©2018 г.
Зубарев Ю.Б.,
Самойлов А.Г.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИМИТАЦИЯ РАДИОКАНАЛОВ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ ПОКОЛЕНИЯ 5G

Рассмотрено математическое описание замираний сигналов миллиметрового диапазона частот, осваиваемого для поколения подвижной связи 5G. Показано, что интерференционные замирания сигналов миллиметрового диапазона можно описать четырехпараметрическим законом распределения плотности вероятностей. Предложены структурная схема имитатора интерференционных замираний в многолучевых радиоканалах и структура имитатора радиоканалов подвижной связи поколения 5G.

Ключевые слова: замирания, отражение сигналов, передаточная функция радиоканала, миллиметровые волны, многолучевость, радиосвязь поколения 5G.

Международный союз электросвязи поставил задачу разработки нового стандарта подвижной связи пятого поколения 5G, который назвали стандартом IMT-2020 (International Mobile Telecommunications for the year 2020 – Международная мобильная связь – 2020). От поколения 5G ожидают глобального сетевого покрытия и высокоскоростной надежной работы на скорости до 100 Гбит/с. Это в десятки раз больше по сравнению с существующими скоростями передачи данных в подвижной связи, но рост скорости передачи информации требует расширения используемой полосы частот, поэтому подвижная связь поколения 5G ориентирована [1] на использование частот миллиметрового диапазона (ММД).

В высокочастотных сетях связи уровень принимаемого сигнала определяется суммой сигналов, отраженных от подстилающей поверхности и от местных предметов, а также сигнала, прошедшего по прямому оптически видимому пути. Множество отраженных от подстилающей поверхности и от местных предметов сигналов вызывают многолучевость, а на входе приемника системы связи приводят к интерференции радиоволн. Многолучевые радиоканалы, активно использующиеся в сетях радиосвязи, имеют нестационарные параметры, что обусловлено зависимостью их свойств от большого количества физических явлений, одновременно воздействующих на передаточную функцию радиоканала.

Для описания прохождения радиосигналов через каналы с нестационарными параметрами применяют аппарат многомерного статистического анализа, но это усложняет математические модели и делает их малопригодными для решения практических задач. Распространённым допущением, позволяющим упростить математические модели каналов с отражениями и рассеянием, является предположение о локальной стационарности поведения передаточных функций радиоканалов на определенных временных интервалах, а значит, и замираний сигналов при их распространении [2]. На этой основе были созданы математические модели для основных видов замираний при распространении радиосигналов через многолучевые КВ, УКВ и СВЧ радиоканалы [3, 4], а их адекватность замираниям сигналов в реальных радиоканалах многократно экспериментально подтверждалась на различных трассах радиосвязи [5 - 8]. Однако для радиоканалов подвижной связи ММД такая задача еще не решена, поскольку диапазон освоен не полностью и используется пока не интенсивно. Рассмотрим поведение передаточной функции многолучевых радиоканалов ММД, рекомендуемых для организации подвижной связи поколения 5G.

При распространении радиоволн напряженность поля в точке приема с ростом интервала связи уменьшается. Но не только расстояние меж-

ду абонентами влияет на ослабление радиоволн ММД. Миллиметровые волны (ММВ) сильно затухают при распространении во время дождей, при мокром снеге, в туманах и при других гидрометеорах [6]. В газах чистой атмосферы ослабление ММВ невелико [7, 8], но при распространении ММВ через рассеивающие среды, например, через листву деревьев и кустарник, ослабление существенно возрастает [9]. Поведение радиоволн ММД при распространении в атмосфере достаточно подробно изучено [6 - 14], но кроме ослабления ММВ при распространении на входах приемных систем ММД наблюдаются интерференционные замирания [1], причиной которых является многолучевое распространение сигналов.

Известные формулы [2] дают возможность рассчитать модуль множителя ослабления, вызываемого интерференцией радиоволн, как

$$W = \sqrt{\left(1 + \sum_{i=1}^{M} V_i \cos\varphi_i\right)^2 + \left(\sum_{i=1}^{M} V_i \sin\varphi_i\right)^2}, \qquad (1)$$

где $i = 1, 2, 3, ..., M$ – количество отражателей; V_i – модуль коэффициента отражения от отражающей поверхности; φ_i – фазовый сдвиг между интерферирующими волнами.

