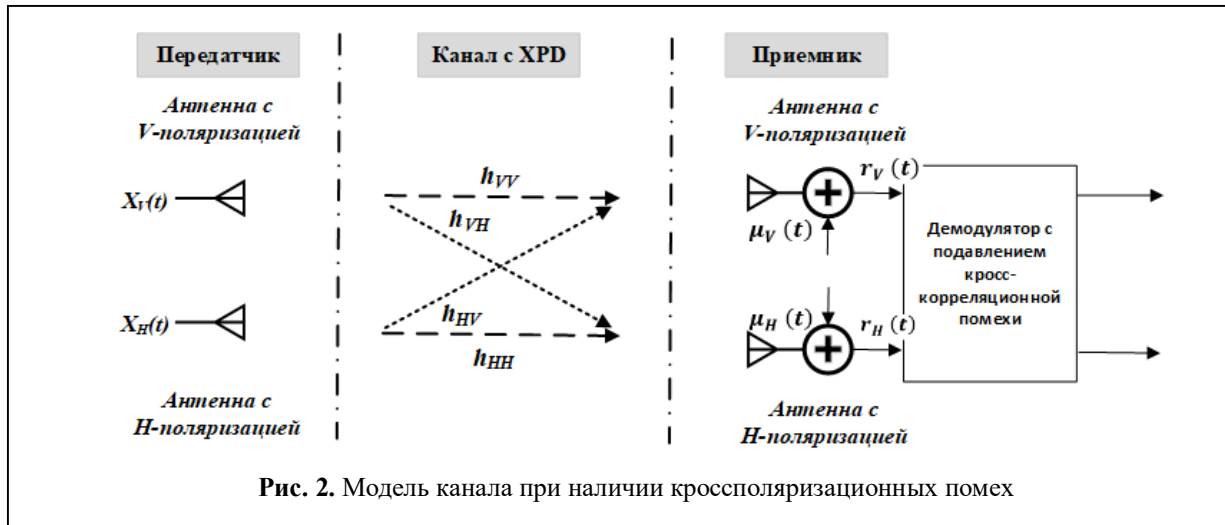


Рис. 2. Модель канала при наличии кроссполяризационных помех

снижают качество ортогональности и вызывают деполаризацию, создавая кроссполяризационные помехи между двумя предположительно ортогонально поляризованными каналами. Деполаризация вызывает кроссполяризационную интерференцию, что приводит к взаимодействию сигналов различных поляризаций. Это может снизить качество связи и вызвать ошибки в передаче данных. На рис. 2 изображена модель канала передачи данных с двойной поляризацией при наличии кроссполяризационных помех и аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) в канале.

На рис. 2  $x_H(t)$  — сигнал, передаваемый по  $H$ -каналу;  $x_V(t)$  — сигнал, передаваемый по  $V$ -каналу;  $h_{HH}$  — коэффициенты импульсной характеристики (ИХ)  $H$ -канала;  $h_{VV}$  — коэффициенты ИХ  $V$ -канала;  $h_{HV}$  — коэффициент усиления кросс-поляризации от  $H$ -канала к  $V$ -каналу;  $h_{VH}$  — коэффициент усиления кросс-поляризации от  $V$ -канала к  $H$ -каналу;  $\mu_V(t)$  и  $\mu_H(t)$  — независимые АБГШ шумы в  $V$  и  $H$  каналах;  $r_H(t)$  — принятый сигнал в  $H$ -канале;  $r_V(t)$  — принятый сигнал в  $V$ -канале.

Для описания влияния кроссполяризационной помехи обычно используют параметр кросс-поляризационной дискриминации XPD (англ. Cross-Polarization Discrimination) [5] ко-

торый выражается в децибелах (дБ) и показывает, сколько энергии от одной поляризации переходит в другую поляризацию:

$$XPD_V = 20 \log_{10} \left( \frac{E\{|h_{VV}|^2\}}{E\{|h_{HV}|^2\}} \right), \quad [\text{дБ}]$$

$$XPD_H = 20 \log_{10} \left( \frac{E\{|h_{HH}|^2\}}{E\{|h_{VH}|^2\}} \right), \quad [\text{дБ}] \quad (4)$$

где  $h_{XY}$  ( $X, Y \in V, H$ ) — компонента в канале  $XY$ , изображённых на рис. 2;  $E\{\cdot\}$  — оператор математического ожидания. Согласно приведённой модели канала на рис. 2, систему передачи с двойной поляризацией при наличии XPD можно описать как [1]:

$$\begin{pmatrix} r_V(t) \\ r_H(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{VV} & h_{HV} \\ h_{VH} & h_{HH} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} x_V(t) \\ x_H(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mu_V(t) \\ \mu_H(t) \end{pmatrix} = \begin{cases} h_{VV}x_V(t) + \underbrace{h_{HV}x_H(t)}_{r_{HV}} + \mu_V(t) \\ h_{HH}x_H(t) + \underbrace{h_{VH}x_V(t)}_{r_{VH}} + \mu_H(t). \end{cases} \quad (5)$$

