

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 537.876;537.874;621.372

ИССЛЕДОВАНИЕ СКОРОСТИ ЗАТУХАНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ ВОЛНЫ НА ОТКРЫТОЙ МЕСТНОСТИ В ДВУХЛУЧЕВОЙ МОДЕЛИ

© 2023 г. Ю. В. Андреев^{a, b, *, **}, М. М. Петросян^a

^a Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация

^b Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет),
Институтский пер., 9, Долгопрудный Московской обл., 141700 Российская Федерация

*E-mail: yuwa@cplire.ru

**E-mail: andreev.iuv@mipt.ru

Поступила в редакцию 24.10.2022 г.

После доработки 24.10.2022 г.

Принята к публикации 25.01.2023 г.

Исследованы особенности распространения сверхширокополосной волны над поверхностью Земли в двухлучевой модели. Показано, что существует предельное расстояние (точка срыва), до которого сверхширокополосная волна затухает примерно как в свободном пространстве с показателем затухания $n = 2$, не испытывая замираний, благодаря крайне малому времени автокорреляции сверхширокополосной волны; за точкой срыва показатель затухания волны становится равным $n = 4$.

DOI: 10.31857/S0033849423100030, EDN: DPJTWf

ВВЕДЕНИЕ

Показатель затухания мощности является одним из основных факторов, определяющих дальность действия системы радиосвязи, а распространение радиосигналов — “классическая” задача радиофизики. Еще в начале XX в. при исследовании распространения синусоидальных сигналов над поверхностью Земли было показано, что эта задача хорошо описывается двухлучевой интерференционной моделью [1], в рамках которой радиоволна, распространяющаяся над землей, в точке приема складывается с волной, отраженной от поверхности раздела сред “земля–воздух”, а результат суммирования определяется интерференцией этих волн [1]. При больших углах падения θ (малых углах скольжения) волна отражается от земли с коэффициентом $R \approx 1$, при этом фаза волны изменяется на 180° , таким образом, прямая и отраженная волны оказываются почти равны по амплитуде и противоположны по фазе и в значительной степени “гасят” друг друга. Это приводит к тому, что на больших расстояниях затухание мощности радиоволны с расстоянием $P \sim r^{-n}$ происходит с показателем $n = 4$, а не $n = 2$, как в свободном пространстве.

Внедрение в практику радиосвязи сверхширокополосных (СШП) сигналов в начале 2000 годов [2, 3] и работа над стандартами СШП-радиосвязи

802.15.3а, 802.15.4а и др. [4, 5] заставили еще раз обратиться к этой научной проблеме. Это связано с тем, что по некоторым свойствам СШП-сигналы очень сильно отличаются от традиционных узкополосных носителей. В частности, СШП-сигналы имеют быстроспадающую автокорреляционную функцию, вследствие чего в многолучевой среде прямая и отраженная волны не интерферируют, так как не являются коррелированными. Более того, при определенных условиях происходит некогерентное суммирование прямого и отраженных лучей, что приводит к усилению мощности сигнала на входе приемного устройства, как это происходит, например, с хаотическими СШП-радиоимпульсами [6]. В связи с этим необходимо понять, как малое время автокорреляции и отсутствие интерференции может сказываться на показателе затухания мощности СШП-радиоволны при распространении над Землей.

В ходе работы над стандартами беспроводной СШП-связи на основе большого массива узкополосных экспериментальных измерений создан ряд моделей распространения СШП-сигналов диапазона 3...10 ГГц в помещениях различного типа (жилых, офисных, промышленных) [7]. При этом вопрос распространения СШП-сигналов на открытой местности остался наименее проработанным. В частности, модель для открытой местности, предложенная Комитетом по стандартиза-

ции 802.15.4а, предназначена только для расстояний $r \leq 20$ м; при этом предлагается использовать показатель $n = 1.6...1.8$ [8]. Также во многих экспериментальных исследованиях на открытой местности авторы ограничиваются расстояниями $r = 20...30$ м, что, возможно, объясняется ограничениями регулятора, так как в большинстве стран СШП-системы связи относят к системам персонального уровня с дальностью 1...10 (30) м [2, 3].

Немногочисленные экспериментальные работы по измерениям на открытой местности дают противоречивые результаты. Например, в работе [9] собраны данные для модели СШП-канала в трех средах — открытое поле, густой лес и город. По заключению авторов [9], параметры, полученные из экспериментальных данных, точно соответствуют модели СШП-канала IEEE 802.15.4а для открытой местности; утверждается, что эту модель можно использовать в более широком диапазоне параметров канала, чем заявлялось ранее (измерения проводились для расстояний до 70 м).

В работе [10] рассматривается проблема функционирования СШП-систем на очень малом расстоянии от земли (например, антенны лежат на земле). Кроме основной волны и волны, отраженной от земли, учитываются множественные отражения от пригорков, высокой травы и т.п., но при этом используется порог (30 дБ) отсекаания слабых лучей. Измерения проведены на неровных поверхностях на открытой местности и в разреженном лесу. Форма импульсов записывалась с разрешением 61 пс; полоса сигнала 3.1...5.2 ГГц, расстояние 1...30 м; высоты антенн 30 см. Для открытой местности получено $n = 1.8$, для леса $n = 1.6$.

