

Двухлучевая модель распространения сверхширокополосного радиосигнала

Ю.В. Андреев^{1,2}, М.М. Петросян¹

¹ Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
125009, Москва, ул. Моховая, 11/7

E-mail: yuva@cplire.ru

² Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)

141700, г. Долгопрудный, Институтский пер. 9

E-mail: andreev.iuv@mipt.ru

Исследуются особенности распространения сверхширокополосного сигнала над плоской поверхностью раздела двух сред. Получено обобщение классической двухлучевой модели на случай сверхширокополосных сигналов. Также проведено прямое моделирование двухлучевой модели во временной области. Расчеты показали, что, как и в случае узкополосных сигналов, на достаточно больших расстояниях интерференционный множитель подчиняется формуле Введенского. В то же время, на малых расстояниях интерференция прямой и отраженной волн практически отсутствует. Сравнение с экспериментальными данными показывает, что двухлучевая модель хорошо отражает основные особенности распространения сверхширокополосных сигналов.

Ключевые слова: сверхширокополосный, распространение сигналов, двухлучевая модель, формула Введенского, хаотический сигнал

Two-path model of ultrawideband propagation

Yu.V. Andreyev^{1,2}, M.M. Petrosyan¹

¹ Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS.

² Moscow Institute of Physics and Technology.

Ultrawideband signal propagation over the flat surface is studied. Classical two-path (interference) model is extended to the case of ultrawideband signals; also, time-domain version of the two-path model is proposed for direct simulation. As in the case of narrowband signals, at sufficiently large distances the interference factor complies with the Vvedensky formula, whereas at small distances there is practically no interference of the incident and the reflected wave. Comparison with experimental data shows that the two-path model well describes the main features of the ultrawideband signal propagation over the earth.

Keywords: ultrawideband, signal propagation, two-path model, Vvedensky formula, chaotic signal

Введение

Распространение радиосигналов является «классической» задачей радиофизики, основные решения которой получены около 100 лет назад [1]. Однако внедрение в практику радиосвязи сверхширокополосных (СШП) сигналов в начале 2000-х годов и работа над стандартами СШП радиосвязи 802.15.3a, 802.15.4a и др. заставили вернуться к этой научной проблеме в связи с необходимостью создания моделей распространения СШП сигналов. На основе большого массива экспериментальных измерений создан ряд моделей распространения СШП сигналов диапазона 3-10 ГГц в помещениях различного типа (жилых, офисных, промышленных) [2]. Однако наименее проработанным остался вопрос распространения СШП сигналов на открытой местности. В частности, модель для открытой местности, предложенная Комитетом по

стандартизации 802.15.4a, предназначена только для расстояний $r = 1 \dots 20$ м; в этой модели предлагается использовать коэффициент ослабления мощности сигнала с расстоянием $n = 1,6 \dots 1,8$ [2]. В то же время, немногочисленные экспериментальные работы по измерениям на открытой местности в основном дают существенно более высокие значения показателя n от 2,5 до 4,5 [3-5].

В этой связи представляется актуальным рассмотреть проблему распространения сверхширокополосного радиосигнала над поверхностью земли. В данной работе распространение СШП сигналов исследуется на примере хаотических СШП сигналов, как наиболее активно применяемых в сверхширокополосных коммуникациях [6]. Кроме того, сверхширокополосные хаотические сигналы имеют ряд особенностей, существенно отличающих их от традиционных узкополосных информационных носителей. В частности, для них характерна быстроспадающая автокорреляционная функция, что проявляется в отсутствии интерференции при сложении отраженных сигналов и даже в усилении сигналов в многолучевой среде [7].

В данной работе вопрос распространения исследуется численно с помощью классической двухлучевой модели.

Двухлучевая модель

Рассмотрим сначала классическую двухлучевую интерференционную модель для узкополосных сигналов, а затем обобщим ее на сверхширокополосные сигналы.

Узкополосная модель

Классическая модель описывает распространение гармонической электромагнитной волны над плоской поверхностью раздела двух сред [1]. Волна излучается в точке А, поднятой над границей раздела сред на высоту h_1 , и принимается в точке В на высоте h_2 (см. рис. 1).

