

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.2.12>

УДК: 621.391.01

МОДЕЛИ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ В ЛЕСНЫХ МАССИВАХ

Л. Е. Назаров

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им.
В.А.Котельникова РАН, 141190, Фрязино, Московская обл., пл. Введенского, 1

Статья поступила в редакцию 18 февраля 2022

Аннотация. Приведены описания математических моделей радиолиний распространения сигналов в лесных массивах, основанные на их представлении в виде сплошной квазиоднородной среды и характеризующиеся эффективной комплексной диэлектрической проницаемостью. Значения эффективной диэлектрической проницаемости являются функционалом от общей объемной концентрации составляющих компонент растительности относительно основной среды – атмосферы, от частоты сигналов, от электрофизических и таксометрических характеристик лесных массивов. Показано, что при распространении по рассматриваемым радиолиниям спектральные составляющие цифровых сигналов приобретают частные фазовые и амплитудные смещения, что обуславливает искажения комплексных огибающих сигналов и энергетические потери при приеме по отношению к распространению в свободном пространстве. Произведено моделирование с использованием моделей распространения сигналов в лесных массивах с типичными характеристиками для оценивания вероятностных характеристик приема цифровых сигналов с 4-х позиционной фазовой манипуляцией с расширением частотной полосы. Показано, что для этих сигналов с частотной полосой 10...20 МГц с центральной частотой P -диапазона с горизонтальной поляризацией

энергетические потери по отношению к распространению в свободном пространстве с эквивалентным затуханием превышают 1.2 дБ за счет искажения комплексных огибающих сигналов. Показано также меньшее влияние на вероятностные характеристики приема сигналов с вертикальной поляризацией – энергетические потери в этом случае достигают 0.5 дБ.

Ключевые слова: фазоманипулированные радиосигналы, лесные массивы, модели распространения, диэлектрическая проницаемость, энергетические потери

Abstract. The models of signal propagation in forests are presented, based on the representation of forests as a continuous quasi-homogeneous medium and characterized by an effective complex permittivity. The values of the effective permittivity are a functional of the total volumetric concentration of the components of vegetation relative to the main medium - the atmosphere, of the frequency of signals, of the electrical and taxometric characteristics of forests. It is shown that when propagating along the lines under consideration, the spectral components of digital signals acquire partial phase and amplitude shifts, which causes distortions of the complex envelopes of signals and energy losses during reception with respect to propagation in free space. Modeling was carried out using models of signal propagation in forests with typical characteristics to estimate the probabilistic characteristics of receiving digital signals with 4-level phase shift keying with frequency band extension. It is shown that for these signals with a frequency band of 10...20 MHz with a center frequency of the P-band with horizontal polarization, the energy loss with respect to propagation in free space with equivalent attenuation exceeds 1.2 dB due to the distortion of the complex envelopes of the signals. A smaller effect on the probabilistic characteristics of receiving signals with vertical polarization is also shown - the energy loss in this case reaches 0.5 dB.

Key words: phase shift keying signals, forests, models of signal propagation, effective complex permittivity, energy loss

Финансирование: Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект №20-07-00525).

Автор для переписки: Назаров Лев Евгеньевич, levnaz2018@mail.ru

Введение

Проблемы развития и использования моделей распространения радиоволн в лесных массивах являются важными при создании беспроводных информационных систем наземного и спутникового назначения, для систем дистанционного зондирования Земли [1,2].

Лесные массивы представляют разнородные (гетерогенные) системы, состоящие из основной среды (атмосферы) и из случайно распределенных в пространстве растительных элементов (листья, ветви, стволы), которые имеют различную форму, размеры, пространственную ориентацию [2]. Свойства данных элементов и лесных массивов в целом зависят от их возраста, сезонного времени, погодных условий, видового состава растительности и таксометрических характеристик. Это приводит при распространении радиоволн к их многократному рассеянию, дифракции и затуханию [1,3-5]. Исследованию, описанию и развитию моделей этих явлений посвящено достаточно большое количество работ и обзоров (например, 1-8). В ряде этих работ рассматривается проблема затухания сигналов (оценивание коэффициентов погонного затухания сигналов) за счет поглощающих свойств лесных массивов [9-14]. Вместе с тем актуальной является задача описания и исследования искажений комплексных огибающих цифровых сигналов с расширением их частотного спектра на основе моделей распространения радиоволн с учетом поглощающих и дисперсионных свойств рассматриваемых сред, а также количественное оценивание энергетических потерь при приеме сигналов по отношению к распространению в свободном пространстве.