Однако имеются другие экспериментальные работы, в которых получены значения показателя $n > 2$, с довольно большим разбросом от 2.5 до 4.5 [11–15].

Например, в работе [11] исследуются такие характеристики распространения сигнала типа ультракоротких импульсов с шириной полосы $\Delta f = 1.3$ ГГц, как средняя задержка, ее распределение, затухание и влияние лесной растительности; авторы указывают, что измеренные показатели ослабления сигнала ограничены значениями $2 < n < 3$.

В работе [12] были проведены измерения СШП-каналов возле земли на значительном расстоянии между передатчиком и приемником (до 200 м); использовался OFDM-сигнал; четыре канала в полосе частот 3...10 ГГц; высота антенн от 10 до 200 см. При высоте передающей и приемной антенн $H_{Tx,Rx} = 2$ м авторы получили значение показателя затухания $n = 2.14$; для $H_{Tx,Rx} = 10...50$ см — значения $n = 3.3...3.6$.

В целом задача создания специальных моделей распространения СШП-сигнала на открытой местности не удостоилась вниманием исследова-

телей. Возможно, это объясняется тем, что изначально СШП-системы связи предназначались для использования внутри помещений. Тем не менее ранее в некоторых работах использовалась двухлучевая интерференционная модель для оценки затухания мощности СШП-сигнала. Например, работа [13] посвящена распространению СШП-сигнала внутри помещений, однако ее результаты фактически относятся к открытой местности, так как в описанной модели учитывается только один луч, отраженный от земли. В этой модели авторы вычисляли зависимость ослабления L узкополосного сигнала от частоты f и расстояния x , а ослабление СШП-сигнала оценивали путем усреднения (интегрирования) значений ослабления $L(f, x)$ в полосе частот СШП-сигнала. Авторы сделали следующие выводы: СШП-сигнал испытывает существенно меньшие замирания, чем узкополосный; для СШП-сигнала существует “точка срыва”, т.е. расстояние, на котором показатель затухания резко меняется от $n = 2$ до $n = 4$, подобно тому, как это происходит с узкополосными сигналами.

Похожие результаты были получены в задаче корреляционного приема конкретного типа СШП-сигналов в форме сверхкоротких импульсов, распространяющихся над поверхностью Земли [14]. Полученное в двухлучевой модели аналитическое решение показывает, что на больших расстояниях затухание СШП-импульсов происходит с показателем $n = 4$.

В данной работе вопрос распространения СШП-волны рассматривается на примере хаотических радиоимпульсов (фрагментов непрерывного хаотического СШП-сигнала, генерируемого динамической системой), которые используются в качестве носителя в прямохаотических системах связи [16]. Задача исследована с помощью двухлучевой модели как в частотной, так и во временной области.

Также проведен анализ того, в какой степени результаты, полученные для хаотических СШП-сигналов, характерны для других типов СШП-сигналов.

1. ДВУХЛУЧЕВАЯ МОДЕЛЬ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СШП-РАДИОВОЛН НАД ПЛОСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ РАЗДЕЛА ДВУХ СРЕД

Сначала рассмотрим классическую двухлучевую интерференционную модель для узкополосных волн, а затем обобщим ее на сверхширокополосные волны.

1.1. Узкополосная модель

Классическая модель описывает распространение гармонической электромагнитной волны над плоской поверхностью раздела двух сред [1].

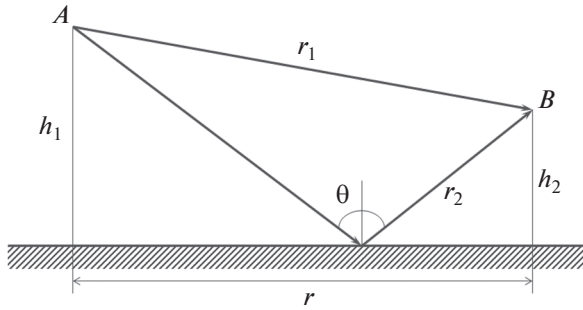


Рис. 1. Двухлучевая модель.

Волна излучается в точке A , поднятой над границей раздела сред на высоту h_1 , и принимается в точке B на высоте h_2 (рис. 1).