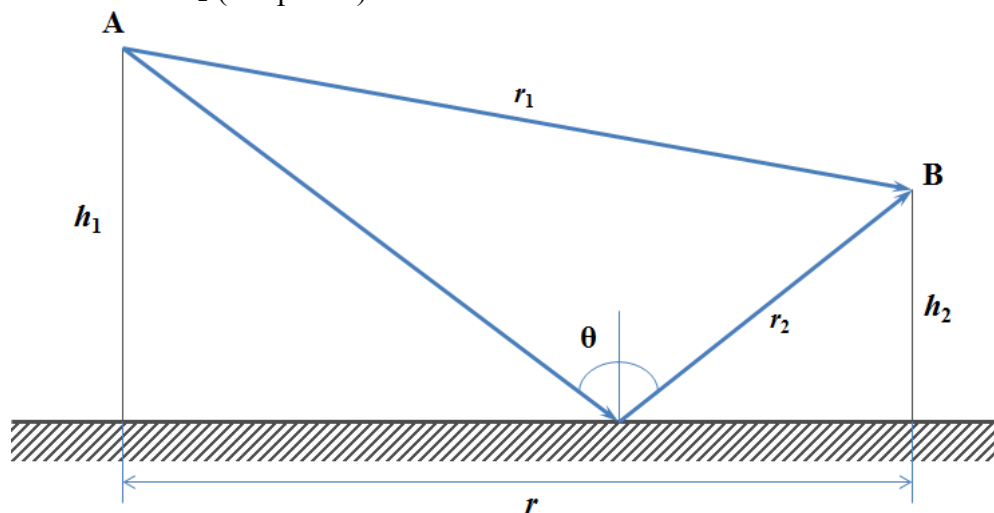


Рис. 1. Двухлучевая модель

Волна в точке приема В 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}_{m1} :

$$\dot{E} = \dot{E}_{m1} \cdot \dot{V}. \quad (1)$$

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

$$V = \sqrt{1 + R^2(\theta_s) + 2R(\theta_s) \cos(k\Delta r + \beta(\theta_s))}$$

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

где V – амплитуда множителя;

ϕ_V – 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 отраженного и прямого лучей;

$k = 2\pi/\lambda$ – волновое число;

λ – длина волны.

Коэффициенты отражения от границы двух сред для горизонтальной и вертикальной поляризации рассчитываются по формулам:

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

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

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 значениям $R = 1$, $\beta = \pi$. 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]:

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

В качестве границы зоны по расстоянию, в которой действует формула Введенского (будем называть ее «зоной формулы Введенского»), можно взять условие $V_{Введ}(r) = 1$.

Для примера приведем расчетный график интерференционного множителя V . 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 $V(r)$. На 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 дважды логарифмическом масштабе в зоне формулы Введенского (область после последнего максимума) интерференционный множитель 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 убывает со скоростью $1/r^2$, мощность суммарного сигнала в точке приема затухает со скоростью $1/r^2 \cdot 1/r^2 = 1/r^4$. В данном примере, граница зоны формулы Введенского составляет примерно $r = 1000\lambda$.

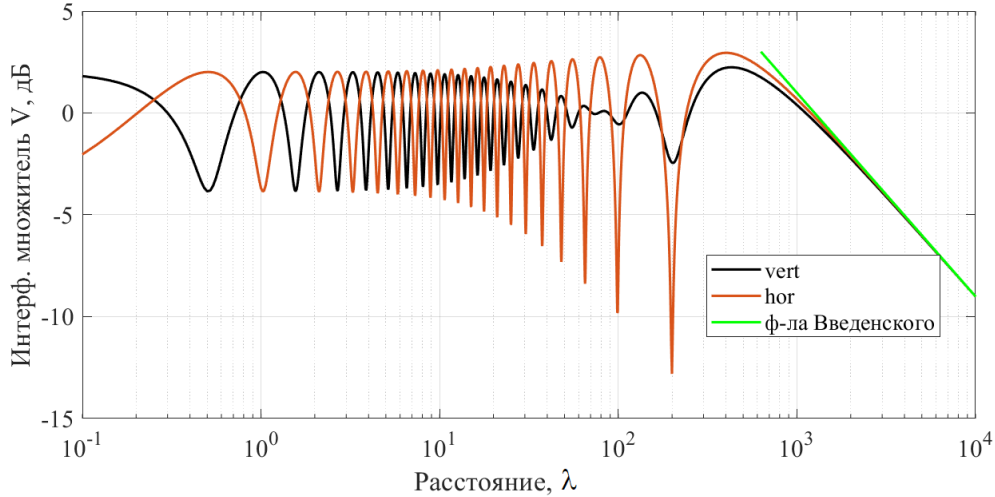


Рис. 2. Интерференционный множитель $V(r)$ для узкополосного сигнала. Высота антенн $h = 10\lambda$; два варианта поляризации

Двухлучевая модель для сверхширокополосных сигналов

Обобщим двухлучевую модель на сверхширокополосный случай.