Однако при подвижной радиосвязи величины i и φ_i, зависящие от рельефа местности и от угла падения радиоволны на подстилающую поверхность, неизвестны, и это создает проблемы при оценке ослабления сигналов ММД при передаче информации.

Причиной интерференционных замираний сигналов является многолучевость, вызываемая отражениями сигналов при распространении, а отражающими элементами для сигналов ММД чаще всего являются покрытия автодорог, тротуаров и стены зданий. Принятые нормы покрытий автодорог и тротуаров требуют организации шероховатости для повышения сопротивления покрытия скольжению [15]. Шероховатость покрытия характеризуется средней глубиной впадин и выступов, допускаемой до 5-10 мм [15]. Поэтому покрытие дорог и тротуаров фактически является множеством независимых отражателей сигналов ММД, а величина этого множества определяется размерами площади отражения сигналов.

В методиках проектирования систем связи многолучевость учитывается путем выделения при расчетах определенного энергетического запаса на интерференционные замирания. Поскольку процесс распространения сигналов по радиоканалу в течение нескольких десятков секунд и даже минут стационарный, то замирания можно описать законами распределения вероятностей и автокорреляционными функциями. Это неоднократно подтверждалось на практике [3, 14] для стационарных систем передачи информации. Наиболее часто применяют описание интерференционных замираний амплитуды и фазы сигнала релеевским законом распределения вероятностей, который удобен для математического моделирования и аналитических выводов. Но такое описание дает погрешности при разработке линий связи, поскольку многолетний опыт эксплуатации систем коротковолновой и тропосферной радиосвязей показал, что релеевское описание интерференционных замираний сигналов на практике встречается не чаще чем в 70% времени сеансов связи [3]. В 30% времени сеансов связи наблюдаются другие распределения вероятностей флуктуаций амплитуды и фазы передаваемых по радиоканалам сигналов [4], в том числе в 10-12% времени сеансов связи более глубокие, чем релеевские замирания.

Для подвижных систем ММД условия локальной стационарности интерференционных замираний сигнала частично нарушаются, так как в миллиметровом диапазоне радиоволн отражатели соизмеримы с длиной волны, их размеры в несколько квадратных миллиметров, а при движении абонентов связи углы отражения сигналов меняются хаотично. При подвижной радиосвязи, как видно из рисунка 1, количество отражателей меняется непрерывно, поскольку меняются размеры площади отражения сигналов S от подстилающей поверхности. Определим зависимость передаточ-

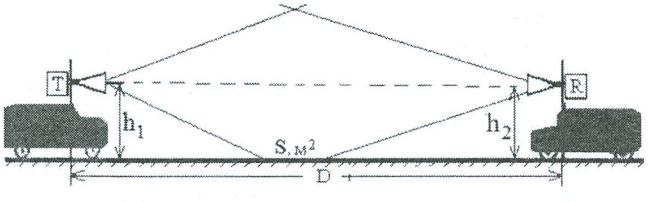

Рисунок 1 – Схема одноинтервальной трассы подвижной радиосвязи

ной функции радиоканала ММД от величины площади отражения радиосигналов ММВ.

Площадь отражения сигналов ММД от ровной подстилающей поверхности можно описать двумя совмещенными параболическими сегментами S_1 и S_2, формируемыми пересечением главного лепестка диаграмм направленности антенн передающей и приемной абонентских станций, как показано на рисунке 1.

При приближении абонентов площадь отражения уменьшается и число отражателей и средняя энергия отраженных сигналов уменьшаются. В общем случае антенны оборудования абонентских станций могут иметь разное усиление, поэтому и высоты сегментов x_1 и x_2 на рисунке 2 разные.

Поскольку площадь сегмента параболы определяется выражением

$$S_c = \frac{4}{3}xy,$$

где x – высота сегмента, y – половина его ширины, а $y_1 = y_2$ то общая площадь отражающей сигналы ММД поверхности определится как

$$S = S_1 + S_2 = \frac{4}{3}x_1y_1 + \frac{4}{3}x_2y_2 = \frac{4}{3}y_1(x_1 + x_2). \quad (2)$$

Для определения зависимости суммарной энергии отраженных сигналов от величины площади отражения нами была организована одноинтервальная линия связи на миллиметровых волнах, построенная по схеме, показанной на рисунке 1. Передатчик (Т), расположенный на регулируемой высоте h_1, излучал сигнал с частотой несущей 28056 МГц. Приемник (R), расположенный на расстоянии D от передатчика на регулируемой высоте h_2, выделял принимаемый сигнал. Оборудование используемой системы связи имело диаграммы направленности антенн по уровню половинной мощности шириной 8° (Т) и 3,1° (R).