В случае отсутствия кроссполяризационных помех коэффициенты  $h_{HV}$  и  $h_{VH}$  будут равны 0. В противном случае, как указано в (5), сигнал на входе приёмника с  $V$ -поляризацией будет представлен в виде:

$$r_V(t) = h_{VV}x_V(t) + h_{HV}x_H(t) + \mu_V(t). \quad (6)$$

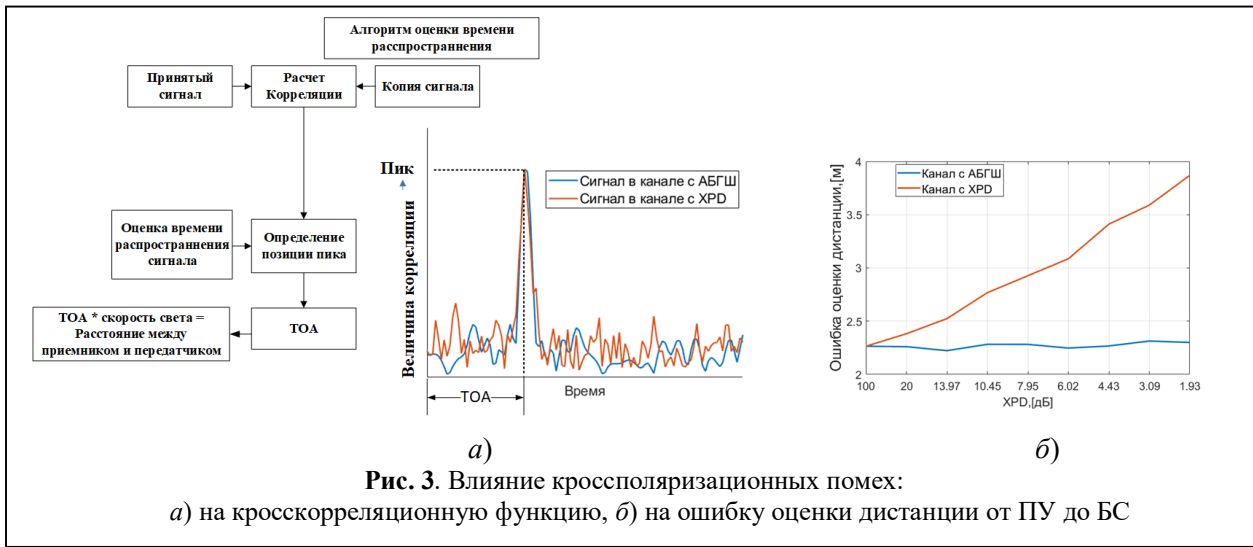


Рис. 3. Влияние кроссполяризационных помех:

а) на кросскорреляционную функцию, б) на ошибку оценки дистанции от ПУ до БС

Здесь  $r'_{VH} = h_{HV}x_H(t)$  — интерферирующая помеха, возникшая в результате нарушения ортогональности между каналами с разной поляризацией. Вследствие воздействия дополнительной инетерферирующей помехи на входе приёмника, качество работы алгоритма позиционирования ухудшается.

На рис. 3 представлено сравнение результатов функции кросс-корреляции (2) в случае наличия только АБГШ и в случае наличия инетерферирующей помехи  $h_{HV}x_H(t) + \mu_V(t)$ . Для приёмника с  $H$ -поляризацией результат будет аналогичным.

Для подавления эффектов кроссполяризационной интерференции обычно используют специальную схему приёмника, получившего название XPC-приёмник (Cross-Polarization Interference Constellation) [6].

### Принцип XPC-приёмника

Особенностью XPC-приёмника является наличие дополнительного тракта, который передает сигнал из цепи с  $H$ -поляризацией в цепь  $V$ -поляризацией и наоборот (рис. 4). Данную операцию математически можно описать при помощи матрицы  $D$  размером  $2 \times 2$ :

$$D = \begin{pmatrix} d_{VV} & d_{VH} \\ d_{HV} & d_{HH} \end{pmatrix}. \quad (7)$$

Объединяя выражения (5) и (7), получим:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} r'_V(t) \\ r'_H(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} d_{VV} & d_{VH} \\ d_{HV} & d_{HH} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_{VV} & h_{VH} \\ h_{HV} & h_{HH} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_V(t) \\ x_H(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mu_V(t) \\ \mu_H(t) \end{pmatrix} = \\ &= \begin{pmatrix} d_{VV}h_{VV} + d_{VH}h_{HV} & d_{VV}h_{VH} + d_{VH}h_{HH} \\ d_{HV}h_{VV} + d_{HH}h_{HV} & d_{HV}h_{VH} + d_{HH}h_{HH} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_V(t) \\ x_H(t) \end{pmatrix} + \\ &\quad + \begin{pmatrix} \mu'_V(t) \\ \mu'_H(t) \end{pmatrix}, \quad (8) \end{aligned}$$

где  $r'_V(t)$  и  $r'_H(t)$  — принятые сигналы из  $H$ -канала и  $V$ -канала после применения схемы XPC, соответственно. В (8) шумовые компоненты будут определяться выражением:

$$\begin{pmatrix} \mu'_V(t) \\ \mu'_H(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_{VV} & d_{VH} \\ d_{HV} & d_{HH} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mu_V(t) \\ \mu_H(t) \end{pmatrix}. \quad (9)$$