1. Постановка задачи

При разработке математических моделей распространения электромагнитных волн в лесных массивах используются различные приближения [1, 3, 4]. В частности, лесные массивы представляются в виде

сплошной квазиоднородной диэлектрической среды с потерями, характеризующейся эффективной относительной комплексной диэлектрической проницаемостью $\dot{\epsilon}_m$, которая является функционалом от диэлектрических проницаемостей составляющих компонент растительности, от их проводимостей и объемной концентрации относительно основной среды - атмосферы, от центральной частоты сигналов f [1,2].

Распространение по оси z плоской волны с частотой f , падающей нормально на неоднородную изотропную среду с диэлектрической проницаемостью $\dot{\epsilon}(z, f)$, задается как решение волнового уравнения относительно комплексной амплитуды электрического поля $\dot{E}(z, f)$ [15]

$$\frac{d^2 \dot{E}(z, f)}{dz^2} + \frac{(2\pi)^2 f^2}{c^2} \dot{\epsilon}(z, f) \dot{E}(z, f) = 0. \quad (1)$$

Здесь c - скорость света в свободном пространстве.

При выполнении условия $\frac{d\dot{\epsilon}(z, f)}{dz} \lambda \ll 1$ (λ - длина волны) решение (1)

задается приближением геометрической оптики [15,16]

$$\dot{E}(z, f) = \dot{E}(0, f) \exp\left(-\frac{j2\pi f}{c} \int_0^z \dot{n}(x, f) dx\right). \quad (2)$$

Здесь $\dot{n}(x, f) = \sqrt{\dot{\epsilon}(x, f)}$ - коэффициент преломления среды, полагая ее немагнитной; $\dot{E}(0, f) = \dot{E}_0(0, f) \dot{G}(f)$; $\dot{G}(f)$ - коэффициент передачи Френеля для граничащих сред [15]; $\dot{E}(0, f)$ - комплексная амплитуда падающей волны на границе раздела сред.

Для цифровых сигналов $s(t)$ в виде последовательности радиоимпульсов $s_i(t)$ с задаваемым манипуляционным «созвездием» и длительностью T (с частотной полосой $\Delta F = 2/T$, определяемой по нулевому уровню спектральной плотности мощности сигналов) задача усложняется. В этом случае сигналы $s(t)$ представляются суммой монохроматических составляющих, каждая из которых приобретает частное фазовое и амплитудное смещение за счет дисперсионных и

поглощающих свойств ионосферы, что определяет искажение комплексной огибающей сигналов [17]. Эти искажения обуславливают возникновение интерференционных межсимвольных и межканальных помех, которые представляют случайный процесс (в общем случае нестационарный) с статистическими характеристиками, зависящими от центральной частоты f_0 и полосы частот ΔF сигналов, от поляризации электромагнитных волн, от последовательности $s_i(t)$ и от характеристик лесных массивов (таксометрические характеристики, влажность, др.).

Цель работы – дать описание моделей радиолиний распространения сигналов в лесных массивах, оценить вероятностные характеристики приема широко используемых в приложениях цифровых сигналов с фазовым манипуляционным «созвездием» [17] и расширением их частотной полосы при использовании этих моделей, провести сравнение с вероятностными характеристиками при распространении в свободном пространстве.

2. Модели радиолиний распространения сигналов в лесных массивах

Известные модели радиолиний распространения сигналов в лесных массивах основаны на их представлении в виде гетерогенных сред с основной средой - атмосферой и со случайным расположением неодинаковых по размерам, формам и параметрам элементов лесной растительности [2]. Эти представления основаны на различных подходах и приближениях, например, в виде квазиоднородной дисперсионной среды с поглощением, которая характеризуется ее эффективной относительной комплексной диэлектрической проницаемостью $\dot{\epsilon}_m$ [1, 13]. Для определения $\dot{\epsilon}_m$ в электростатическом приближении используется осреднение уравнений Максвелла по объемам, большим масштабов неоднородностей при относительно малых объемных концентрациях составляющих растительных компонент [2]. Эти модели учитывают следующие основные факторы: центральные частоты, вид поляризации электромагнитных волн, видовой состав леса и его относительную влажность H ($0 < H < 1$), относительную объемную концентрацию лесной

растительности f_F в виде отношения объема растительности (стволов, листьев, иголок, ветвей) к полному объему лесного массива и несущей среды – атмосферы [10] (согласно [2] $0.001 < f_F < 0.1$).