Для СШП сигнала интерференционный множитель V_{UWB} можно определить через отношение мощностей волны в точке приема в двухлучевом и однолучевом случаях:

$$P = P_1 \cdot V_{UWB}^2. \quad (5)$$

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 рассчитаем путем интегрирования поля по частоте

$$P = \int_0^{\infty} |E_m|^2 d\omega = \int_0^{\infty} (E_{m1} \cdot V(\omega))^2 d\omega. \quad (6)$$

Распишем комплексную амплитуду электрического поля СШП волны на частоте ω :

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

где A – множитель, определяющий интенсивность колебаний, $S(\omega)$ – комплексная спектральная плотность СШП сигнала; r и $\varphi(\omega)$ – соответственно расстояние от излучателя до точки наблюдения и случайная фаза его тока возбуждения. Будем считать, что частота СШП сигнала ограничена полосой $[\omega_{lo}, \omega_{up}]$.

Тогда после несложных преобразований получим

$$V_{UWB}^2 = \frac{\int_0^{\infty} |S(\omega)|^2 \cdot |V(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega}. \quad (8)$$

Спектральная характеристика идеального полосно-ограниченного СШП сигнала с точностью до постоянного множителя может быть записана в виде

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

В этом случае, выражение для интерференционного множителя V_{UWB} можно упростить:

$$V_{UWB}^2 = \frac{1}{(\omega_{up} - \omega_{lo})} \int_{\omega_{lo}}^{\omega_{up}} |V(\omega)|^2 d\omega. \quad (10)$$

Другими словами, интерференционный множитель СШП сигнала V_{UWB} получается усреднением узкополосного интерференционного множителя (по мощности) $V^2(\omega)$ в полосе частот $[\omega_{lo}, \omega_{up}]$ СШП сигнала.

Проиллюстрируем полученные аналитические результаты расчетами множителя V_{UWB} для следующего СШП сигнала: нормированная полоса частот $f = 0,8-1,25$; средняя частота $f_{cp} = \sqrt{f_{lo}f_{up}} = 1$; относительная ширина полосы частот (коэффициент сверхширокополосности) $\mu = \Delta f / f_{cp} = 0,45$. Расчеты выполнены для трех значений высоты антенн излучателя и приемника СШП сигнала $h_1 = h_2 = 1\lambda, 3\lambda$ и 10λ , где λ – длина волны на средней частоте.

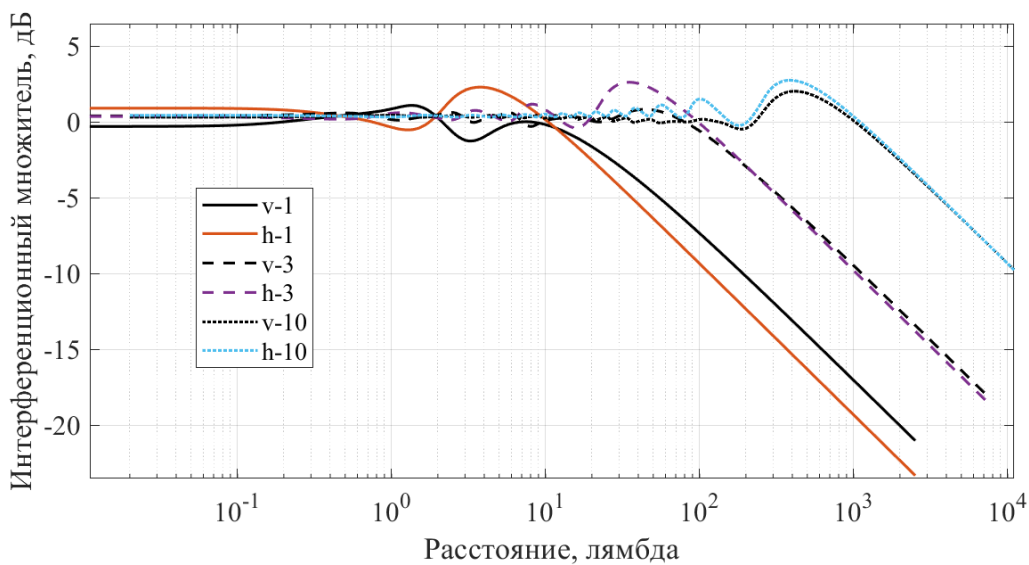


Рис. 3. Интерференционный множитель СШП сигнала V_{UWB} . Высоты антенн 1, 3 и 10λ