Выражение (9) может быть преобразовано к виду:

$$\begin{cases} r'_V(t) = (d_{VV}h_{VV} + d_{VH}h_{HV})x_V(t) + \\ + (d_{VV}h_{VH} + d_{VH}h_{HH})x_H(t) + \mu'_V(t). \\ \text{Влияние кроссполяризации} \\ r'_H(t) = (d_{HH}h_{HH} + d_{HV}h_{VH})x_H(t) + \\ + (d_{HV}h_{VV} + d_{HH}h_{HV})x_V(t) + \mu'_H(t). \\ \text{Влияние кроссполяризации} \end{cases} \quad (10)$$

Уравнение (10) показывает, что для компенсации XPD должны выполняться следующие условия:

$$d_{VV}h_{VH} + d_{VH}h_{HH} = 0, \quad d_{HV}h_{VV} + d_{HH}h_{HV} = 0 \quad (11)$$

Отсюда следует, что

$$d_{VH} = -\frac{h_{VH}}{h_{HH}}d_{VV}, \quad d_{HV} = -\frac{h_{HV}}{h_{VV}}d_{HH}. \quad (12)$$

Упростим выражение и примем  $d_{HH} = 1$ ,  $d_{VV} = 1$ , в результате получим:

$$d_{VH} = -\frac{h_{VH}}{h_{HH}}, d_{HV} = -\frac{h_{HV}}{h_{VV}}. \quad (13)$$

Тогда матрица  $D$ , используемая для подавления XPD, примет следующую форму:

$$D = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{h_{VH}}{h_{HH}} \\ -\frac{h_{HV}}{h_{VV}} & 1 \end{pmatrix}. \quad (14)$$

Уравнение (14) устанавливает связь между параметрами XPC-приёмника и параметрами модели XPD (5).

Согласно (14), алгоритм подавления кроссполяризационных помех должен состоять из трёх блоков: компенсации искажений основного канала  $h_{VV}^{-1}$ , и  $h_{HH}^{-1}$  (рис. 4, [1]), параметров перехода из канала с  $h_{VH}$  (рис. 4, [2]) и блок, вычитающий кроссполяризационную помеху из основного сигнала (рис. 4, [3]).

Поскольку в (14)  $h_{VV}, h_{HH}$  представляют собой коэффициенты импульсной характеристики канала, то операцию блока [1] инверсии канала  $h_{VV}^{-1}, h_{HH}^{-1}$  можно осуществить при помощи алгоритма выравнивания канала (эквалайзер) [7]. Блок *Эквалайзер*, в результате своей работы формирует такую импульсную характеристику  $\hat{w}$ , что:

$$\hat{w}_{VV} = h_{VV}^{-1}, \hat{w}_{HH} = h_{HH}^{-1}. \quad (15)$$

В схеме на рис. 4 блок *Синхронизатор* отвечает за согласование временных параметров передаваемого сигнала с приёмником, *ФКПК* (фильтр типа «корень из приподнятого косинуса») отвечает за контроль спектральной ширины сигнала и снижение интерсимвольной помехи [8].

Однако данный алгоритм имеет недостатки. При анализе схемы XPC-приёмника на рис. 4 можно заметить, что блок кросс-коррелятора [4], ответственный за оценку дистанции от БС до ПУ, расположен перед бло-

ком эквалайзера [5] и блока вычитания интерферирующей помехи [3]. Это обусловлено тем, что операция выравнивания канала компенсирует как эффекты, связанные с многолучевым распространением сигнала, так и эффекты, связанные с распространением сигнала. Например, эквалайзер будет компенсировать искажения кросскорреляционного пика, вызванные эффектом Гиббса [9], в результате чего теряется информация о фактическом времени прихода сигнала. По этой причине блок корреляции размещается перед блоком эквалайзера.

Все это приводит к тому, что вычитание кросс-корреляционной помехи [3] не оказывает влияния на блок кросс-корреляции [4] и, следовательно, на алгоритм позиционирования.

### Принцип приёмника DS-XPC

Для решения данной проблемы предлагается использовать новый алгоритм подавления кроссполяризационных помех под названием DS-XPC (Direct Signal Cross Polarization Interference Cancel). Основная идея нового метода заключается в том, чтобы выполнить вычитание кроссполяризационной помехи  $r_{VH}, r_{HV}$  в выражении (6) до прохождения сигнала через блок эквалайзера (рис. 5, [5]), а не после него. Для этого, необходимо оценить значения кроссполяризационной помехи.

Для дальнейшего удобства изложения предположим, что сигнал представляет собой не аналоговый сигнал  $r_{VH}, r_{HV}$ , как в выражении (6), а цифровой сигнал, состоящий из набора отсчётов. Таким образом, отсчёты кроссполяризационной помехи будут записываться как  $\mathbf{r}_{VH,k} = [r_{VH,k}, r_{VH,k-1}, \dots, r_{VH,k-N+1}]^T$ ,  $\mathbf{r}_{HV,k} = [r_{HV,k}, r_{HV,k-1}, \dots, r_{HV,k-N+1}]^T$ . Здесь векторы  $\mathbf{r}_{VH,k}, \mathbf{r}_{HV,k}$  содержат  $N$  последних принятых отсчетов в момент времени  $k$ ,  $[\cdot]^T$  обозначает операцию транспонирования вектора.

