

УДК 621.372.39, 621.396.4

Г. А. Андреев, И. И. Пятков

**ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ
В OFDM-СИСТЕМАХ МИЛЛИМЕТРОВОГО
ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН**

Предложено теоретическое описание технологии ортогонального частотного разделения с мультиплексированием совместно с помехоустойчивым канальным кодированием, применимое к миллиметровому диапазону длин волн. Выполнено компьютерное моделирование широкополосной наземной телекоммуникационной системы миллиметрового диапазона в условиях многопутевой интерференции.

E-mail: andreyev@cplire.ru; ivanpyatkov@gmail.com

Ключевые слова: кодирование, миллиметровые волны, OFDM, моделирование.

В настоящее время наблюдается тенденция использования широкополосных сигналов в атмосферных радиоперелиниях различных цифровых систем передачи информации. Преимуществами применения широкополосных сигналов в системах связи являются увеличение объема и скорости передачи информации. Однако качество передачи информации в условиях города снижается вследствие возникновения помех в цифровом канале. Основные виды помех — это затенение приемной антенны различными препятствиями и многопутевая (многолучевая) интерференция [1–3], возникающая из-за многократных отражений сигналов зданиями и другими строениями. Сигнал попадает в приемник по разным путям и с различными фазами. В точке приема результирующий сигнал представляет собой суперпозицию многих сигналов с разными амплитудами и фазами, что приводит к искажению. Для повышения уровня электромагнитного поля в зоне геометрической тени используют узконаправленные апертурные приемопередающие антенны миллиметровых волн (ММВ), которые обеспечивают повышение уровня поля на выходе антенны приемника по сравнению с всенаправленным приемом излучения [1].

Радикально решив проблему повышения уровня электромагнитного поля, можно уменьшить глубину многопутевой интерференции, применяя в телекоммуникационных системах модуляцию COFDM (Coding Orthogonal Frequency Division Multiplexing), которая специально разработана для борьбы с помехами при многопутевом приеме [4].

При модуляции COFDM используют ортогональное частотное разделение с мультиплексированием совместно с помехоустойчивым канальным кодированием.

Цель настоящей работы — создать модель цифровой телекоммуникационной системы миллиметрового диапазона длин волн, функционирующую в условиях города.

Спектральный метод. Зависимость комплексной амплитуды $E(x, \rho)$ поля узкого пучка в приближении Френеля была получена как решение волнового уравнения по Рэлею для углового спектра в виде преобразования Фурье–Бесселя произведения углового спектра $\hat{E}(u)$ плоских волн, распределения комплексной амплитуды поля $E(x, 0)$ на апертуре антенны и угловой спектральной характеристики $K(x, u)$ слоя свободного пространства трассы, записываемого в виде:

$$E(x, \rho) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \hat{E}(u) K(x, u) u J_0(u\rho) du, \quad (1)$$

где

$$K(x, u) = \exp\left(\frac{iu^2 x}{2k}\right) \exp(ikx).$$

При волновом параметре $P = \frac{\sqrt{\lambda x/2}}{\rho_e} < 0,1$ [3], сохраняя в уравнении (1) лишь линейный член $k_x \approx k$, ($u = 0$) и, следовательно, пренебрегая квадратичным членом ($u^2/2k^2 = \sin^2 \vartheta/2 = 0$), получаем спектральную характеристику $K(x, u) \approx K(x, 0) = \exp(ikx)$. При этом соотношение (1) преобразуется к виду

$$E(x, \rho) = \frac{\exp(ikx)}{2\pi} \int_0^{\infty} \hat{E}(u) u J_0(u\rho) du. \quad (2)$$

При $x = 0$ интеграл (2) представляет собой распределение комплексной амплитуды по апертуре $E(0, \rho)$, поэтому можно записать

$$E(x, \rho) = \exp(ikx) E(0, \rho). \quad (3)$$

Из соотношения (3) следует, что в приближении линейной фазы $\varphi(x) = kx$ спектральной характеристики свободного пространства среды распространения пропускается только одна составляющая плоской волны с $k_x = k$, распространяющаяся вдоль оси X без поглощения, и амплитуда пучка сохраняет форму распределения амплитуды по апертуре, а изменяется лишь фаза.