Волна в точке приема B представляет собой сумму прямой волны и волны, отраженной от поверхности. Для описания поля в точке приема вычисляется интерференционный множитель V , который связывает комплексную амплитуду суммарного электрического поля $\dot{E}$ с комплексной амплитудой поля в свободном пространстве $\dot{E}_{ml}$:

$$\dot{E} = \dot{E}_{ml} V. \quad (1)$$

Выражение для интерференционного множителя (в случае ненаправленных антенн) выглядит следующим образом [1]:

$$V = \sqrt{1 + R^2(\theta_s) + 2R(\theta_s) \cos(k\Delta r + \beta(\theta_s))} \\ \varphi = -\arctg \frac{R(\theta_s) \sin(k\Delta r + \beta(\theta_s))}{1 + R(\theta_s) \cos(k\Delta r + \beta(\theta_s))}, \quad (2)$$

где V — амплитуда множителя, φ — его фаза, R и β — модуль и фаза коэффициента отражения $\dot{R}(\theta_s)$, $\theta_s = \arctg((h_1 + h_2)/r)$ — угол падения волны, $\Delta r = (r_2 - r_1)$ — разность хода отраженной и прямой волн, $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число, λ — длина волны.

Коэффициенты отражения от границы двух сред для горизонтальной (H) и вертикальной (V) поляризации рассчитываются по формулам

$$\dot{R}_H = \frac{\sin \theta_s - \sqrt{\dot{\epsilon} - \cos^2 \theta_s}}{\sin \theta_s + \sqrt{\dot{\epsilon} - \cos^2 \theta_s}}, \\ \dot{R}_V = \frac{\dot{\epsilon} \sin \theta_s - \sqrt{\dot{\epsilon} - \cos^2 \theta_s}}{\dot{\epsilon} \sin \theta_s + \sqrt{\dot{\epsilon} - \cos^2 \theta_s}}, \quad (3)$$

где $\dot{\epsilon}$ — комплексная диэлектрическая проницаемость второй среды (т.е. земли). Проницаемость первой среды (воздуха) принимается $\dot{\epsilon} = 1$.

1.2. Формула Введенского

На больших расстояниях r , когда угол падения волны близок к максимальному ($\theta_s \approx \pi/2$) и разность хода лучей становится меньше половины длины волны ($\Delta r < \lambda/2$), значения модуля и фазы коэффициента отражения вне зависимости от поляризации излучения стремятся к $R = 1$, $\beta = \pi$. Подставив эти значения в (2), получаем формулу Введенского для интерференционного множителя, которая во множестве практических случаев довольно точно описывает ослабление радиосигнала с увеличением расстояния [1]:

$$V_B \approx k\Delta r \approx \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda r}. \quad (4)$$

В качестве границы зоны по расстоянию, в которой действует формула Введенского (будем называть ее “зоной формулы Введенского”), можно взять условие $V_B(r) = 1$.

Для примера приведем расчетный график интерференционного множителя. В радиофизике интерференционный множитель принято изображать как функцию угла падения $V(\theta_s)$, однако при описании коммуникационных задач более информативно представлять его как функцию расстояния $V(r)$ (рис. 2). Множитель рассчитан для нормированных параметров: частота $f = 1$, высота $h_1 = h_2 = 10\lambda$, расстояние также отображается в длинах волн. Расчеты проведены для двух вариантов поляризации.

Колебания амплитуды множителя $V(r)$ в левой части графика обусловлены интерференцией прямой и отраженной волн. Размах этих колебаний увеличивается при увеличении расстояния, так как растет коэффициент отражения ($R \rightarrow 1$ при $r \rightarrow \infty$).

Как видно из рис. 2, в зоне формулы Введенского (область после последнего максимума) интерференционный множитель в дважды логарифмическом масштабе ложится на прямую, убывающую со скоростью $1/r$. Соответственно, мощность поля уменьшается как $1/r^2$. А так как мощность сферической прямой волны в точке приема затухает со скоростью $1/r^2$, мощность суммарного сигнала в точке приема затухает со скоростью $1/r^2 \times 1/r^2 = 1/r^4$. В данном примере, граница зоны формулы Введенского составляет примерно $r = 1000\lambda$.

1.3. Двухлучевая модель для сверхширокополосных сигналов

Обобщим двухлучевую модель на сверхширокополосный случай.

Введем “интерференционный” множитель для СШП-сигнала $V_{\text{СШП}}$, определив его через отно-

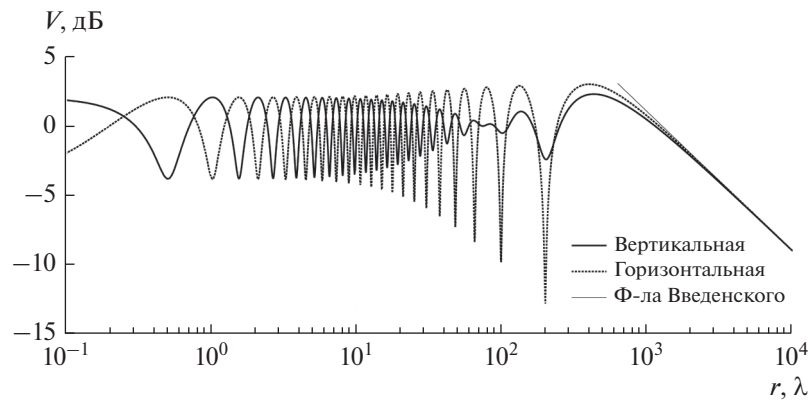


Рис. 2. Интерференционный множитель $V(r)$ для узкополосного сигнала; высота антенн $h = 10\lambda$; расстояние r в длинах волн λ ; два варианта поляризации — вертикальная и горизонтальная.