При описании процессов распространения радиоволн рассматривается многослойная (многоуровневая) модель, включающая уровни полога, подлеска, стволов [1]. Простое выражение для диэлектрической относительной проницаемости $\dot{\epsilon}_F$ для деревьев и его элементов в составе этой модели задается функциональным соотношением на основе относительной комплексной диэлектрической проницаемости воды $\dot{\epsilon}_w$ и относительной влажности H [2]

$$\dot{\epsilon}_F = H\dot{\epsilon}_w + 2.5(1 - H). \quad (3)$$

Выражение для $\dot{\epsilon}_w$ имеет вид [2]

$$\dot{\epsilon}_w = \epsilon_{w0} + \frac{\epsilon_w - \epsilon_{w0}}{1 + (2\pi f\tau)^2} - j \left[\frac{2\pi f\tau(\epsilon_w - \epsilon_{w0})}{1 + (2\pi f\tau)^2} + \frac{\sigma_w}{2\pi f\epsilon_0} \right], \quad (4)$$

здесь $\epsilon_w = 80$, $\epsilon_{w0} = 5.27$ - диэлектрическая проницаемость воды на низких и высоких частотах соответственно; $\tau = 8 \cdot 10^{-12}$ с - постоянная времени ориентационной поляризации; σ_w - эквивалентная проводимость ионов соли, растворенных в воде (для чистой воды $\sigma_w = 10^{-3}$ см/м, для соленой воды $\sigma_w = 3...6$ см/м).

Представление лесных массивов в виде квазиоднородной среды с электрофизическим параметром $\dot{\epsilon}_F$ (3) и несущей среды - атмосферы дает возможность оценить их эффективную относительную диэлектрическую проницаемость $\dot{\epsilon}_m$ методами вычисления этого параметра для бинарных сред по составляющим объемным концентрациям и по диэлектрическим проницаемостям [18]. При применении этих методов показано, что эффективная относительная диэлектрическая проницаемость лесных массивов $\dot{\epsilon}_m$ зависит от поляризации падающей волны \vec{E} . Если вектор \vec{E} направлен параллельно стволам (горизонтальная поляризация), то $\dot{\epsilon}_m$ задается соотношением [2]

$$\dot{\epsilon}_m = 1 + f_F (\dot{\epsilon}_F - 1). \quad (5)$$

Если вектор \vec{E} направлен перпендикулярно стволам (вертикальная поляризация), то $\dot{\epsilon}_m$ задается как [2]

$$\dot{\epsilon}_m = \frac{\dot{\epsilon}_F}{\dot{\epsilon}_F - f_F (\dot{\epsilon}_F - 1)}. \quad (6)$$

Коэффициент передачи Френеля $\dot{G}(f)$, используемый при вычислении решения $\dot{E}(z, f)$ (2) для среды атмосфера - лес, определяется соотношением [19]

$$\dot{G}(f) = \frac{2}{\sqrt{\dot{\epsilon}_m} + 1}. \quad (7)$$

Искаженные сигналы $\hat{s}(t)$ при распространении представляются как результат линейной фильтрации передаваемых сигналов $s(t)$ [16, 20]

$$\hat{s}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(f) \dot{H}_r(z, f) \exp(j2\pi f t) df. \quad (8)$$

Здесь $\dot{S}(f)$ - спектр сигнала $s(t)$; $\dot{H}_r(f) = |\dot{H}_r(f)| \exp(j2\pi f \tau(f))$ - коэффициент передачи радиолинии для частоты f как линейного фильтра; $\tau(f) = \exp(j2\pi f L / c_\phi(f))$ - время распространения сигнала с частотой f вдоль радиолинии с длиной L до приемного устройства; $c_\phi(f) = c / \operatorname{Re}(\sqrt{\dot{\epsilon}_m})$ - фазовая скорость; $|\dot{H}_r(f)| = |\dot{E}(0, f)| \exp(-j2\pi f \operatorname{Im}(\sqrt{\dot{\epsilon}_m(f)}) / c)$. Значения $\dot{\epsilon}_m$ задаются соотношением (5) или (6).