Из приведенного наглядного спектрального анализа следует, что вдоль оси X (направление распространения пучка) для значений волнового параметра $P < 0,1$ существует зона приема с амплитудой поля,

совпадающей с амплитудой на апертуре. Эта зона называется геометрической.

Зависимость от расстояния x нормированной амплитуды $A(x, 0)$ на оси пучка получается из уравнения (1) при $\rho = 0$ (как модуль преобразования Френеля углового спектра) и имеет следующий вид:

$$A(x, 0) = \frac{|E(x, 0)|}{E_0} = \frac{1}{2\pi} \left| \int_0^\infty \hat{E}(u) \exp\left(-i \frac{u^2 x}{2k}\right) u du \right|. \quad (4)$$

Как известно [3], комплексную амплитуду параболической антенны, конического рупора, зонированной линзы с круговыми апертурами целесообразно аппроксимировать гауссовой функцией на пьедестале в виде

$$E(0, \rho) = E_0 \exp\left(-\frac{\rho^2}{\rho_e^2}\right) = \begin{cases} E_0 \exp(-\rho_*^2), & 0 \leq \rho_* \leq 1, \varphi_E(0, \rho_*) = 0, \\ 0, & \rho_* = \rho/\rho_e > 1. \end{cases} \quad (5)$$

Для определения численным интегрированием модуля комплексной амплитуды на оси пучка в зоне Френеля $0,1 < P = \frac{\sqrt{\lambda x/2}}{\rho_e} \leq 1$ соотношение (4) было представлено как

$$A(x, 0) = \frac{1}{2\pi} \left| \int_0^1 \exp(-\rho_*^2) J_0(u_* \rho_*) \rho_* d\rho_* \int_0^{3,8} \exp(-u_*^2 D) u_* du_* \right|, \quad (6)$$

где $u_* = u\rho_e$, $D = \frac{x\lambda}{\pi\rho_e^2} = \frac{2P^2}{\pi}$ — число Френеля передающей апертуры.

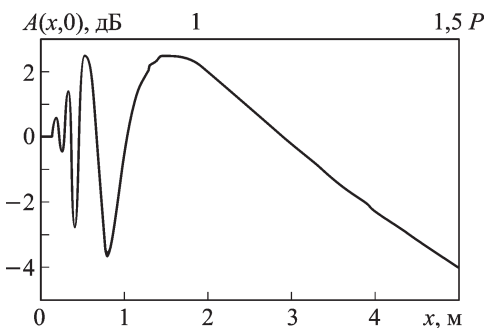


Рис. 1. Зависимость от расстояния x амплитуды $A(x, 0)$ ограниченного гауссова пучка в геометрической, френелевской зонах и на начальном участке волновой зоны, $\lambda = 7,5 \cdot 10^{-3}$ м

На рис. 1 приведена зависимость от расстояния x амплитуды $A(x, 0)$ ограниченного гауссова пучка в геометрической, френелевской зонах и на начальном участке волновой зоны $P > 1$ при $\rho_e = 0,11$ м и $\lambda = 10,5 \cdot 10^{-3}$ м.

Кривая на рис. 1 — это граница перехода от осцилляций в зоне Френеля $0,1 < P \leq 1$ к волновой зоне $P > 1$, где амплитуда на оси пучка обратно пропорциональна расстоянию x как у всенаправленной сферической волны.

Известно [2], что излучение параболической антенны с апертурой $\rho_0 = \rho_e$ и распределением амплитуды в виде коллимированного гауссова пучка обусловлено в основном кругом с радиусом первой зоны Френеля $\rho_1 = \sqrt{\frac{\lambda x}{2}}$ на апертуре $\rho_0 = \rho_e$ антенны.