При изменении высот передатчика h_1 или приемника h_2 условия отражения от подстилающей поверхности (асфальтированная дорога шириной 6 м) изменялись, и суммарный принимаемый сигнал изменял свое значение. Поскольку изменение

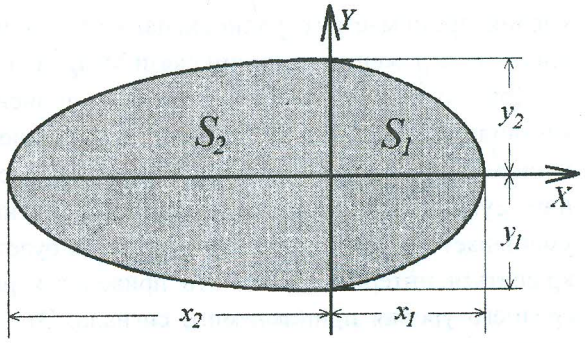

Рисунок 2 – Площадь отражения сигналов ММД от подстилающей поверхности

высот антенн практически не влияло на дальность связи и расстояние между абонентами оставалось фиксированным, то уровень прямого сигнала оставался неизменным. Для различных высот антенн измерялась величина множителя ослабления, а по выражению (2), при известных углах падения радиоволн на подстилающую поверхность и усиления антенн, рассчитывалась величина площади отражений сигнала S.

В качестве характеристики множителя ослабления сигнала ММВ контролировалось выходное напряжение цепи АРУ приемника, уменьшающее усиление приемного тракта. С ростом площади отражения напряжение на выходе АРУ приемника увеличивалось, снижая коэффициент усиления приемного тракта. В результате экспериметов были получены зависимости уровня принимаемого сигнала от величины площади отражения сигналов при изменении высоты приемной (кривая 1) и передающей (кривая 2) антенн, представленные на рисунке 3. Аппроксимация совокупности этих кривых показывает почти линейную зависимость

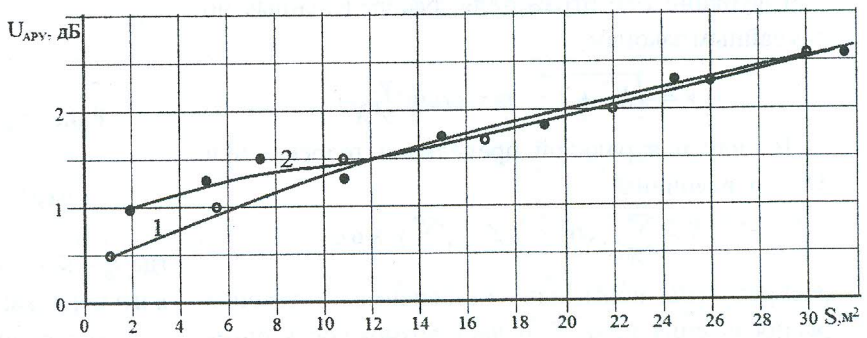

Рисунок 3 – Зависимость уровня принимаемого сигнала от величины площади отражения S на подстилающей поверхности

уровня принимаемого радиосигнала от величины площади отражений на линии связи ММД волн.

При подвижной связи сближение абонентов, как видно из рисунка 1, приводит к уменьшению площади отражения сигналов (рисунок 3), средний суммарный уровень отраженных сигналов уменьшается. При сближении абонентов будет сокращаться интервал связи, что приведет к росту среднего уровня принимаемого сигнала. Это позволяет предположить, что при некоторых скоростях сближения подвижных абонентов уровень принимаемых сигналов, возможно, останется неизменным. Однако эта зависимость сложная и зависит от многих парметров, так как определяется покрытием отражающей поверхности, усилением и высотой поднятия антенн, рабочей частотой и многими другими факторами.