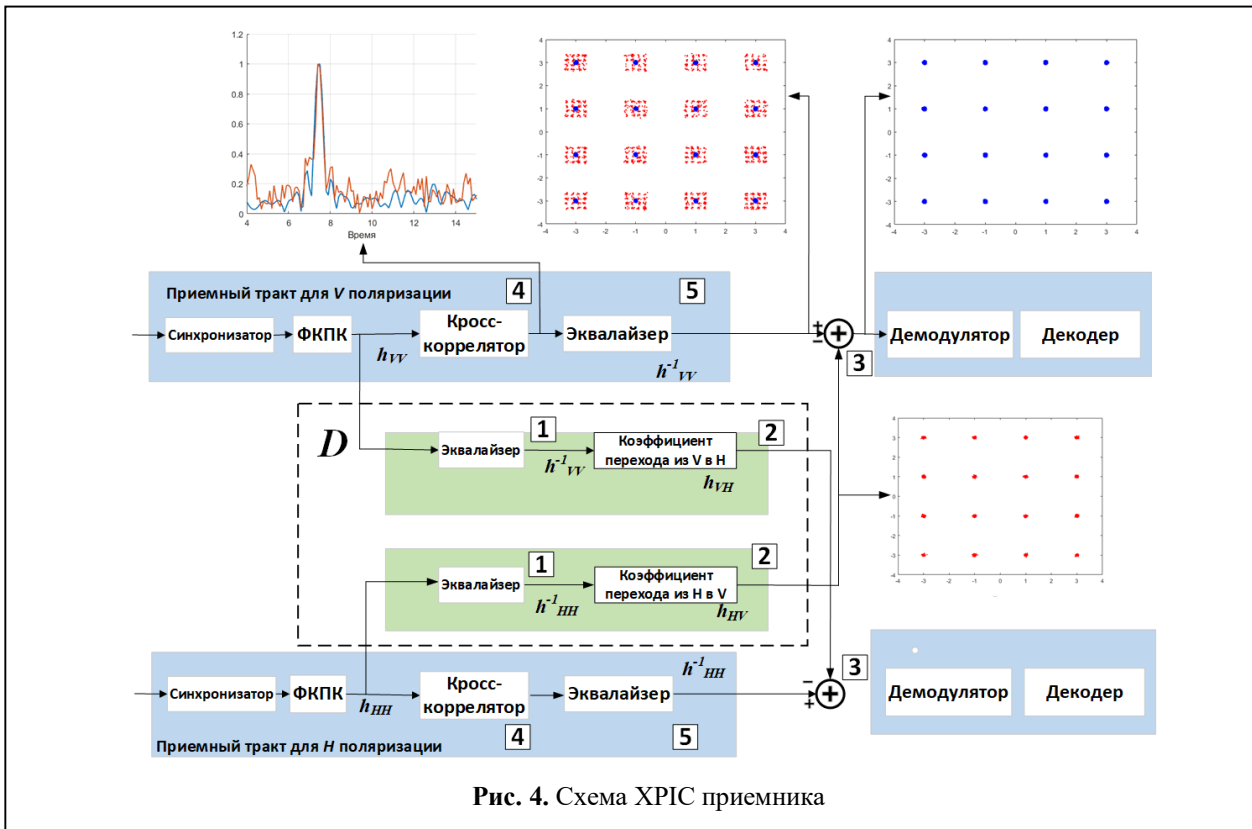


Рис. 4. Схема XPRIS приемника

Рассмотрим процесс получения оценки кроссполяризационной помехи в приёмной цепи с  $V$ -поляризацией (рис. 5, [4]). В канале с  $H$ -поляризацией алгоритм будет идентичным. Для этого представим кроссполяризационную помеху  $r_{HV}$  как результат свёртки входного вектора сигнала  $\mathbf{x}_{H,k} = [x_{H,k}, x_{H,k-1}, \dots, x_{H,k-N-1}]^T$ , которые изначально передавались в канале с  $H$ -поляризацией, но в результате различных факторов просочились в канал с  $V$ -поляризацией, и импульсной характеристики канала связи  $\mathbf{h}_{HV} = [h_{HV,0}, h_{HV,1}, \dots, h_{HV,N-1}]^T$ , которая моделирует путь, пройденный сигналом от передатчика  $H$ -поляризацией до приёмника с  $V$ -поляризацией в виде:

$$r_{HV,k} = \sum_{n=0}^{N-1} h_{HV,n} x_{H,k-n} + n_{H,k} = \mathbf{h}_{HV}^T \mathbf{x}_{H,k} + n_{H,k}, \quad (16)$$

где  $n_{H,k}$  — выборка шума с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_n^2$ .