Вид искаженного сигнала $\hat{s}(t)$ определяется путем оценивания коэффициента передачи $\dot{H}_r(f)$ для f в частотном диапазоне сигналов ΔF и вычисления соотношения (8).

3. Результаты моделирования

Одной из основных характеристик систем передачи информации является вероятность ошибки на информационный бит P_6 при приеме цифровых сигналов [17]. Для канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) оптимальный

прием основан на вычислении взаимной корреляции реализации на входе приемного устройства $r(t) = \hat{s}(t) + n(t)$ с передаваемым сигналом $s(t)$ при условии выполнения тактовой синхронизации [17, 21].

При моделировании производилась оценка вероятности P_6 для цифровых сигналов $s(t)$ с «созвездием» 4-позиционной фазовой манипуляции (ФМ4 сигналы) с объемом $M = 4$. Эти сигналы интенсивно используются в системах связи различного назначения [17, 21].

Сигналы $s(t)$ из рассматриваемого класса представляют последовательность элементарных сигналов $s_i(t, \varphi_{il})$ длительностью T и задаются соотношением [21]

$$s(t) = \operatorname{Re} \left(\sum_i A u_i(t) \exp(j(\varphi_{il} + 2\pi ft)) \right). \quad (9)$$

Здесь $u_i(t) = 1$ при $iT \leq t < (i+1)T$, иначе $u_i(t) = 0$; A, φ_{il} - амплитуда и фаза элементарных сигналов, $l = 0, \dots, M-1$.

Фазы манипуляции φ_{il} для текущего значения i задаются в виде $\varphi_{il} = \frac{\pi(1+2l)}{4}$ и определяются значениями (a_{i0}, a_{i1}) последовательности из двух битов $l' = a_{i0} + 2a_{i1}$ и их отображением в значения l с использованием правила Грея [17].

Моделирование алгоритма приема ФМ4 сигналов выполнено с целью оценивания деградации вероятностей P_6 при приеме сигналов, распространяющихся в лесных массивах, по отношению к распространению в свободном пространстве при наличии АБГШ. Характеристики радиолинии распространения – падение волн на уровень стволов деревьев; направление вектора электрического поля с горизонтальной и вертикальной поляризациями; центральная частота сигналов $f_0 = 400$ МГц (рассматривается P - частотный диапазон, интенсивно используемый в спутниковых информационных системах (например, системой КОСПАС [22])); электрофизические параметры задавались

равными типичным значениям - $f_F = 0.005$, $H = 0.4$, $\sigma_w = 0.3$. Для центральной частоты f_0 и горизонтальной поляризации электромагнитных волн $\dot{\epsilon}_m = 1.154 - j0.030$, для вертикальной поляризации $\dot{\epsilon}_m = 1.0048 - j0.000029$.

На рис. 2. приведен фрагмент сигнала $s(t)$ (рис. 2 а) с огибающей в виде меандра, длительность радиоимпульсов $s_i(t)$ равна $T = 100$ нс (частотная полоса $\Delta F = 20$ МГц) и искаженного сигнала $\hat{s}(t)$ (рис. 2 б) на выходе рассматриваемой радиолинии с длиной $L = 10$ м (затухание сигнала 10 дБ по отношению к распространению в свободном пространстве), вектор электрического поля направлен параллельно стволам. По оси абсцисс отложены значения времени относительно распространения сигналов в свободном пространстве. Видны временные вариации амплитуды (до 10...15%), определяющие дополнительную деградацию вероятностных характеристик при приеме, и временная задержка $\hat{s}(t)$ относительно распространения в свободном пространстве.