Поскольку в миллиметровом диапазоне на подстилающей поверхности S имеется множество отражателей сигналов, формирующих отраженные сигналы со случайными амплитудами и случайными фазами, это дает возможность применить к радиоканалам подвижной связи ММД теорию рассеяния радиоволн на точечных отражателях [3]. В этом случае, используя комплексное представление передаточной функции многолучевого канала с переменными параметрами, можно записать передаточную функцию радиоканала ММД в виде:

$$\dot{\gamma}(A) = \gamma e^{j\varphi} = \sum_{i=1}^{M} \gamma_i \cos\varphi_i + j\sum_{i=1}^{M} \gamma_i \sin\varphi_i = X + jY, \quad (3)$$

где γ – модуль передаточной функции; φ – аргумент передаточной функции; M – количество отраженных от подстилающей поверхности сигналов; γ_i, φ_i - модули и аргументы передаточной функции i-го отражателя, распределенные по случайным законам;

$$\gamma = \sqrt{X^2 + Y^2}, \quad \varphi = arctg(Y/X).$$

В силу центральной предельной теоремы при $M \to \infty$ величины

$$X = \sum_{i=1}^{M} \gamma_i \cos\varphi_i, \quad Y = j\sum_{i=1}^{M} \gamma_i \sin\varphi_i$$

распределены нормально, независимо от законов распределения γ_i, φ_i. Это дает возможность определить статистику модуля передаточной функции радиоканала ММВ. С этой целью найдем характеристические функции величин X^2, Y^2, затем характеристическую функцию величины γ и, выполняя обратное преобразование Фурье, получим подробно описанное в работах [3, 4] четырехпараметрическое дифференциальное распределение модуля передаточной функции радиоканала в виде

$$w(\gamma) = \frac{\gamma}{\sigma_x\sigma_y}\exp\left(-\frac{\gamma^2}{2\sigma_x^2} - \frac{m_x^2\sigma_y^2 + m_y^2\sigma_x^2}{2\sigma_x^2\sigma_y^2}\right)\times$$
$$\times\sum_{k=0}^{\infty}\sum_{S=0}^{\infty}\frac{(2k+2S-1)!(\sigma_y^2-\sigma_x^2)^k m_y^{2S}\sigma_x^{2S}}{k!(2S)!2^k\sigma_y^{2k+4S}m_x^{k+S}}\gamma^{k+S}\times$$
$$\times I_{k+S}\left(\frac{m_x}{\sigma_x^2}\gamma\right), \quad (4)$$

где $I_{k+s}(z)$ – модифицированная функция Бесселя порядка $k+s$; σ_x, m_x, m_y, σ_y – параметры четырехпараметрического распределения.

Фаза принимаемого сигнала ММВ также флуктуирует по четырехпараметрическому закону [3], зависящему от параметров σ_x, m_x, m_y, σ_y [10]

$$\omega(\varphi) =$$
$$= [\sigma_X\sigma_Y\exp(m_X^2/2\sigma_X^2 - m_Y^2/2\sigma_Y^2)/2\pi(\sigma_Y^2\cos^2\varphi +$$
$$+\sigma_X^2\sin^2\varphi)]\left\{1 + K\sqrt{\pi}\exp(K^2)[1+\Phi(\sqrt{2}K)]\right\}, \quad (5)$$

где $\Phi(\bullet)$ – интеграл вероятности;

$$K = \frac{m_X\sigma_Y^2\cos\varphi + m_Y\sigma_X^2\sin\varphi}{\sigma_X\sigma_Y\sqrt{\sigma_Y^2\cos^2\varphi + \sigma_X^2\sin^2\varphi}}.$$

Модель, представленная выражениями (4) и (5), соответствует теории рассеяния радиоволн на точечных неоднородностях [3] и универсальна, так как при разных значениях параметров приводит [3] к различным законам распределения замираний, таким как:

- Релея при $m_x = m_y = 0$, $\sigma_x = \sigma_y = \sigma$

$$w(\gamma) = \frac{\gamma}{\sigma^2}\exp\left[\frac{-\gamma^2}{2\sigma^2}\right]; \quad (6)$$