Изначально коэффициенты  $\mathbf{h}_{HV}$ , являются неизвестными на стороне приёмника. Однако,

используя метод наименьших квадратов (МНК) [10], можно получить оценку вектора  $\hat{\mathbf{h}}_{HV,k} = [\hat{h}_{HV,k,0}, \hat{h}_{HV,k,1}, \dots, \hat{h}_{HV,k,N-1}]^T$  по формуле (рис. 5, [2]):

$$\hat{\mathbf{h}}_{HV,k+1} = \hat{\mathbf{h}}_{HV,k} + \mu e_{HV,k}^* \mathbf{x}_{H,k}, \quad (17)$$

где  $[\ ]^*$  — операция комплексного сопряжения;  $\mu$  — коэффициент сходимости итеративного алгоритма, который выбирается таким образом, чтобы выполнялось условие [11]:

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{max}}, \quad (18)$$

где  $\lambda_{max}$  — максимальное собственное значение ковариационной матрицы  $\mathbf{R} = E[\mathbf{x}_{H,k} \mathbf{x}_{H,k}^T]$  входного вектора  $\mathbf{x}_{H,k}$ . Здесь предполагается, что последовательность входных данных  $\mathbf{x}_{H,k}$  и выборки аддитивного шума  $\mathbf{n}_{H,k}$  независимы друг от друга. Сигнал ошибки  $e_{HV,k}$ , вычисляется по формуле:

$$e_{HV,k} = r_{HV,k} - \hat{\mathbf{h}}_{HV,k}^T \mathbf{x}_{H,k}. \quad (19)$$



Алгоритм МНК вычисляет корреляцию  $\hat{\mathbf{h}}_{HV,k}$  между данными  $\mathbf{x}_{H,k}$ , переданными передатчиком, и принятым сигналом  $\mathbf{r}_{HV}$  (19). Отсчёты входного вектора  $\mathbf{x}_{H,k}$  могут быть либо заранее известны демодулятору, либо получены в результате демодуляции в цепи приёмника с  $H$ -поляризацией, например, при помощи эквалайзера с обратной связью [11]. В этом случае в выражение (19) вектор входных данных  $\mathbf{x}_{H,k}$  будет заменён на вектор оценки входных данных  $\hat{\mathbf{x}}_{H,k}$  (рис. 5 [1]). Следующим шагом после получения вектора  $\hat{\mathbf{h}}_{HV,k}$  является получение оценки вектора кроссполяризационной помехи  $\hat{\mathbf{r}}_{HV}$ :

$$\hat{\mathbf{r}}_{HV,k} = \hat{\mathbf{h}}_{HV,k}^T \mathbf{x}_{H,k}. \quad (20)$$

Используя выражение (17), оценка вектора (20) может быть преобразована к виду (21):

$$\hat{\mathbf{r}}_{HV,k} = \hat{\mathbf{h}}_{HV,k} \mathbf{x}_{H,k} = L \{ r_{HV,k}, \mathbf{x}_{H,k} \}. \quad (21)$$

В случае, если сигнал кроссполяризационной помехи  $\mathbf{r}_{HV}$  возник исключительно в результате перехода сигнала из цепи приёмника с  $H$ -поляризацией в цепь приёмника с  $V$ -поляризацией, данный сигнал можно описать следующим образом:

$$r_{HV,k} = \underbrace{h_{HV} \cdot h_{HH}}_{h_{HV}} \mathbf{x}_{H,k} + n_{H,k}, \quad (22)$$

где  $h_{HV}$  описывает коэффициент передачи меж-

ду цепью с  $H$ -поляризацией и цепью с  $V$ -поляризацией (рис. 5, [3]). В данном контексте оценка кроссполяризационных помех  $\hat{\mathbf{r}}_{HV,k}$  может быть выполнена следующим образом:

$$\hat{\mathbf{r}}_{HV,k} = \mathbf{h}_{HV} \cdot L \left\{ \mathbf{h}_{VV} \mathbf{x}_{V,k} + \mathbf{h}_{VH} \mathbf{x}_{H,k} + n_{V,k} \right\}. \quad (23)$$

Здесь  $L\{\dots\}$  представляет сокращённую форму записи выражения (17). С учётом вышесказанного, матрица для подавления кроссполяризационных помех  $D$  (14) в алгоритме ХРПС будет заменена матрицей  $D'$ :

$$\begin{pmatrix} r'_{V,k} \\ r'_{H,k} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & -h_{HV}L\{\} \\ -h_{VH}L\{\} & 1 \end{pmatrix}}_{D'} \times \begin{cases} \mathbf{h}_{VV} \mathbf{x}_{V,k} + \mathbf{h}_{HV} \mathbf{x}_{H,k} + n_{H,k} \\ \mathbf{h}_{HH} \mathbf{x}_{H,k} + \mathbf{h}_{VH} \mathbf{x}_{V,k} + n_{V,k} \end{cases} = \begin{cases} \mathbf{h}_{VV} \mathbf{x}_{V,k} + r_{HV,k} - \hat{\mathbf{r}}_{HV,k} + n_{H,k} \\ \mathbf{h}_{HH} \mathbf{x}_{H,k} + r_{VH,k} - \hat{\mathbf{r}}_{VH,k} + n_{V,k} \end{cases}; \quad (24)$$

в случае, если  $r_{HV,k} \approx \hat{\mathbf{r}}_{HV,k}$ ,  $r_{VH,k} \approx \hat{\mathbf{r}}_{VH,k}$ , влияние кроссполяризационных помех на алгоритм кросс-корреляции значительно уменьшится.