шение мощностей волны в точке приема в двухлучевом и однолучевом случаях:

$$P = P_1 V_{\text{СШП}}^2, \quad (5)$$

где P_1 — мощность волны в точке приема в свободном пространстве, а P — мощность в точке приема в системе с прямым и отраженным лучами.

Мощность СШП-сигнала P получим интегрированием поля по частоте

$$P = \int_0^\infty |E_m|^2 d\omega = \int_0^\infty (E_m V(\omega))^2 d\omega. \quad (6)$$

Представим комплексную амплитуду электрического поля СШП-волны на частоте ω в виде

$$\dot{E}_m(r, \omega) = \frac{A\omega}{r\sqrt{4\pi}} \dot{S}(\omega) \exp[-i(kr + \varphi)], \quad (7)$$

где A — множитель, определяющий интенсивность колебаний, $S(\omega)$ — комплексная спектральная плотность СШП-сигнала; r — расстояние от излучателя до точки наблюдения; $\varphi(\omega)$ — случайная фаза тока возбуждения излучателя. Будем считать, что частота СШП-сигнала ограничена полосой $[\omega_b, \omega_n]$.

Тогда после несложных преобразований получим

$$V_{\text{СШП}}^2 = \frac{\int_{\omega_n}^{\omega_b} |S(\omega)|^2 |V(\omega)|^2 d\omega}{\int_{\omega_n}^{\omega_b} |S(\omega)|^2 d\omega}. \quad (8)$$

Здесь следует обратить внимание на то, что интерференционный множитель для сверхширокополосного сигнала $V_{\text{СШП}}^2$ нельзя получить просто усреднением по частоте узкополосного интерференционного множителя по мощности $|V(\omega)|^2$, как

это делается в работе [13], так как он определяется не только множителем $V(\omega)$, но и спектром сигнала $S(\omega)$.

Простое усреднение возможно только в том случае, если СШП-сигнал имеет идеально ровную спектральную характеристику вида

$$|S(\omega)| = \begin{cases} 1, & \omega \in [\omega_n, \omega_b] \\ 0, & \omega \notin [\omega_n, \omega_b] \end{cases}. \quad (9)$$

В таком случае выражение для интерференционного множителя $V_{\text{СШП}}$ можно упростить:

$$V_{\text{СШП}}^2 = \frac{1}{(\omega_b - \omega_n)} \int_{\omega_n}^{\omega_b} |V(\omega)|^2 d\omega. \quad (10)$$

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗАДАЧИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СШП-РАДИОВОЛН НАД ЗЕМЛЕЙ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ

Проиллюстрируем полученные аналитические результаты расчетами множителя $V_{\text{СШП}}$ для следующего СШП-сигнала: нормированная полоса частот $f = 0.8 \dots 1.25$; средняя частота $f_{\text{cp}} = \sqrt{f_n f_b} = 1$; относительная ширина полосы частот (коэффициент “сверхширокополосности”) $\mu = \Delta f / f_{\text{cp}} = 0.45$, $h_1 = h_2 = 10\lambda$ (здесь λ соответствует длине волны на средней частоте f_{cp}). Результат представлен на рис. 3.

Сравнивая рис. 2 и 3, легко заметить, что почти до зоны формулы Введенского в случае СШП-сигнала практически не наблюдается колебаний амплитуды интерференционного множителя, которые характерны для узкополосных сигналов. Это объясняется отсутствием интерференции прямой и отраженной волн.

Однако такая ситуация наблюдается не во всем диапазоне расстояний. Время автокорреляции

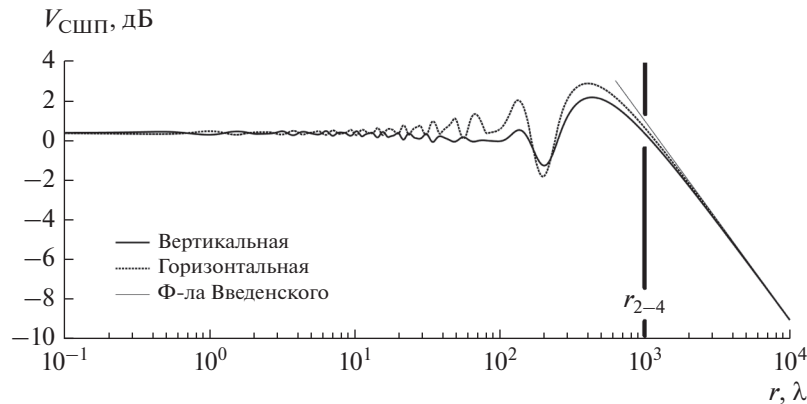


Рис. 3. Интерференционный множитель $V_{\text{СШП}}(r)$ для СШП-сигнала.