В работе [2] показано, что в волновой зоне комплексная амплитуда гауссова пучка описывается выражением

$$E(x, \rho) = \frac{E_0 \exp \left[- \left(\frac{\rho^2}{\rho_e^2(1 + iD)} - ikx \right) \right]}{(1 + iD)}, \quad (7)$$

амплитуда $A(x, \rho)$ может быть получена как модуль комплексной функции (7) и определена по соотношению $A(x, \rho) = \frac{\sqrt{E(x, \rho)E^*(x, \rho)}}{E_0}$ в виде

$$A(x, \rho) = \frac{1}{\pi \sqrt{1 + D^2}} \exp \left[- \frac{\rho^2}{\rho_e^2(1 + D^2)} \right], \quad (8)$$

а фаза — в форме

$$\varphi_F(x, \rho) = kx + \frac{D\rho^2}{\rho_e^2(1 + D^2)} - \arctg D \approx kx - \frac{\pi}{2}. \quad (9)$$

Выражение (3) применимо в геометрооптической зоне при $P < 0,1$, а в дальней (волновой) зоне применимы выражения (8) и (9). В переходной (френелевской) зоне из-за $D \sim 1$ угловой спектр в интервале $\rho \in [0, 1]$ и амплитуда поля определяются численным методом.

Как следует из работы [2], нормированный на максимум модуль углового спектра в волновой (дальней) зоне при $P \gg 1$, $D = 2\rho^2/\pi \gg 1$ — это модуль диаграммы направленности в зависимости от угла ϑ . Из преобразования аргумента гауссовой функции следует [2], что

$$\frac{u^2 \rho_e^2}{4} = \frac{k^2 \sin^2 \vartheta}{4} \rho_e \approx \frac{\pi^2 \rho_e^2 \vartheta^2}{\lambda^2} = \frac{\vartheta^2}{\vartheta_e^2}.$$

Таким образом, модуль нормированного углового спектра гауссова пучка в волновой зоне описывается выражением

$$F_t(\vartheta) = \exp \left(- \frac{\vartheta^2}{\vartheta_e^2} \right). \quad (10)$$

Этого и следовало ожидать, так как преобразование Фурье–Бесселя от гауссовой функции должно быть гауссовой функцией.

В волновой (дальней) зоне при $P \gg 1$, $D = 2\rho^2/\pi \gg 1$ и из соотношения (8) для амплитуды поля ограниченного гауссова пучка

получается выражение

$$A(x, \rho) = \frac{G_0}{\left(\frac{4\pi x}{\lambda}\right)} \exp\left[-\frac{\rho^2}{\left(\frac{\lambda x}{\pi \rho_e}\right)^2}\right]. \quad (11)$$

Как следует из соотношения (11), в отличие от нормированной амплитуды сферической волны амплитуда ограниченного гауссова пучка в волновой зоне увеличивается на коэффициент усиления G_0 антенны на оси пучка $(X, 0)$ в плоскости (X, ρ) и уменьшается в соответствии с гауссовой функцией по мере отклонения по оси ρ (или угла ϑ) от оси X .

Ортогональное частотное разделение каналов с мультиплексированием. Ортогональное частотное разделение каналов с мультиплексированием (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) подобно частотному разделению каналов с мультиплексированием (FDM) за исключением того, что N поднесущих являются ортогональными между собой в каждом символе длительностью T_s . Ортогональность несущих означает, что эти частоты удовлетворяют следующему требованию:

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}, \quad k = 1, 2, \dots, N - 1. \quad (12)$$

Для временной области это значит, что на интервале T_s должно укладываться целое число полупериодов гармоник [5, 6].

Как пример, каждый из трех подряд идущих видеоимпульсов длительностью $T = 1$ мкс и амплитудой $A = 1$ представим рядом Фурье и получим ортонормированную систему гармонических функций с $f_0 = 1$ кГц (рис. 2):

$$S(t) = A + \sum_{k=0}^2 A \sin(2\pi f_k t).$$

Спектральная диаграмма данного разложения изображена на рис. 3. Наличие отрицательных частот объясняется комплексным видом преобразования Фурье

$$S(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\Omega t} dt.$$

Таким образом, OFDM-сигнал представляется как сумма N отдельно модулируемых ортогональных поднесущих:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} g_k(t - nT_s), \quad (13)$$