### Математическое моделирование

Оценка точности определения координат алгоритмами ХРПС и DS-ХРПС производилась методом математического моделирования. Использовалась системная модель, предназначенная для тестирования систем 5G в сценариях

внутри помещения, описание которой содержится в стандарте 38.901 [12]. Согласно этой модели, оценка работоспособности беспроводных систем выполняется в помещении размером 60 м (длина) x 30 м (ширина) x 3 м (высота), как показано на рис. 6.

Позиционирование осуществлялось относительно базовых

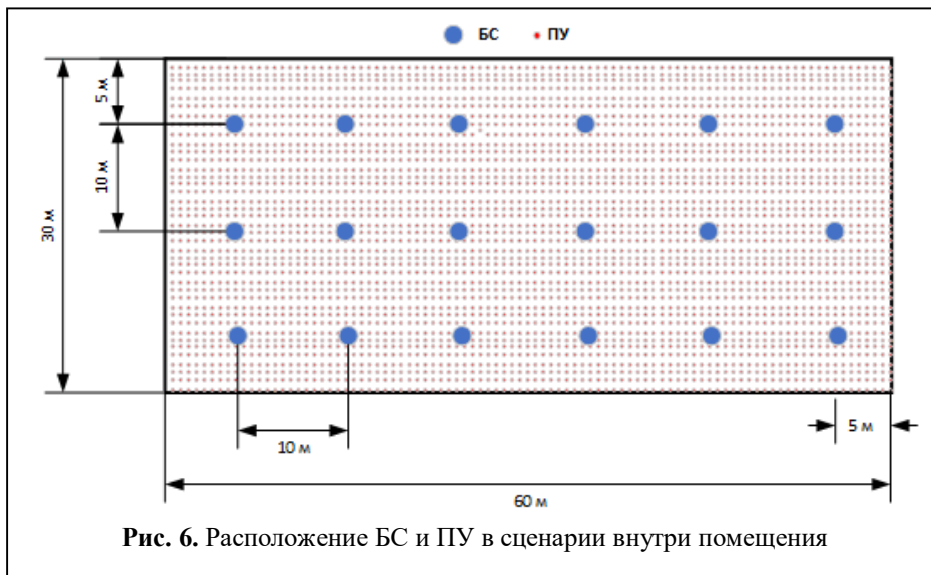


Рис. 6. Расположение БС и ПУ в сценарии внутри помещения

станций, размещённых на потолке на высоте 3 метра. Расстояние между двумя соседними базовыми станциями составляло 10 метров. Излучаемая мощность базовых станций предполагалась равной 20 дБм, ширина спектра частот излучаемого сигнала равна 100 МГц. Несущая частота составляла 6 ГГц.

В процессе моделирования ПУ были равномерно размещены по всему периметру помещения, при этом высота каждого ПУ составляла 1,5 метра. Для определения позиции ПУ относительно БС использовался алгоритм ТОА. Оценка времени распространения сигнала от ПУ до БС проводилась корреляционным способом. Прохождение сигнала от ПУ к БС моделировалось при помощи многолучевого канала связи с использованием следующего выражения:

$$y_k = \mathbf{h}^T \mathbf{x}_k + n_k, \quad (25)$$

где  $y_k$  — отсчеты принимаемого сигнала;  $n_k$  — аддитивный тепловой шум приёмника;  $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$  — отсчёты передаваемого сигнала;  $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{N-1}]^T$  — коэффициенты фильтра, содержащего набор из  $N$ -коэффициентов передачи, характеризующий  $n$ -ый путь распространения сигнала:

Таблица 1. Описание модели TDL-D

Тар #	Нормированная задержка	Мощность в [дБ]	Распределение замирания
1	0	-0,2	LOS луч
2	0,035	-18,8	Релеевское
3	0,612	-21	Релеевское
4	1,363	-22,8	Релеевское
5	1,405	-17,9	Релеевское
6	1,804	-20,1	Релеевское
7	2,596	-21,9	Релеевское
8	1,775	-22,9	Релеевское
9	4,042	-27,8	Релеевское
10	7,937	-23,6	Релеевское
11	9,424	-24,8	Релеевское
12	9,708	-30,0	Релеевское
13	12,525	-27,7	Релеевское

$$\mathbf{h} = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \delta(i - \tau_n). \quad (26)$$

Здесь  $a_n$  — амплитуда  $n$ -го ответвителя;  $\tau_n$  — временная задержка  $n$ -го ответвителя;  $\delta(t)$  — дельта-функция. Значения  $a_n$  и  $\tau_n$  были определены с помощью модели TDL-D [12] и приведены в таблице 1:

Результаты математического моделирования, представлены на рис. 7.