шумоподобного СШП-сигнала τ обратно пропорционально ширине полосы частот [17]:

$$\tau = 1/\Delta f. \quad (11)$$

Когда задержка Δt между прямой и отраженной волнами становится меньше τ , эти волны становятся коррелированными и интерферируют, а при увеличении расстояния r график множителя $V_{\text{СШП}}$ начинает вести себя примерно так же, как в узкополосном случае.

Оценим расстояние $r_{\text{кор}}$, на котором волны становятся коррелированными. Подставляя ранее введенный коэффициент сверхширокополосности $\mu = \Delta f/f_{\text{ср}}$ в выражение (11), получаем $\tau = 1/(\mu f_{\text{ср}})$. Соответствующая длина автокорреляции (АК) вычисляется по формуле $l_{\text{АК}} = c\tau = c/(\mu f_{\text{ср}}) = \lambda/\mu$. В нашем примере $\mu = 0.45$, тогда $l_{\text{АК}} = \lambda/\mu = \lambda/0.45 \approx 2.2\lambda$. Таким образом, при разности хода прямой и отраженной волн $\Delta r \leq l_{\text{АК}} = 2.2\lambda$ волны начинают гасить друг друга. Так как при больших расстояниях $\Delta r \approx 2h_1h_2/r$, то, решая уравнение $\Delta r = l_{\text{АК}}$ относительно переменной r , получаем $r_{\text{кор}} = 2h_1h_2\mu/\lambda$. Например, при $h_1 = h_2 = 10\lambda$ это расстояние равно $r_{\text{кор}} = 2 \times 10\lambda \times 10\lambda \times 0.45/\lambda = 90\lambda$. Другими словами, в примере на рис. 3 на расстояниях $r \geq 90\lambda$ разность хода прямой и отраженной волн становится так мала, что волны оказываются коррелированными, поэтому график $V_{\text{СШП}}$, как в узкополосном случае, выходит на асимптотическую формулу Введенского.

3. ПРЯМОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗАДАЧИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СШП-РАДИОВОЛНЫ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

Результаты предыдущего раздела получены путем расчетов в частотной области, что эквивалентно использованию бесконечных во времени непрерывных сигналов. Однако в практических системах СШП-связи передача информации осу-

ществляется с помощью радиоимпульсов конечной длины [16]. Поэтому прямое моделирование распространения СШП-сигнала во временной области также представляет интерес, поскольку оно позволяет учесть такие факторы, как конечная длина радиоимпульсов, разброс мощностных и спектральных характеристик от импульса к импульсу и т.п.

Модель двухлучевого распространения во временной области можно описать следующим образом. Обозначим “прямой” радиоимпульс $x(t)$, $t \in [0, T]$. Если показатели второй среды существенно меняются в полосе частот СШП-сигнала, тогда моделирование в частотной области будет более удобным. Если же комплексный коэффициент отражения $\hat{R} = |R|\exp(i\beta)$ можно считать постоянным в полосе частот СШП-сигнала, то сигнал в точке приема принимает следующий вид:

$$y(t) = \sqrt{L_1}x\left(t - \frac{r_1}{c}\right) + \sqrt{L_2}x\left(t - \frac{r_2}{c}\right)|R|\cos(\beta). \quad (12)$$

Здесь L_1, L_2 – затухание мощности прямой и отраженной волн, рассчитываемое по формуле $L = (4\pi f_{\text{ср}}r/c)^2$, где $f_{\text{ср}}$ – средняя частота СШП-сигнала, r – путь, пройденный волной, c – скорость света. Данная формула соответствует случаю изотропных антенн на передатчике и приемнике.

Мощность сигнала в точке приема $P = \langle |y(t)|^2 \rangle$. Тогда интерференционный множитель вычисляется по формуле

$$V_{\text{СШП}}^2 = \frac{\int_0^T \left(x(t) + \frac{r_2}{r_1} x(t - \Delta r/c) |R|\cos(\beta) \right)^2 dt}{\int_0^T x^2(t) dt}. \quad (13)$$

Использован следующий алгоритм моделирования: сформировать хаотический сигнал, нарезать из него некоторое количество радиоимпульсов

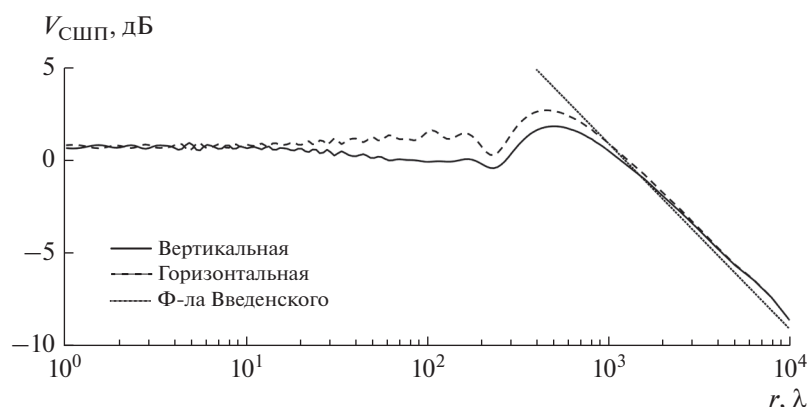


Рис. 4. Интерференционный множитель СШП-сигнала $V_{\text{СШП}}$ (моделирование во временной области).