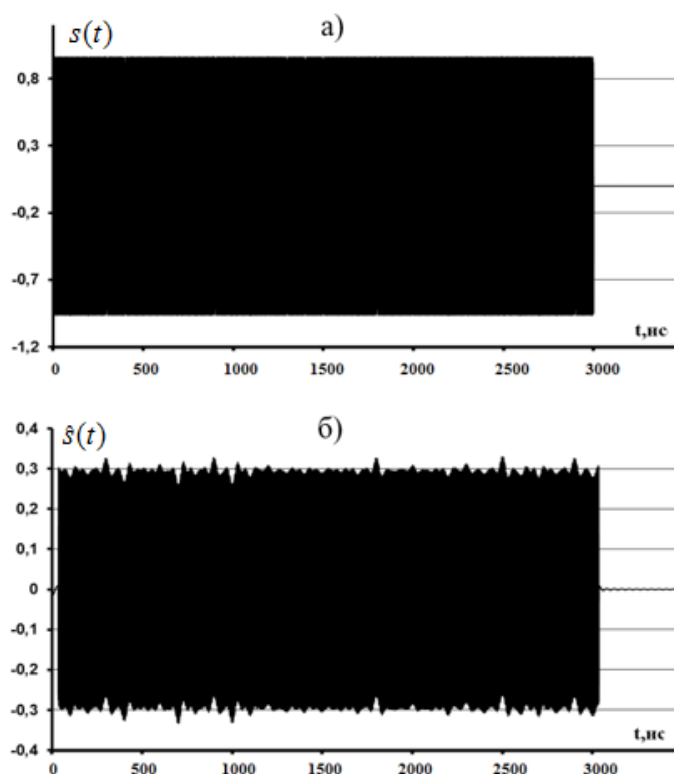


Рис. 1. Фрагмент исходного ФМ4 сигнала $s(t)$ с огибающей в виде меандра а) и искаженного сигнала $\hat{s}(t)$ б)

Средняя вероятность ошибки P_6 при оптимальном когерентном приеме сигналов с M - фазовой манипуляцией для АБГШ при использовании кода Грея определяется аналитическим выражением [21]

$$P_6(M) = \frac{1}{M} \left(1 - \int_{-\pi/M}^{\pi/M} p(\theta) d\theta \right). \quad (10)$$

Здесь $p(\theta)$ - плотность распределения фазы, для АБГШ с односторонней спектральной плотностью N_0 имеем [21]

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{E_c \sin^2 \theta}{N_0}\right) \int_0^\infty r \exp\left(-\frac{1}{2} \left(r - \sqrt{\frac{2E_c}{N_0}} \cos \theta\right)^2\right) dr. \quad (11)$$

Здесь $E_c = E_6 \log_2 M$ - энергия элементарного сигнала; E_6 - энергия на бит.

Ниже приведены результаты оценивания вероятностей P_6 , полученные путем моделирования когерентного корреляционного приема элементарных сигналов $s_i(t, \varphi_{il})$ в составе $s(t)$ на анализируемых интервалах времени $iT \leq t < (i+1)T$: принимается решение о передаче сигнала $\dot{s}_p(t)$ при условии

$$\text{Re}(\dot{R}_p) = \max_{1 \leq j \leq M} (\text{Re}(\dot{R}_j)), \quad \text{здесь} \quad \dot{R}_j = \int_0^T \dot{r}_i(t) \dot{s}_j^*(t) dt. \quad \text{Решение относительно}$$

переданной последовательности информационных символов a_{i0}, a_{i1} принимается на основе отображения значения p в двоичную последовательность, соответствующую коду Грея [17].

При формировании сигналов $s(t)$ изменялось их информационное содержание - генерировались равновероятные статистически независимые информационные символы a_{i0}, a_{i1} квадратурных каналов, задающие начальные фазы φ_{il} составляющих сигналов (9). При моделировании производилась интервальная оценка P_6 путем вычисления частоты x/u , где x - число ошибочных символов в последовательности переданных символов u . Требуемый объем u определялся размером доверительного интервала [

$0.95P_{\zeta}, 1.05P_{\zeta}]$, вероятностью $P_{\zeta} = 10^{-5}$, доверительной вероятностью $P_{\text{дов}} = 0.95$.

На рис. 2 приведены вероятности ошибки P_{ζ} при распространении по линии, поляризация электрического поля горизонтальная, длина линии $L = 10$ м, затухание монохроматического сигнала с центральной частотой $f_0 = 400$ МГц равно 10 дБ. По оси абсцисс отложены значения E_{ζ} / N_0 .