Анализ графиков показывает, что использование XPC-алгоритма для подавления кроссполяризационных помех не оказывает значи-

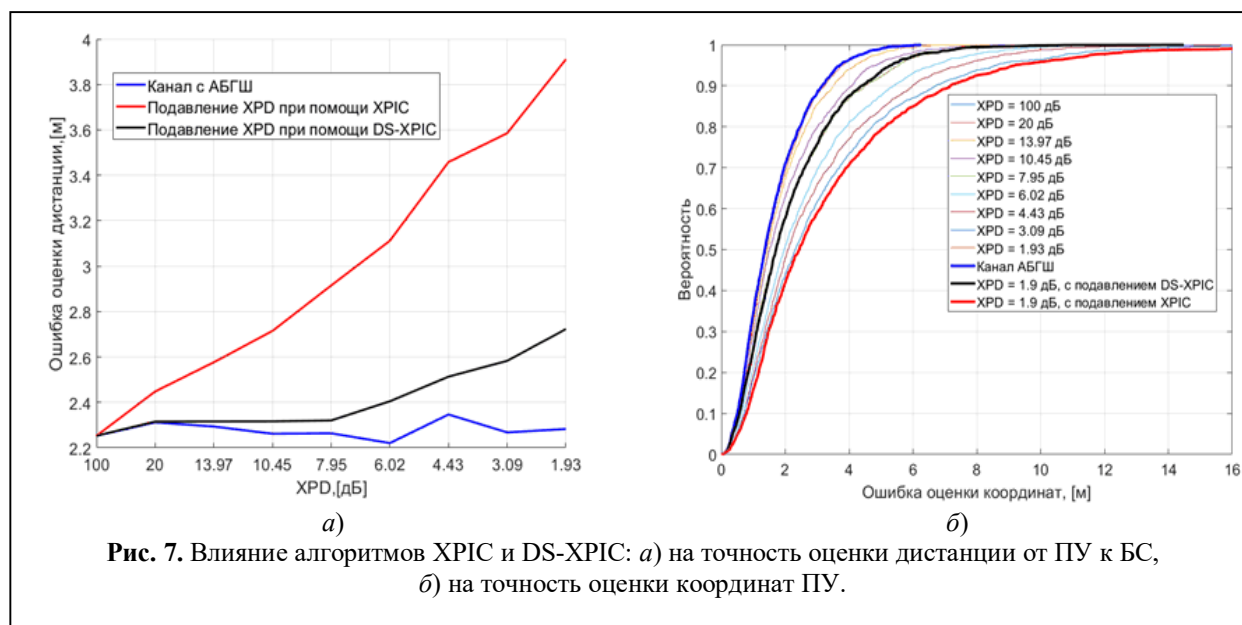


Рис. 7. Влияние алгоритмов XPC и DS-XPC: а) на точность оценки дистанции от ПУ к БС, б) на точность оценки координат ПУ.



тельного воздействия на точность оценки координат.

В то же время алгоритм DS-XPIC, благодаря вычитанию кроссполяризационной помехи до этапа корреляции (2), существенно уменьшает её воздействие, что приводит к уменьшению среднеквадратичного отклонения ошибки (СКО) при вычислении дистанции (рис. 7, а). В свою очередь это улучшает точность определения координат. Согласно результатам математического тестирования, в 90% случаев при величине XPD = 1,9 дБ использование DS-XPIC алгоритма позволяет улучшить точность определения координат на 3,2 метров (рис. 7, б).

### Заключение

В данной статье было проведено исследование воздействия двойной поляризации на точность оценки координат. Рассмотрено 2 алгоритма подавления кроссполяризационных помех: до (XPIC) и после (DS-XPIC) эквалайзера. Анализ XPIC-алгоритма показал, что он не приносит существенного улучшения точности определения координат в условиях двойной поляризации. Вместе с тем разработанный DS-XPIC-алгоритм позволяет существенно повысить точность определения координат.

Результаты данной статьи, направленной на улучшение точности определения координат в системах с двойной поляризацией, могут оказаться весьма полезными в различных областях и приложениях. Прежде всего, новые методы и техники определения координат могут найти свое применение в навигационных системах, где высокая точность является ключевым параметром. Это может охватывать автономные транспортные средства, аэрокосмическую навигацию и многие другие области, где требуется надёжное определение местоположения.

В области телекоммуникаций и связи улучшенные методы определения координат могут способствовать более эффективному использованию радиочастотного пространства и улучшению качества связи. Это может быть важным фактором для развития сетей следующего поколения, таких как 5G и беспилотных систем.