длительности T — это будут импульсы “прямой” волны $x(t)$, $t \in [0, T]$. Сформировать из них “отраженные” радиоимпульсы, внося затухание (вследствие увеличения пути), коэффициент отражения и изменение фазы. После этого сложить “прямые” импульсы с “отраженными” с учетом задержки, вычислить энергию радиоимпульсов, интерференционный множитель, а затем усреднить результат по всем импульсам.

На рис. 4 представлен график $V_{\text{СШП}}$ для параметров $f = 0.8 \dots 1.25$, $h_1 = h_2 = 10\lambda$, как на рис. 3. Длина радиоимпульсов T в данном примере составляет 400 периодов средней частоты.

Сравнивая рис. 3 и 4, можно сделать вывод, что в целом результат изменился мало, а различия несущественны. Более сильная интерференционная рябь связана, по-видимому, с остаточной корреляцией хаотических радиоимпульсов конечной длины, а небольшие количественные различия значений множителя (в пределах 1...1.5 дБ) — с более точным учетом ослабления мощности отраженного импульса.

4. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Анализируя типичный график интерференционного множителя $V_{\text{СШП}}$ на рис. 3 и 4, можно выделить две четко отличающиеся зоны по расстоянию r . В левой части графика, до зоны формулы Введенского, множитель практически постоянен и близок к единице, $V_{\text{СШП}}^2(r) \approx 1$ (0 дБ), т.е. мощность суммарной волны близка к мощности прямой волны. Следовательно, в этой области расстояний мощность волны уменьшается со скоростью r^{-2} , как в свободном пространстве. Важно отметить практическое отсутствие интерференции прямой и отраженной волн в этой области.

В правой части графика интерференционный множитель $V_{\text{СШП}}^2(r)$ затухает со скоростью r^{-2} , что приводит к затуханию мощности принятого сигнала со скоростью r^{-4} . Границу между двумя зонами можно ввести, приравняв выражение (4) единице, т.е. $V_{\text{В}}(r) = 1$, откуда

$$r_{2-4} = 4\pi h_1 h_2 / \lambda. \quad (14)$$

Важно отметить, что граница (“точка срыва”) r_{2-4} зависит только от высоты антенн и средней длины волны.

Полученные результаты могут представлять интерес для разработчиков систем СШП-связи для открытой местности. Поскольку скорость затухания мощности сигнала напрямую определяет дальность связи, разработчику выгодно оставаться в зоне “свободного пространства”. Тогда при фиксированных прочих параметрах схемы связи с учетом выражения (14) варьирование высоты подвеса передающей и приемной антенн остается единственным доступным параметром влияния на предельное значение дальности (рис. 5). В качестве примера на рис. 5 показано, как каждое увеличение высоты подвеса антенн в 3 раза позволяет на порядок увеличить расстояние, в пределах которого характер распространения радиоволны близок к свободному пространству.

5. ПРОФИЛЬ МЕСТНОСТИ КАК ФАКТОР, ПОЗВОЛЯЮЩИЙ ОБОЙТИ ОГРАНИЧЕНИЕ ПО ДАЛЬНОСТИ

Как следует из модели, интерференция прямой и отраженной волн существенно ограничивает дальность действия системы связи на открытой местности, причем разработчик практически не имеет средств воздействия на этот показатель, кроме изменения высоты подвеса антенн.

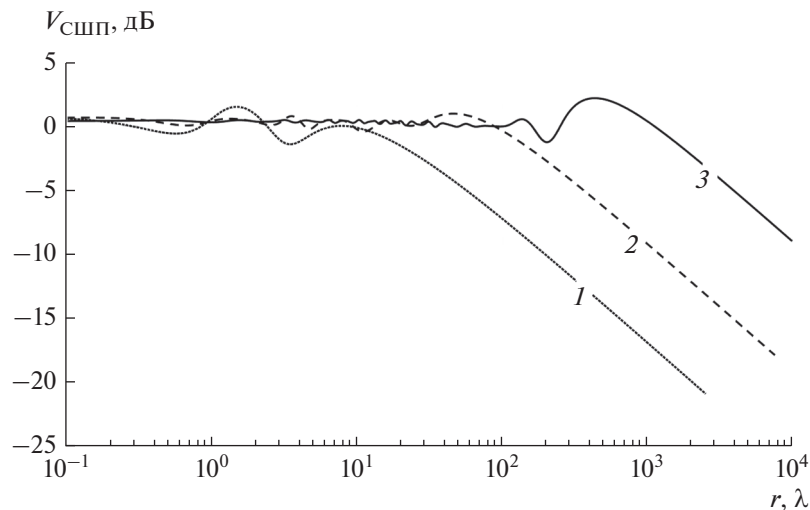


Рис. 5. Интерференционный множитель СШП-сигнала $V_{\text{СШП}}$; высоты антенн 1λ (кривая 1), 3λ (2) и 10λ (3).