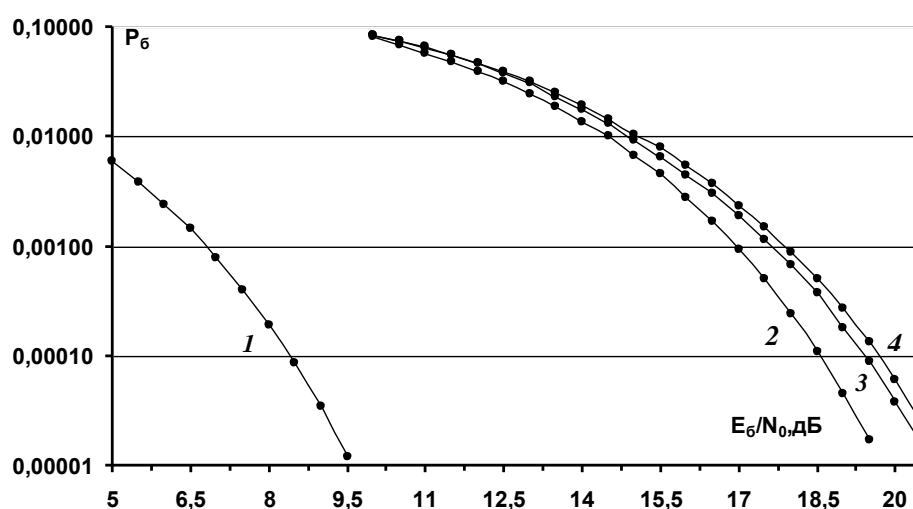


Рис. 2. Вероятностные характеристики приема ФМ4 сигналов: 1 – распространение в свободном пространстве; 2 – распространение по радиолинии с затуханием 10 дБ; 3 – распространение в лесном массиве, поляризация горизонтальная, $T = 200$ нс, $\Delta F = 10$ МГц; 4 – распространение в лесном массиве, поляризация горизонтальная $T = 100$ нс, $\Delta F = 10$ МГц

Кривая 1 соответствует распространению в свободном пространстве, вычисленная с использованием соотношений (10), (11). Вероятность $P_{\zeta} = 10^{-5}$ достигается при значении сигнал/помеха $E_{\zeta} / N_0 = 9.5$ дБ. Кривая 2 соответствует распространению в свободном пространстве с эквивалентным затуханием 10 дБ. Кривая 3 соответствует длительности элементарных сигналов $T = 200$ нс (частотная полоса $\Delta F = 10$ МГц), для вероятности $P_{\zeta} = 10^{-5}$ энергетические потери по отношению к кривой 2 за счет интерференционных помех в дополнение к АБГШ достигают 1 дБ.

При увеличении частотной полосы ΔF (при уменьшении T) соответствующие энергетические потери увеличиваются. Кривая 4

соответствует длительности элементарных сигналов $T = 100$ нс (частотная полоса $\Delta F = 20$ МГц), в этом случае для вероятности $P_6 = 10^{-5}$ энергетические потери по отношению к кривой 3 достигают 0.25 дБ и по отношению к кривой 2 составляют 1.25 дБ.

На рис. 3 приведены вероятности ошибки P_6 при распространении по линии, поляризация вектора электрического поля вертикальная, длина линии $L = 9700$ м, затухание монохроматического сигнала с центральной частотой $f_0 = 400$ МГц равно 10 дБ.