- Райса при $\sigma_x = \sigma_y = \sigma$, $m_x = 0$, $m_y \neq 0$

$$w(\gamma) = \frac{\gamma}{\sigma^2}\exp\left[\frac{-(\gamma^2+m_X^2)}{2\sigma^2}\right]I_0\left[\frac{m_X\gamma}{\sigma^2}\right], \quad (7)$$

где I_0 – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка;

- усеченно-нормальному распределению при $m_x = my = 0$, σ_x или $\sigma_y = 0$

$$w(\gamma)=\left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma_{X,Y}\sqrt{\pi}}\right)\exp\left[\frac{-\gamma^2}{2\sigma^2_{X,Y}}\right],\quad \gamma>0; \qquad (8)$$

и так называемому [2] подрелеевскому распределению при $\sigma_x \neq \sigma_y$; $m_x = m_y = 0$

$$w(\gamma)= \qquad (9)$$

$$=\frac{\gamma}{\sigma_X\sigma_Y}\exp\left[\frac{-\gamma^2}{4}\left(\frac{1}{\sigma_X^2}+\frac{1}{\sigma_Y^2}\right)\right]I_0\left[\frac{\gamma^2}{4}\left(\frac{1}{\sigma_X^2}-\frac{1}{\sigma_Y^2}\right)\right].$$

Поэтому, меняя параметры четырехпараметрического закона распределения вероятностей, можно получить те из законов распределения вероятностей флуктуаций амплитуды и фазы принимаемого радиосигнала, которые часто наблюдаются у сигналов, прошедших через многолучевые радиоканалы наземной связи.

Для доказательства правомерности и состоятельности этой модели многолучевого радиоканала еще в 80-е годы прошлого века была проведена серия экспериментальных исследований радиоканалов дальней радиосвязи дециметрового и сантиметрового диапазонов [7, 14], выполненых на наземных трассах радиорелейной связи разной протяженности при различных климатических условиях на трассах связи. Исследования проводились на линиях связи Уральск - Актюбинск, Владимир - Орел, Норильск - Игарка, Дзержинск - Муром, и их результаты подтвердили правомочность описания многолучевых радиоканалов с помощью теории рассеяния, согласно выражениям (4 - 9).

Зависимости параметров четырехпараметрического закона от характеристик трассы связи можно определить аналитически для точечной модели рассеивающих отражателей, как предложено в работе [4], а также методами статистического анализа экспериментальных записей замираний сигналов ММД на трассах радиосвязи различной протяженности. Описание радиоканалов подвижной связи поколения 5G в миллиметровом диапазоне частот в форме выражений (4 - 9) и известные зависимости изменений параметров четырехпараметрического распределения вероятностей передаточной функции радиоканалов на трассах связи [4] позволяют моделировать поведение передаточной функции радиоканалов ММД и имитировать прохождение радиосигналов через многолучевые каналы радиосвязи.

Для моделирования интерференционных замираний в канале ММД можно предложить метод, заключающийся в представлении замирающего сигнала на выходе радиоканала 5G в виде суммы двух ортогональных составляющих:

$$\begin{aligned} S_{вых}(t) &= \gamma(t)U(t)\cos[\omega t+\theta(t)+\phi(t)] = \\ &= [X(t)+m_x]U(t)\cos[\omega t+\phi(t)] + \\ &+[Y(t)+m_y]U(t)\sin[\omega t+\phi(t)], \end{aligned} \qquad (10)$$

где $U(t)\cos[\omega t+\phi(t)]$ – исследуемый сигнал; $U(t)\sin[\omega t+\phi(t)]$ – комплексно-сопряженный сигнал; $X(t)$, $Y(t)$ – независимые нормальные случайные процессы; $\gamma(t)$ – модуль коэффициента передачи радиоканала; $\theta(t)$ – аргумент коэффициента передачи канала;

$$\gamma(t)=\sqrt{[X(t)+m_x]^2+[Y(t)+m_y]^2},$$

$$\theta(t)=arctg\{[Y(t)+m_y]/[X(t)+m_x]\}.$$

На основании выражения (10) можно моделировать замирания сигналов ММВ и имитировать прохождение радиосигналов поколения 5G через реальные радиоканалы. При этом, управляя параметрами нормальных случайных процессов $X(t)$, $Y(t)$, не сложно получить те законы распределения вероятностей флуктуаций амплитуды и фазы, которые наблюдаются у сигналов, прошедших через реальные радиоканалы многолучевой радиосвязи поколения 5G.