Однако ситуация может измениться, если поверхность раздела сред “воздух–земля” не является плоской (для традиционных систем связи такая ситуация описана в [1]). Рассмотрим пример, в котором особый профиль местности позволяет осуществлять радиосвязь за пределами дальности, достижимой над плоской поверхностью. Применим двухлучевую модель для случая распространения СШП-волны над котловиной (лощиной, ущельем), как на рис. 6. Для простоты будем считать котловину цилиндрической с радиусом кривизны R .

На рис. 7 представлен график интерференционного множителя $V_{\text{СШП}}$ для значений параметров $f = 0.8 \dots 1.25$, $h_1 = h_2 = 3\lambda$. Глубина котловины

$H = 20\lambda$, длина трассы между краями котловины $L = 1000\lambda$ ($R = 6260\lambda$). Приемное устройство перемещается по котловине от одного края до другого.

Для указанных значений частоты и высоты антенн, при движении приемника над плоской поверхностью точка срыва составила бы $r_{2-4} \approx 100\lambda$ (см. рис. 5, кривая 2), на что указывает и приведенный здесь график формулы Введенского для использованного набора параметров. Однако наличие впадины приводит к тому, что разность хода лучей на всем маршруте нигде не подходит к нулю (в данном примере, $\Delta r_{\text{мин}} \approx \lambda/7$) поэтому во всем диапазоне расстояний множитель $V_{\text{СШП}}$ остается примерно постоянным с вариациями в пределах $0 \dots 3$ дБ. Таким образом, в данном примере условия распространения СШП-волны оказываются близки к свободному пространству.

6. СРАВНЕНИЕ С ДРУГИМИ ТИПАМИ СШП-СИГНАЛОВ

Описанные явления довольно сильно отличаются хаотические СШП-сигналы от узкополосных носителей традиционных систем связи. В то же время подобные явления могут наблюдаться, по-видимому, не только для хаотических СШП-сигналов, но и для СШП-сигналов других типов. Основным свойством сигналов, на котором основаны полученные результаты, является быстро спадающая автокорреляционная функция, а это свойство характерно для всех СШП-сигналов. Поэтому такие результаты должны наблюдаться и для сверхкоротких импульсов, и для OFDM-импульсов. Время автокорреляции линейно-частотно-модулирован-

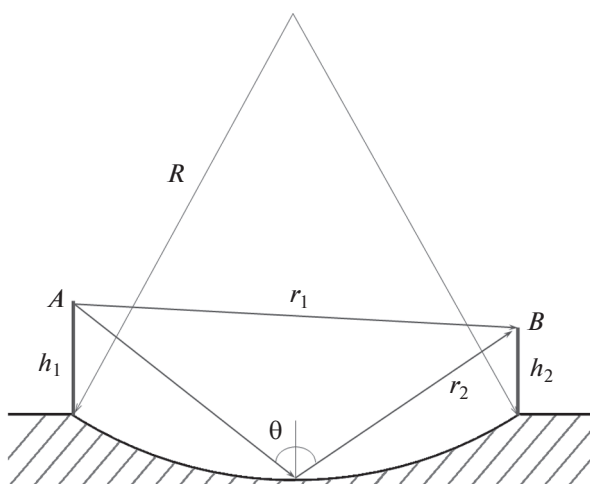


Рис. 6. Распространение СШП-волны над котловиной.

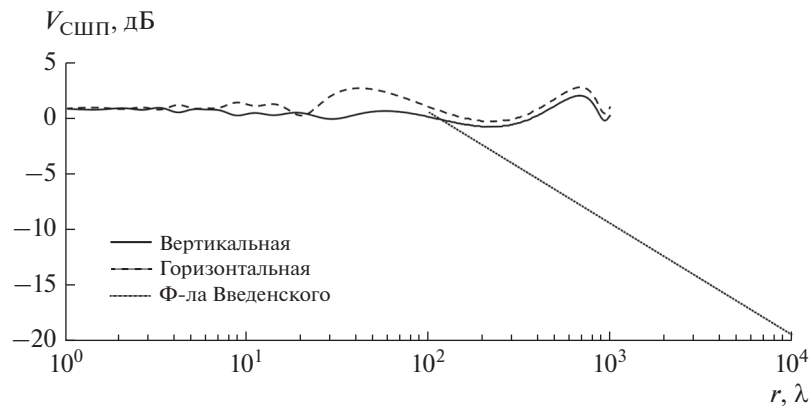


Рис. 7. Интерференционный множитель СШП-сигнала $V_{\text{СШП}}$ при распространении над котловиной.