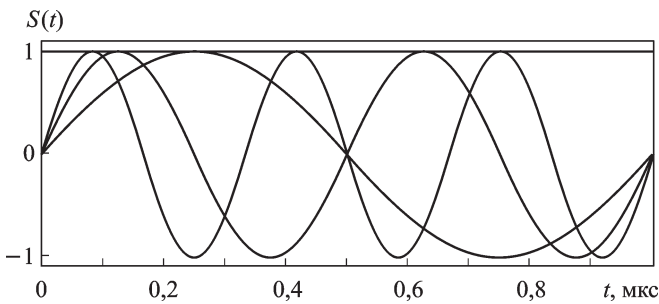


Рис. 2. Гармонические функции ортонормированной системы

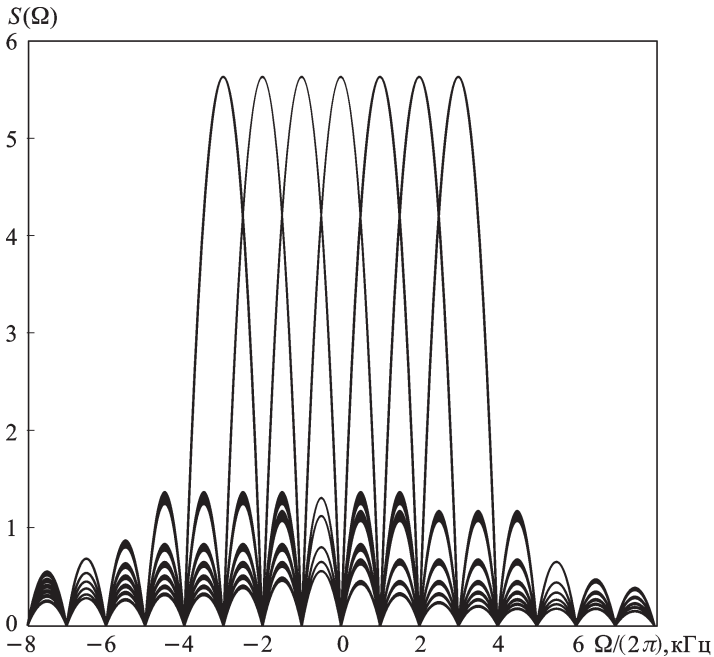


Рис. 3. Спектр гармоник сигнала

где $g_k(t)$, $k = 0, 1, \dots, N - 1$, представляет собой N несущих, получаемых уравнением

$$g_k(t) = e^{j2\pi f_k t}, \quad t \in [0, T_s]. \quad (14)$$

На рис. 4 приведена схема OFDM-модуляции.

В уравнении (13) $d_{n,k}$ является значением символа на k -й несущей и n -м сигнальном интервале. Длительность каждого сигнального интервала равна T_s ; N символов передаются за тот же временной интервал T_s . Символьная последовательность $d_{n,k}$ получена преобразованием серии символьных последовательностей с частотой N/T_s в N параллельных символьных последовательностей с частотой $1/T_s$ (каждая с длительностью символа T_s).

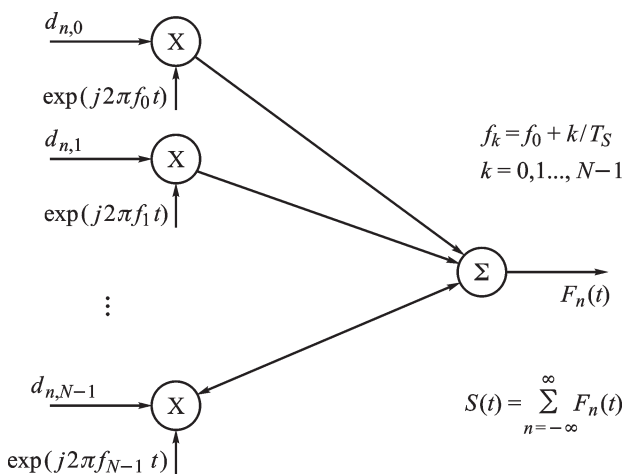


Рис. 4. Схема OFDM-модуляции

Сигнал, переданный на n -м сигнальном интервале, описывается как n -й OFDM-фрейм:

$$F_n(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} g_k(t - nT_s). \quad (15)$$

Таким образом, мы видим, что n -й OFDM-фрейм $F_n(t)$ состоит из N символов, каждый символ смодулирован на одной из N ортогональных поднесущих.

Неотъемлемой частью технологии OFDM является защитный интервал (Guard Interval, GI) — циклическое повторение окончания символа, пристраиваемое в начале символа [5].