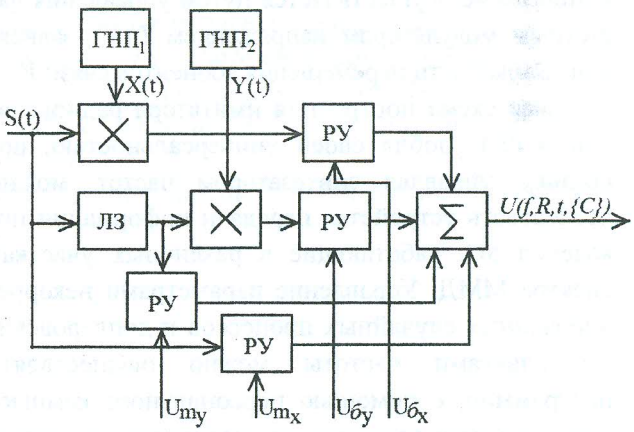

Рисунок 4 – Структурная схема имитатора интерференционных замираний в радиоканалах поколения 5G (ГНП - генераторы некоррелированных нормально распределенных случайных процессов; Х - перемножители сигналов; РУ - регулируемые усилители; Σ - сумматор; ЛЗ - линия задержки на 90°)

Для построения имитатора интерференционных замираний (ИИЗ) в радиоканалах ММВ необходимо передаваемый сигнал $S(t)$ разложить на квадратурные составляющие, перемножить их на ортогональные компоненты коэффициента передачи радиоканала (2) и сложить, как показано на рисунке 4. В этой схеме используются два генератора нормальных случайных процессов (ГНП), поскольку ортогональные компоненты передаточной функции радиоканала ММВ в соответствии с теорией рассеяния радиоволн на точечных отражателях [3] должны быть некоррелированы.

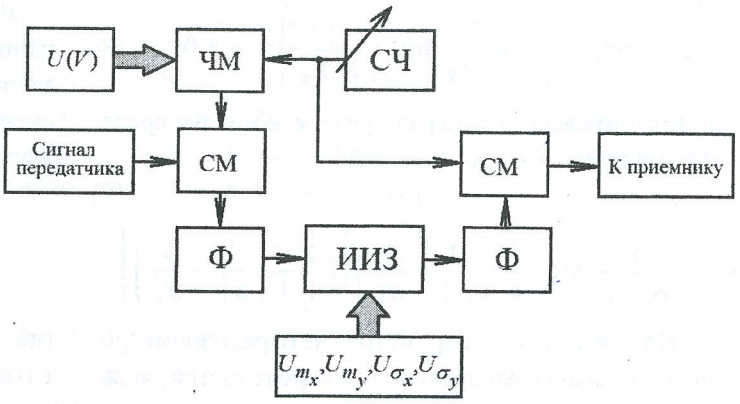

Рисунок 5 – Структурная схема имитатора радиоканалов поколения 5G

В каналах подвижной радиосвязи поколения 5G кроме интерференционных замираний, вызываемых многолучевостью, наблюдается также расширение спектра, вызываемое доплеровскими изменениями частоты при движении абонентов относительно друг друга со скоростью V. Моделировать доплеровское расширение спектра у движущихся абонентов можно путем построения имитатора радиоканалов ММД на управляемой промежуточной частоте, с помощью синтезатора частот (СЧ), управляемого частотного модулятора (ЧМ) и смесителей (СМ) с фильтрами (Ф), как показано на рисунке 5. Сдвиг промежуточной частоты в этой схеме осуществляется путем управления частотным модулятором напряжением $U(V)$, зависящим от скорости перемещения абонентов связи V.

Такая схема построения имитатора радиоканалов (ИРК) удобна своей универсальностью, поскольку, управляя синтезатором частот, можно исследовать устройства передачи информации поколения 5G, работающие в различных участках спектра ММД. Управление параметрами некоррелированных случайных процессов и доплеровскими сдвигами частоты можно осуществлять программно, с помощью персонального компьютера. Это дает возможность моделировать разные статистики замираний, встречающихся на моделируемых трассах связи при разных условиях движения абонентов связи, например, распределения, описанные выражениями (4 - 7).