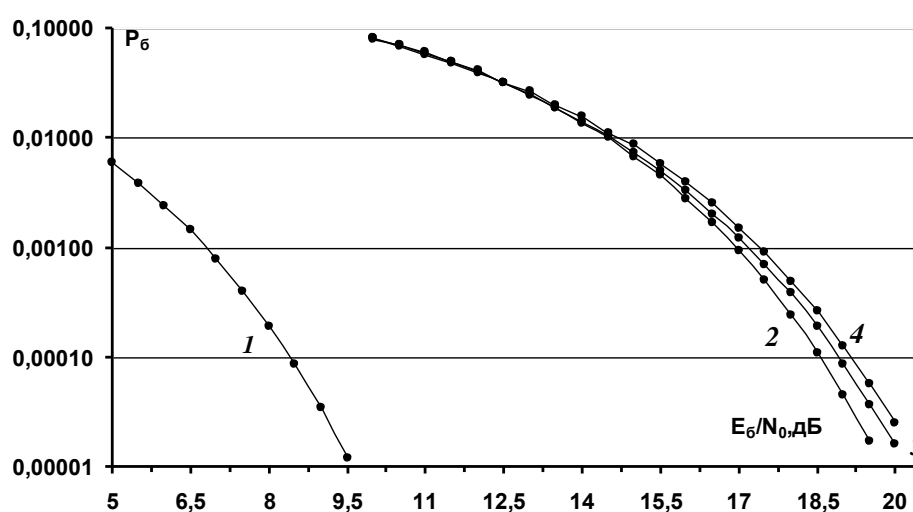


Рис. 3. Вероятностные характеристики приема ФМ4 сигналов: 1 – распространение в свободном пространстве; 2 – распространение по радиолнии с затуханием 10 дБ; 3 – распространение в лесном массиве, поляризация вертикальная, $T = 200$ нс, $\Delta F = 10$ МГц; 4 – распространение в лесном массиве, поляризация вертикальная $T = 100$ нс, $\Delta F = 10$ МГц

Кривая 1 соответствует распространению в свободном пространстве, вычисленная с использованием соотношений, кривая 2 - распространение в свободном пространстве с эквивалентным затуханием 10 дБ. Кривая 3 соответствует длительности элементарных сигналов $T = 200$ нс ($\Delta F = 10$ МГц), для вероятности $P_6 = 10^{-5}$ энергетические потери по отношению к кривой 2 за счет интерференционных помех в дополнение к АБГШ достигают 0.4 дБ. При увеличении частотной полосы ΔF энергетические потери увеличиваются. Кривая 4 соответствует длительности элементарных сигналов $T = 100$ нс (

$\Delta F = 20$ МГц), в этом случае для вероятности $P_6 = 10^{-5}$ энергетические потери по отношению к кривой 3 достигают 0.1 дБ и по отношению к кривой 2 составляют 0.5 дБ.

Приведенные оценочные значения энергетических потерь при использовании рассматриваемого класса ФМ4 сигналов необходимо учитывать при оценивании энергетических бюджетов рассматриваемых радиолиний распространения сигналов с расширением их полосы в лесных массивах.

Заключение

Приведены математические модели распространения сигналов в лесных массивах. Модели основаны на представлении лесов в виде сплошной квазиоднородной среды, характеризуемой эффективной относительной комплексной диэлектрической проницаемостью $\hat{\epsilon}_m$. Значения $\hat{\epsilon}_m$ являются функционалом от общей объемной концентрации составляющих компонент растительности (стволы, ветви, листья, иголки) относительно основной среды – атмосферы, от частоты сигналов, от электрофизических и таксометрических характеристик лесных массивов. При распространении по рассматриваемым радиолиниям спектральные составляющие цифровых сигналов приобретают частные фазовые и амплитудные смещения, что обуславливает искажения комплексных огибающих сигналов и, как следствие, энергетические потери при приеме по отношению к распространению в свободном пространстве. При увеличении частотного спектра цифровых сигналов эти искажения (и энергетические потери) увеличиваются.

При моделировании произведено оценивание вероятностных характеристик приема класса ФМ4 сигналов с расширением их частотной полосы с использованием моделей распространения сигналов в лесных массивах с типичными характеристиками. Показано, что для сигналов с частотной полосой 10...20 МГц с центральной частотой P - диапазона с горизонтальной поляризацией энергетические потери по отношению к распространению в свободном пространстве с эквивалентным затуханием превышают 1.2 дБ за счет

искажения комплексных огибающих сигналов. Показано также меньшее влияние на вероятностные характеристики приема сигналов с вертикальной поляризацией – энергетические потери в этом случае достигают 0.5 дБ.

Обобщение рассматриваемых моделей распространения сигналов в лесных массивах, например, учитывающих влияние уровня подстилки, а также оценивание энергетических потерь с использованием этих моделей для более широкого класса цифровых сигналов с двумерными «созвездиями», представляют перспективное направление научных исследований.

Автор для переписки: Назаров Лев Евгеньевич, levnaz2018@mail.ru

Финансирование

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект №20-07-00525).