Защитный интервал является избыточной информацией и снижает полезную (информационную) скорость передачи, но служит защитой от возникновения межсимвольной интерференции. Эта избыточная информация добавляется к передаваемому символу в передатчике и отбрасывается при приеме символа в приемнике.

Наличие защитного интервала создает временные паузы между отдельными символами, и если длительность защитного интервала превышает максимальное время задержки сигнала в результате многопутевого распространения, то межсимвольной интерференции не возникает.

Компьютерное моделирование приемопередающего устройства ММВ с помехозащищенным кодированием. Широкое применение помехоустойчивого кодирования в современных цифровых системах связи обусловлено тем, что оно является эффективным средством приведения параметров приемопередающей системы к желаемому компромиссу между достоверностью передачи, необходимой мощностью и пропускной способностью. В настоящее время известно большое

число достаточно мощных кодов с высокой исправляющей способностью при высоких информационных скоростях. Однако их применение ограничено сложностью реализации оптимальных декодеров, обеспечивающих минимум вероятности ошибочного декодирования [7].

На основе стандарта IEEE 802.16 в среде программирования MatLab была разработана модель COFDM приемопередатчика миллиметрового диапазона волн. Исследовалась вероятность появления ошибки при окончательном декодировании в приемной части устройства при разных вариантах компоновки модели. Помимо этого исследовалось влияние разности хода лучей при двухпучковой интерференции на длину защитного интервала в OFDM-символе.

В исследуемой модели COFDM-передатчика выполнялись следующие функции:

- кодирование Рида–Соломона (RS), сверточное кодирование (Convolutional Encoding, CE), коды с низкой плотностью проверок на четность (Low Density Parity Code, LDPC);
- модуляция: 2PSK, 4PSK, QPSK;
- обратное БПФ;
- добавление циклического префикса для борьбы с многопутевым распространением.

На рис. 5 приведена зависимость вероятности появления ошибки от отношения сигнал/шум (ОСШ) при различных видах кодирования и модуляции.

На рис. 6 приведена разность хода между прямым и отраженным лучами, позволяющая определить оптимальную длину защитного интервала.

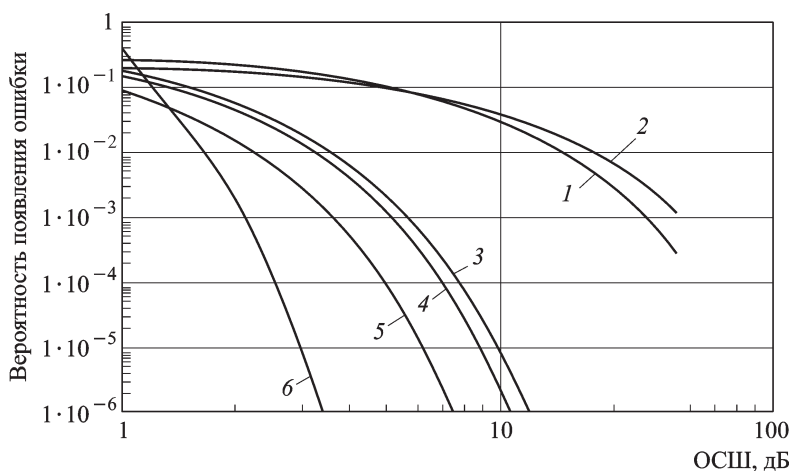


Рис. 5. Вероятность появления ошибки:

1 – 2PSK; 2 – 4PSK; 3 – QPSK; 4 – QPSK + CE; 5 – QPSK + CE + RS; 6 – LDPC

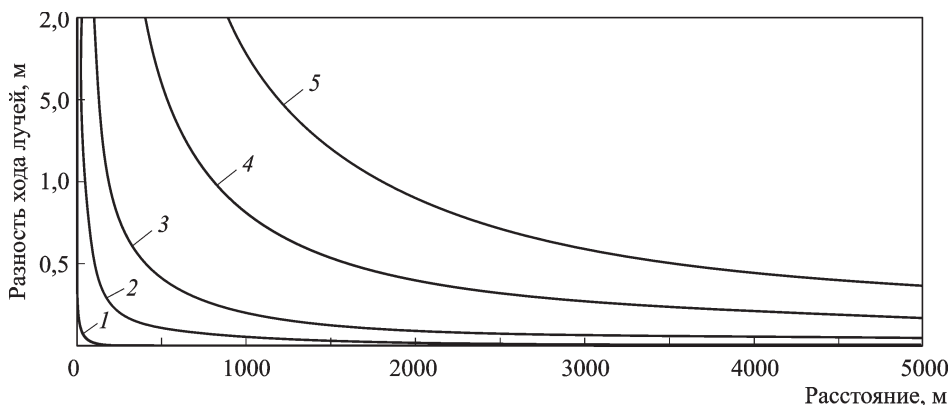


Рис. 6. Разность хода лучей в зависимости от высоты приемника и передатчика:
 1 – 1 м; 2 – 5 м; 3 – 10 м; 4 – 20 м; 5 – 30 м

Выводы. Выполнено компьютерное моделирование широкополосной наземной телекоммуникационной системы миллиметрового диапазона в условиях многопутевой интерференции. Из результатов моделирования следует, что для пакетной передачи данных (64 Кбит, протокол TCP/IP) в миллиметровом диапазоне волн целесообразно использовать коды с низкой плотностью проверок на четность при скорости кодирования $1/2$, вид модуляции QPSK, 256 поднесущих частот с защитным интервалом $1/4$. При таких параметрах модель телекоммуникационной системы показала наименьшую вероятность появления ошибки в условиях многопутевой интерференции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Андреев Г. А., Корбаков Д. А., Юдаев А. В. Краевая дифракция узкого пучка миллиметровых волн в зоне тени препятствия // Радиотехника и электроника. – 2007.
2. Андреев Г. А., Корбаков Д. А. Интерференционные замирания узкого пучка миллиметровых волн при распространении вблизи подстилающего земного покрова // Радиотехника и электроника. – 2005. – Т. 50. № 5. – С. 564–570.
3. Андреев Г. А., Корбаков Д. А. Многопутевое распространение пучка ММВ в городских и пригородных условиях // Труды XX Всеросс. конф. по распространению радиоволн, Нижний Новгород, 2–4 июля 2002. – М.: Изд-во НИИ радиопизики, 2002. – 217 с.
4. Standard DVB-T.
5. Ramjee Prasad. OFDM for wireless communications systems. – Artech House Publishers. 2004.
6. Logeshwaran Vijayan, Krishnan Sudarsan. OFDM & CDMA // EECS. – 2002. – 865 p.
7. Кларк Дж., мл., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. – М: Радио и связь, 1987.

Статья поступила в редакцию 12.11.2009

Герман Андреевич Андреев родился в 1930 г., окончил Нижегородский (Горьковский) университет в 1956 г. Д-р техн. наук, профессор. Заведующий лабораторией миллиметровых радиоволн ИРЭ РАН. Автор двух монографий и более 50 научных статей в области передачи цифровой информации по атмосферным радиоканалам, систем радиосвязи, радиолокации и дистанционного зондирования.



G.A. Andreev (b. 1930) graduated from the Gorkii State University in 1956. D. Sc. (Eng.), head of laboratory of millimeter radio-waves of the Institute of Radio-engineering and Electronics, Russian Academy of Sciences. Author of 2 monographs and more than 50 publications in the field of digital data transfer via atmospheric radio-channels, radio-communication systems and remote sounding.

Иван Иванович Пятков родился в 1984 г., окончил МГТУ им. Н.Э. Баумана в 2007 г. Магистр техники и технологии по специализации автоматизация и управление, аспирант МГТУ им. Н.Э. Баумана, инженер ИРЭ РАН. Автор двух статей в области моделирования телекоммуникационных систем миллиметрового диапазона длин волн.



I.I. Pyatkov (b. 1984) graduated from the Bauman Moscow State Technical University in 2007. Magister's degree in technology by specialization of automation and control, post-graduate of the Bauman Moscow State Technical University, engineer of the Institute of Radio-engineering and Electronics, Russian Academy of Sciences. Author of 2 publications in the field of simulation of telecommunication systems of millimeter wavelength range.