ных (ЛЧМ) импульсов (при равной длине с хаотическими радиоимпульсами) обычно больше, поэтому для СШП ЛЧМ-импульсов функция интерференционного множителя $V_{\text{СШП}}(r)$ будет иметь более выраженные экстремумы перед точкой срыва r_{2-4} .

Стандартом 802.15.4a предусмотрено использование не одиночных сверхкоротких или ЛЧМ-импульсов, а символов, представленных пачками импульсов. Для пачек с нерегулярным заполнением импульсами ситуация не меняется, так как для таких СШП-сигналов также характерно малое время автокорреляции. Однако для регулярных пачек сверхкоротких импульсов и ЛЧМ-импульсов, это не так, поэтому форма функции интерференционного множителя $V_{\text{СШП}}(r)$ для регулярных сигналов, скорее всего, будет похожа на функцию $V(r)$ для узкополосных сигналов, как на рис. 2.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследована задача распространения сверхширокополосного шумоподобного хаотического сигнала над поверхностью земли с помощью двухлучевой модели. Показано, что данная модель хорошо выявляет основные особенности распространения СШП-сигнала и способна объяснить разнородные экспериментальные данные по распространению СШП-сигналов на открытой местности. На небольших расстояниях $r \leq r_{2-4}$ (14) СШП-сигнал распространяется над поверхностью земли, примерно как в свободном пространстве, при практически полном отсутствии интерференции прямой и отраженной волн. На расстояниях $r > r_{2-4}$ характер распространения меняется, и показатель затухания мощности СШП-сигнала с расстоянием резко увеличивается до $n = 4$.

Полученные результаты могут представлять интерес для разработчиков систем СШП-связи. Поскольку скорость затухания мощности сигнала напрямую определяет дальность связи, разработ-

чику выгодно оставаться в зоне “свободного пространства”. Показано, что при фиксированных параметрах канала связи варьирование высоты подвеса передающей и приемной антенн остается единственным доступным параметром воздействия на предельное значение дальности связи.

В работе намеренно проигнорированы такие вопросы, как формирование луча, направленность антенн, шероховатость отражающей поверхности и т.п., поскольку они несущественны для понимания основных отличий характеристик распространения узкополосных и сверхширокополосных сигналов. В то же время, по всей видимости, все эти факторы оказывают на СШП-сигналы примерно такое же влияние, как и на узкополосные.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках государственного задания Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. М.: Связь, 1972.
2. ET Docket 98-153, FCC 02-48. April 22, 2002. Washington: Federal Communications Commission (FCC), 2002.
3. Решение ГКРЧ № 09-05-02 от 15 декабря 2009 г.
4. ECMA-368. High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard. 3rd ed. Dec. 2008.
5. 802.15.4a-2007. N.Y.: IEEE, 2007.
6. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Клецов А.В. // РЭ. 2007. Т. 52. № 7. С. 838.
7. Molisch A.F. Wireless Communications. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd., 2010.

8. *Molisch A.F., Balakrishnan K., Cassioli D. et al.* IEEE 802.15.4a Channel Modeling Sub-committee Report Final. IEEE 802.15-04-0662-02-004a. 2005. P. 3681.
9. *Richardson P., Xiang W., Shan D.* // Int. J. Ultra Wide-band Comm. and Syst. 2014. V. 3. № 1. P. 1.
10. *Yang Li, Kai D., Maorong J. et al.* // Aut. Control Comp. Sci. 2019. V. 53. P. 186.
<https://doi.org/10.3103/S014641161902010X>
11. *Win M.Z., Ramirez-Mireles F., Scholtz M.A., Barnes M.A.* // Proc. 1997 IEEE 47th Vehicular Techn. Conf. Technology in Motion. N.Y.: IEEE, 1997. V. 1. P. 251.
<https://doi.org/10.1109/VETEC.1997.596358>
12. *Sangodoyin S., Niranjayan S., Molisch A.F.* // Proc. 2013 7th Europ. Conf. Antennas and Propagation (EuCAP). N.Y.:IEEE, 2013. P. 3034.
13. *Sato S., Kobayashi T.* // 8th IEEE Int. Symp. Spread Spectrum Techniques & Applications. N.Y.: IEEE, 2004. P. 488.
<https://doi.org/10.1109/ISSSTA.2004.1371748>
14. *Maw M.M., Rankhamrat B., Promwong S.* // Proc. Reg. Conf. Comp. & Inf. Eng. (RCCIE-2013). Bangkok. Aug 22–23, 2013. P. 87.
15. *Siwiak K., Bertoni H.L., Yano S.M.* // Electronic Lett. 2003. V. 39. № 1. P. 142.
16. *Дмитриев А.С., Панас А.И.* Динамический хаос: новые носители информации для систем связи. М.: Физматлит, 2002.
17. *Рытов С. М.* Введение в статистическую радиофизику. Ч. 1. Случайные процессы. М.: Наука, 1966.