Сравнивая рис. 2 и 3, легко заметить, что почти до зоны ф. Введенского в СШП случае практически не наблюдается колебаний амплитуды интерференционного множителя, которые характерны для узкополосных сигналов. Это объясняется отсутствием интерференции прямой и отраженной волн, в силу того что они являются некоррелированными. Однако такая ситуация наблюдается не во всем диапазоне расстояний. Время автокорреляции шумоподобного сверхширокополосного сигнала τ обратно пропорционально ширине полосы частот [8]:

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

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

Оценим расстояние r_{corr} , на котором волны становятся коррелированными. Подставляя ранее введенный коэффициент сверхширокополосности $\mu = \Delta f / f_{cp}$ в выражение (2), получаем $\tau = 1/(\mu f_{cp})$. Соответствующая длина автокорреляции $l_{AK} = c\tau = c/(\mu f_{cp}) = \lambda/\mu$. В нашем примере, $\mu = 0,45$, тогда $l_{AK} = \lambda/\mu = \lambda/0,45 \approx 2,2\lambda$. Таким образом, при разности хода прямой и отраженной волн $\Delta r \leq l_{AK} = 2,2\lambda$ волны начинают гасить друг друга. Так как при больших расстояниях $\Delta r \approx 2h_1h_2/r$, то решая уравнение $\Delta r = l_{AK}$ относительно переменной r , получаем $r_{corr} = 2h_1h_2\mu/\lambda$. Например, при $h_1 = h_2 = 10\lambda$ это

расстояние равно $r_{corr} = 2 \cdot 10\lambda \cdot 10\lambda \cdot 0,45/\lambda \approx 90\lambda$. Другими словами, на расстояниях более $r \approx 90\lambda$ разность хода прямой и отраженной волн становится так мала, что волны оказываются коррелированными и график V_{UWB} начинает вести себя примерно так же, как в узкополосном случае.

Прямое моделирование

В предыдущем разделе, результаты по распространению сверхширокополосного сигнала над поверхностью земли, включая формулу (10), фактически получены путем усреднения узкополосного множителя $V(\omega)$ по непрерывной полосе частот. Вообще моделирование в частотной области эквивалентно использованию бесконечных во времени непрерывных сигналов. Однако в практических системах сверхширокополосной связи передача информации осуществляется с помощью радиоимпульсов конечной длины [6]. Поэтому имеет смысл провести прямое моделирование распространения СШП сигнала во временной области. Такое моделирование не только подтвердит результаты, полученные выше, но и покажет, как конечная длина радиоимпульсов, а также другие конкретные параметры радиосигнала (например, спектр) влияют на характеристики распространения.

Модель двухлучевого распространения во временной области описывается следующим образом. Обозначим прямой радиоимпульс $s(t)$, $t \in [0, T]$. Если показатели второй среды слабо меняются в полосе частот СШП сигнала, тогда комплексный коэффициент отражения $\dot{R} = |R|e^{i\beta}$ можно считать постоянным. В этом случае, сигнал в точке приема имеет вид

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

где L_1, L_2 – затухание мощности прямой и отраженной волн, рассчитываемое по формуле $L = (4\pi fr/c)^2$, где f – средняя частота СШП сигнала, c – скорость света.

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

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

Алгоритм моделирования следующий: сформировать хаотический сигнал, нарезать из него некоторое количество радиоимпульсов длительности T – это импульсы прямой волны. Затем требуется сформировать из них «отраженные» радиоимпульсы, внося затухание (вследствие увеличения пути), коэффициент отражения и изменение фазы. После этого следует сложить «прямые» импульсы с «отраженными» с учетом задержки, вычислить и усреднить (по всем импульсам) энергию радиоимпульсов.

На рис. 4 представлен график V_{UWB} для параметров $f = 0,8-1,25$, $h_1 = h_2 = 10\lambda$.

Сравнивая рисунки 3 (для высоты $h = 10\lambda$) и 4, можно сделать вывод, что результат изменился мало, а незначительные различия связаны с конечной длиной радиоимпульсов и с более точным учетом ослабления мощности отраженного импульса.