Основное достоинство рассмотренного имитатора радиоканалов ММД состоит в том, что он позволит в лабораторных условиях совершенствовать аппаратуру поколения 5G и проводить сравнительные испытания с повторами статистики замираний и помеховых воздействий на исследуемые системы. Также с помощью имитатора радиоканалов ММД в лабораторных условиях можно проводить технический контроль и оценивать качество систем передачи информации поколения 5G, не тратя время и средства на проведение дорогостоящих испытаний на реальных трассах радиосвязи.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Зубарев Ю.Б. Развитие мобильной связи пятого поколения / Ю.Б. Зубарев, А.Г. Самойлов // Наукоемкие технологии. – 2018. – №1. – С. 37-43.

2. Справочник по радиорелейной связи / под ред. С.В. Бородича. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.

3. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам / Д.Д. Кловский. – М.: Связь, 1969. – 375 с.

4. Галкин А.П. Моделирование каналов систем связи / А.П. Галкин, А.Н. Лапин, А.Г. Самойлов. – М.: Связь, 1979. – 96 с.

5. Jakeman E. Non-Gaussian models for the statistics of scattered waves / Jakeman E., Tough R.J.A. // Advances in Physics, 1988, v.37 (5). – pp. 471-529.

6. Пи Жоую Введение в широкополосные системы связи миллиметрового диапазона / Ж. Пи, Ф. Хан // Электроника: наука, технологии, бизнес.

– 2012. – №3. – С.86-94.

7. Самойлов А.Г. Разработка комплекса имитации многолучевых радиоканалов / А.Г. Самойлов, С.А. Самойлов // Проектирование и технология электронных средств. – 2017. – № 3. – С. 28-32.

8. Быстров Р.П., Соколов А.В., Федорова Л.В., Чеканов Р.Н. Достижения в освоении миллиметровых и субмиллиметровых волн / Р.П. Быстров, А.В. Соколов, Л.В. Федорова, Р.Н. Чеканов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2009. – № 6. – С.52-78.

9. Рекомендация Международного союза электросвязи. – МСЭ-R P.833-5 Ослабление сигналов растительностью. – С.1-13.

10. Жоау А. Оценка замираний сигнала на линиях спутниковой связи / А. Жоау, А.Г. Самойлов // Проектирование и технология электронных средств. – 2014. – № 2. – С. 19-25.

11. Anderson C.R. In-Building Wideband Partition Loss Measurements at 2.5 and 60 GHz / C.R. Anderson and T.S. Rappaport // IEEE Transactions Wireless Communications, May 2004, v.3, № 3.

12. Alejos A. Measurement and Analysis of Propagation Mechanisms at 40 GHz: Viability of Site Shielding Forced By Obstacles // A. Alejos, M.G. Sanchez, and I. Cuinas. – IEEE Trans. Vehic. Tech., Nov., 2008, v.57, № 6.

13. Konkov E.V. Investigations of the Near-Millimeter-Wave propagation on the surface boundary layer path / E.V. Konkov, A.U. Zrazhevsky, G.N. Solovev // Int. Journal of Infrared and Millimeter Waves, 1992, v. 13, N. 7, p. 955-969.

14. Самойлов А.Г. Имитаторы многолучевых радиоканалов / А.Г. Самойлов // Проектирование и технология электронных средств. – 2003. – № 4. – С. 32-36.

15. Технические указания по устройству дорожных покрытий с шероховатой поверхностью. ВСН 38-90. – М.: Транспорт, 1990. [Электронный ресурс], URL https://znaytovar.ru/gost/2/VSN_3890_Texnicheskie_ukazaniy.html (дата обращения 16.12.17).

Поступила 08.06.2018.

Zubarev Yu.B.,
Samoylov A.G.

SIMULATION AND IMITATION OF RADIO CHANNELS OF MOBILE COMMUNICATION GENERATION 5G

A mathematical description of signal fading in the millimeter frequency range, developed for the 5G mobile communication generation, is considered. It is shown that interference fading of millimeter wave signals can be described by a four-parameter law of probability density distribution. The block diagram of the interference fading simulator in multi-beam radio channels and the structure of the simulator of the mobile communication channels of the 5G are proposed.

Keywords: fading, signal reflection, radio channel transfer function, millimeter waves, multipath, radio communication of 5G generation.