Литература

1. Tamir T. On radio wave propagation in forest environments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1967. V.15. №6. P.806-817.
2. Попов В.И. *Распространение радиоволн в лесах*. Москва, Горячая линия – Телеком. 2015. 392 с.
3. Sarabandi K., I-S Koh. Effect of Canopy - Air Interface Roughness on HF - VHF Wave Propagation in Forest. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2002. V.50. №2. P.111-121.
4. Ulaby F. T., Sarabandi K., McDonald K., Whitt M., and Dobson M. C. Michigan microwave Canopy Scattering Model. *International Journal Remote Sensing*. 1990. № 11(7). P.1223-1253.
5. Gu W., Tsang L., Colliander A., Yueh S.H. Wave Propagation in Vegetation Field Using a Hybrid Method. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2021. V.69. №10. P.6752-6761. <https://doi.org/10.1109/TAP.2021.3069487>

6. Permyakov V.A., Michailov M.S., Malevich E.S. Calculation of the radar station field in 3D space in the presence of forest and other obstacles by the method of parabolic equation. *2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS)*. St. Petersburg, 2017. P.3754-3757. <https://doi.org/10.1109/PIERS.2017.8262410>
7. Якубов В.П. Сверхширокополосное зондирование лесного полога. *Журнал радиоэлектроники*. 2002. № 10. <http://jre.cplire.ru/jre/oct02/2/text.html>.
8. Malevich E.S., Mikhailov M.S., Permyakov V.A. Application of the Parabolic Equation Method for Analyzing the Influence of Forest Massifs on the Radio Wave Propagation. *4-th International conference on information technologies in engineering and education. INFORINO 2018. Moscow, 23–26 October*. <http://doi.org/10.1109/INFORINO.2018.8581710>
9. Recommendation ITU-R P.833-9 (09/2016). Attenuation in vegetation. 2013.
10. Чухланцев А.А., Шутко А.М., Головачев С.П. Ослабление электромагнитных волн растительными покровами. *Радиотехника и электроника*. 2003. Т.48. №11. С.1285-1311.
11. Крапивин В.Ф., Чухланцев А.А., Потапов И.И., Солдатов В.Ю. Ослабление электромагнитных волн лесным покровом (обзор). *Проблемы окружающей среды и природных ресурсов*. 2018. №2. С.22-80.
12. Кашкин В.Б., Кокорин В.И., Миронов В.Л., Сизасов С.В. Экспериментальное определение электрофизических параметров лесного покрова с использованием сигналов глобальных навигационных систем ГЛОНАСС и GPS. *Радиотехника и электроника*. 2006. Т.51. №7. С.825-830.
13. Басанов Б.В., Ветлужский А.Ю., Калашников В.П. Метод определения эффективной диэлектрической проницаемости лесного полога. *Журнал радиоэлектроники*. 2010. №4. <http://jre.cplire.ru/jre/apr10/3/text.pdf>.
14. Гельцер А.А., Кузнецова Н.А. Экспериментальная оценка сезонных особенностей ослабления радиоволн лиственным лесом. *Научная сессия ТУСУР-2011*. Томск. 04–06 мая 2011. С.13-15.

15. Яковлев О.И., Якубов В.П., Урядов В.П., др. *Распространение радиоволн*. Москва, ЛЕНАНД. 2009. 496 с.
16. Гинзбург В.Л. *Распространение электромагнитных волн в плазме*. Москва, Наука. 1960. 552 с.
17. Скляр Б. *Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение*. Москва, Вильямс. 2003. 1104 с.
18. Попов В.И. Тензор эффективной проводимости среды с двухслойными частицами дисперсной среды. *Магнитная гидродинамика*. 1982. №4. С. 76-78.
19. Долуханов М.П. *Распространение радиоволн*. Москва, Издательство по вопросам связи и радио. 1960. 392 с.
20. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Анализ искажений радиоимпульсов при распространении по ионосферным линиям передачи спутниковых систем связи. *Электромагнитные волны и электронные системы*. 2016. Т.21. №5. С.37-45. <https://doi.org/10.18127/j15604128-202105-02>
21. Proakis J.G., Salehi M. *Digital communication. 5 Edition*. McGraw –Hill. Huger Education. 2001. 1150 p.
22. *Specification for second-generation COSPAS-SARSAT 406 MHz distress beacons*. C/S 2016. T.018. Issue 1.

Для цитирования:

Назаров Л.Е. Модели искажений сигналов при распространении в лесных массивах. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2022. №2. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.2.12>