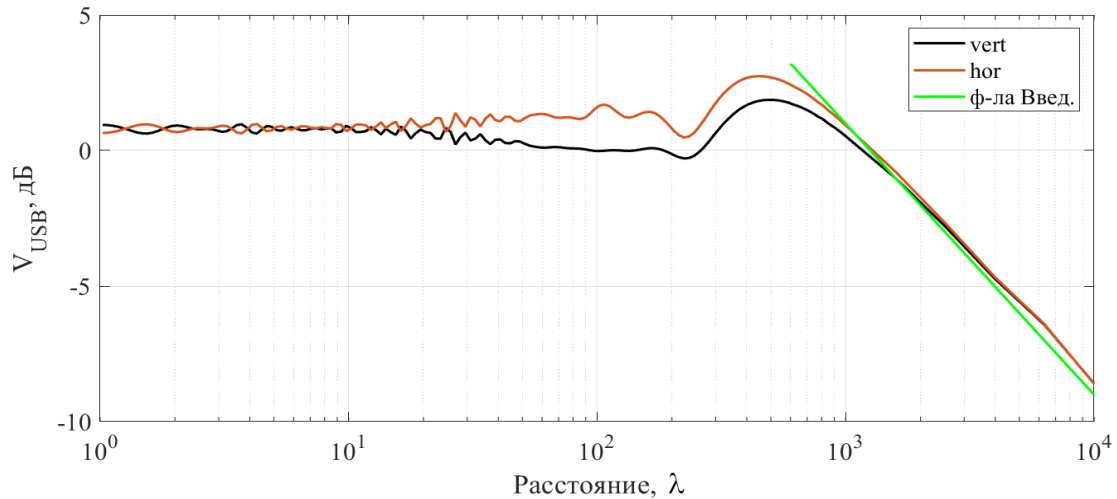


Рис. 4. Интерференционный множитель СШП сигнала V_{UWB} (моделирование во временной области)

Обсуждение

Анализируя типичный график интерференционного множителя V_{UWB} на рис. 4, можно выделить две четко отличающиеся зоны по расстоянию r . В левой части графика, до зоны формулы Введенского, множитель примерно равен единице $V_{UWB}^2(r) \approx 1$, 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 $V_{UWB}^2(r)$ ведет себя согласно формуле Введенского, т.е. затухает со скоростью r^{-2} , что приводит к затуханию мощности принятого сигнала со скоростью r^{-4} . Границу между двумя зонами можно ввести, приравнявая выражение (4) единице, т.е. $V_{Введ}(r) = 1$, откуда

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

Важно заметить, что граница зависит только от высоты антенн и средней длины волны.

Описанные явления довольно сильно отличают сверхширокополосные хаотические 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 некоторых других типов, например, сверхкоротких импульсов и (ограниченно) ЛЧМ-импульсов. Это связано с тем, что для этих типов СШП сигналов также характерно малое время автокорреляции. Однако для регулярных пачек сверхкоротких импульсов и ЛЧМ-импульсов, а также для OFDM-импульсов это не так, поэтому форма функции интерференционного множителя $V_{UWB}(r)$ для этих сигналов, скорее всего, будет похожа на функцию $V(r)$ узкополосных сигналов, как на рис. 2.

Выводы

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 неплохо объясняет экспериментальные данные по распространению сверхширокополосных и обычных сигналов на открытой местности. На небольших расстояниях $r \leq r_{2-4}$ СШП сигнал распространяется над поверхностью земли примерно как в свободном пространстве, при практически полном отсутствии интерференции

прямой и отраженной волн. А 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, 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 связи.

Работа выполнена по Государственному заданию.

Литература

1. Долуханов М. П. Распространение радиоволн. 4-е изд. – М.: Связь, 1972. - 336 с.
2. Molisch A.F. Wireless Communications. 2nd edition. – Wiley, 2010.
3. Aguiar A., Gross J. Wireless Channel Models // TKN Technical Report TKN-03-007, Berlin, April 2003.
4. Jodalen V., Pugh J., Vigneron P. Wideband propagation characteristics at 312 MHz in Eastern Norway and impact on waveform requirements // Proc. 2015 IEEE Military Communications Conf. (MILCOM 2015), 2015, pp. 1673-1678.
5. Tuset-Peiró P., Anglès-Vazquez A. et al. On the suitability of the 433 MHz band for M2M low-power wireless communications: propagation aspects // Trans. Emerging Tel. Tech. 2013. Vol. 25, no.12, 2014. pp. 1154-1168.
6. Дмитриев А.С. Динамический хаос как носитель информации (в сб. Новое в синергетике: Взгляд в третье тысячелетие). – М.: Наука, 2002, с. 82-122.
7. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А., Рыжов А.И. Экспериментальное исследование распространения сверхширокополосных хаотических сигналов в помещениях // Успехи современной радиоэлектроники, 2013, №3, с. 55-66.
8. Рыгов С. М. Введение в статистическую радиофизику. Ч. 1. Случайные процессы. – М.: Наука, 1966.