### Литература

1. *Leung H., Zhu Z.* Signal Processing for RF Impairment Mitigation in Wireless Communications. 2014.
2. *Фокин Г. А.* Модель поиска топологии локальной дальномерной системы позиционирования 5G по заданному геометрическому фактору // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2021. № 4. С. 27–38.
3. *Клочко В. К., Гудков С. М.* Алгоритмы обнаружения объектов, измерения дальности и перемещений объектов в системе нескольких радиометров // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2017. № 4. С. 36–43.
4. *Suzuki A.* Positioning Accuracy on Robot Self-localization by Real-time Indoor Positioning System with SS Ultrasonic Waves // Journal of Power System Engineering. 2013. Vol. 17. No. 5. Pp. 100–111.
5. *Ingason T., Liu H.* Line-of-sight MIMO for microwave links-adaptive dual polarized and spatially separated systems // Master of Thesis in Communication Engineering, Chalmers University of Technology 2009. 117 p.
6. *Lankl B., Nossek J. A., Sebald G.* Cross-polarization interference cancellation in the presence of delay effects // Proc. Int. Conf. Commun., 1988, Pp. 1355–1361.
7. *Haykin S.* Adaptive filter theory // Prentice Hall, 2014. 989 p.
8. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Вильямс, 2003. 1114 с.
9. *Lyons R.* Understanding Digital Signal Processing, Prentice Hall, 2006. 653 p.
10. *Удурюу Б., Стуриз С.* Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
11. *Прокис Д.* Цифровая связь. Москва: Радио и связь, 2000. 800 с.
12. 3GPP TR. 38.901 V16.1.0. Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz. 2020. 101 p.

Поступила 1 декабря 2023 г.

English

## ACCURACY ENHANCEMENT OF COORDINATE ESTIMATION IN DUAL-POLARIZATION RADIO COMMUNICATION SYSTEMS

**Dmitry Viktorovich Tyurin** — lecturer, Volga-Vyatka branch of the Moscow Technical University of Communications and Informatics.

E-mail: [turin88@bk.ru](mailto:turin88@bk.ru)

**Sergey Valer'evich Shishanov** — PhD, lecturer, Volga-Vyatka branch of the Moscow Technical University of Communications and Informatics.

E-mail: [tribott@mail.ru](mailto:tribott@mail.ru)

**Anna Aleksandrovna Voronkova** — PhD, Associate Professor, Volga-Vyatka branch of the Moscow Technical University of Communications and Informatics.

E-mail: [anavoronkova@mail.ru](mailto:anavoronkova@mail.ru)

Address: 603011, Russian Federation, Nizhny Novgorod, Mendeleev str., 15.

*Abstract:* One of the most critical parameters in land mobile radio communication systems is its reliability in terms of coverage and time. The existing methods of reliability assessment involve mainly radio wave propagation characteristics and mainly in this radio communication coverage area, i.e. the area (spatial) reliability of radio communication. However, reliability assessment methods for radio communication need to be refined (updated) in current and newly created mobile radio communication systems with introduced self-controlled system operation methods due to traffic changes both in the radio channel (adaptively changing radio signal parameters) and in the radio communication routes. This requires extra research to define and keep records of these innovations for communication reliability assessment. That said each innovation should be estimated as a certain independent factor (parameter), which could be characterized mostly by a statistical (probabilistic) value. And each such value (regardless of other similar values) is taken into account when estimating the final reliability of radio communication based on the principles similar to the existing assessment principles for the radio communication area reliability. This paper not only defines extra research trends of these innovations' effect on today's mobile radio communication systems but it also examines the principles of the existing assessment methods for communication reliability, upon which and using which it is possible to determine optional parameters of such innovations for the final updated assessment of radio communication reliability. This approach can also be useful to assess self-organizing radio communication systems and to determine special measures for maintaining specified requirements for stability and fail-safety of various radio networks.

*Keywords:* positioning, double polarization, XPIC algorithm, DS-XPIC algorithm, indoor operation scenario.

### References

1. *Leung H., Zhu Z.* Signal Processing for RF Impairment Mitigation in Wireless Communications. 2014. 232 p.
2. *Fokin G. A.* Search model for topology of local range-measuring system in 5G positioning as per preset geometric factor. Radioengineering and telecommunication systems, 2021. No. 4. Pp. 27–38.
3. *Klochko V.K., Gudkov S.M.* Algorithms of object detection, object range measurement and object transfer in the system of several radiometers. Radioengineering and telecommunication systems, 2017. No. 4. Pp. 36–43.
4. *Suzuki A.* Positioning Accuracy on Robot Self-localization by Real-time Indoor Positioning System with SS Ultrasonic Waves. 2013. Vol. 17. No. 5. Pp. 100–111.
5. *Ingason T., Liu H.* Line-of-sight MIMO for microwave links-adaptive dual polarized and spatially separated systems. Master of Thesis in Communication Engineering, Chalmers University of Technology 2009. 117 p.
6. *Lankl B., Nossek J. A., Sebald G.* Cross-polarization interference cancellation in the presence of delay effects. Proc. Int. Conf. Commun. 1988. Pp. 1355–1361.
7. *Haykin S.* Adaptive filter theory. Prentice Hall, 2014. 989 p.
8. *Sklyar B.* Digital communication. Theoretical foundations and practical application. Moscow: Williams Publishing House, 2003. 1114 p.
9. *Lyons R.* Understanding Digital Signal Processing, Prentice Hall, 2006. 653 p.
10. *Widrow B., Stiritz S.* Adaptive signal processing. Moscow: Radio i svyaz', 1989. 440 p.
11. *Prokis D.* Digital communication. Moscow: Radio i svyaz', 2000. 800 p.
12. 3GPP TR. 38.901 V16.1.0. Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz. 2020. 101 p.