

УСИЛЕНИЕ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ В МНОГОЛУЧЕВОЙ СРЕДЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ

Ю.В. Андреев, А.С. Дмитриев, А.В. Клецов

Рассмотрены характеристики сверхширокополосных систем связи на основе хаотических радиоимпульсов в среде с многолучевым распространением. Подобными средами являются жилые и офисные помещения, производственные здания, склады и др. Показано, что при определенных условиях, накладываемых на длительность импульсов и длительность защитных интервалов между ними, в таких средах возникает эффект, приводящий к усилению сигнала по отношению к распространению в свободном пространстве. Установлено, что эффект многолучевого усиления может приводить к значительному увеличению дальности связи. Проведено сравнение характеристик сверхширокополосной системы связи с хаотическими радиоимпульсами и системы связи с ультракороткими импульсами в условиях многолучевой среды.

Введение

В последние годы в практику массовой радиосвязи вводятся сверхширокополосные (СШП) сигналы [1, 2]. Как правило, к ним причисляют сигналы с относительной шириной полосы частот $dF = 2\Delta f / (f_n + f_s) > 0,25$, где $\Delta f = f_s - f_n$, а f_s и f_n – верхняя и нижняя границы полосы частот, занимаемой сигналом. Однако в ряде случаев вводятся и другие определения. Так, в решении Федеральной комиссии по связи США, принятом в 2002 г., к сверхширокополосным сигналам, наряду с определенными выше, отнесены также сигналы с полосой $\Delta f > 500$ МГц [3].

Сверхширокополосные сигналы могут быть реализованы, например, на основе сверхкоротких импульсов [1, 2, 4, 5], хаотических колебаний [6–10], орто-

гонального частотного разделения каналов (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM) [11].

Нелицензируемое применение СШП радиосвязи регламентируется в США упомянутым выше документом [3], разрешающим применение беспроводной связи в диапазоне частот 3,1...10,6 ГГц со спектральной плотностью мощности $S(f) \leq -41,3$ дБм/МГц. Аналогичные правила приняты или находятся в стадии разработки в ряде других стран. Полная мощность излучения в полосе частот 7,5 ГГц не должна превышать $-2,3$ дБм (около 600 мкВт). Допускается использование только всенаправленных антенн. Совокупность этих ограничений определяет сферу применения СШП сигналов прежде всего для беспроводной связи с высокими (до 3 Гбит/сек) и средними (до 100 Мбит/сек) скоростями на расстояниях 1...30 м.

Значительная доля задач, которые могут возлагаться на такую связь, должна решаться в жилых помещениях, офисах и промышленных зданиях, т.е. в многолучевой среде. Типичными негативными эффектами, к которым приводит многолучевое распространение в классических узкополосных системах, являются замирания и межсимвольная интерференция.

В статье рассматривается влияние многолучевой среды на характеристики сверхширокополосной беспроводной связи, использующей в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы [6–10, 12–14]. Показывается, что в такой системе возникает эффект «усиления хаотических радиоимпульсов», приводящий к увеличению дальности работы системы связи.

1. Усиление хаотических радиоимпульсов в многолучевом канале

В прямохаотических системах передача информации осуществляется с помощью хаотических радиоимпульсов, длительность и положение которых во времени определяют скорость передачи информации и ее содержание. В частности, одной из простейших является схема передачи, в которой символ «1» передается путем излучения хаотического радиоимпульса на фиксированной

временной позиции длительностью T_C , а символа «0» – фактом отсутствия импульса на этой позиции. Временные позиции для передачи двоичных единиц информации разделяются защитными интервалами длительностью T_3 (см. рис. 1). Суммарная длительность $T_B = T_C + T_3$, равная длительности позиции информационного бита, определяет максимальную скорость передачи информации $C = 1/T_B$.

Как правило, многолучевое распространение ухудшает характеристики системы связи. Однако при принятии специальных мер и способов приема сигнала характеристики системы могут быть улучшены по отношению к характеристикам при однолучевом распространении. (В частности, такая ситуация реализуется в системах с rake-приемниками.)

Ясно, что характеристики системы связи зависят от вида используемого сигнала и типа приемника. В рассматриваемой системе связи в качестве приемника используется детектор огибающей (квадратичный детектор плюс фильтр нижних частот).

Пусть имеется непрерывный хаотический сигнал с постоянной спектральной плотностью в полосе частот Δf и характерным временем автокорреляции $\tau \cong 1/\Delta f$. Например, если полоса частот $\Delta f = 1$ ГГц, то $\tau = 1$ нс. Это означает, что два сигнала (луча), пребывающие в точку приема с запаздываниями, отличающимися более чем на 1 нс, будут некоррелированными, а квадратичный детектор будет реагировать на них как на сумму двух псевдослучайных некоррелированных сигналов. Мощность суммарного сигнала будет равна сумме мощностей первого и второго сигналов. При наличии многих сигналов (лучей), разнесенных по времени друг относительно друга более чем на 1 нс, мощность суммарного сигнала в точке приема будет также равна сумме мощностей всех пришедших сигналов.

Сложение импульсов отличается от сложения непрерывных сигналов тем, что процесс продолжается ограниченное время, продолжительность которого определяется длительностью импульсов и запаздываниями лучей. В том случае, когда максимальное запаздывание значительно меньше длины импульса, си-

туация приближается к случаю непрерывных сигналов, и происходит сложение мощностей сигналов. В другом предельном случае – импульсов коротких по сравнению со средним запаздыванием, суммирование мощностей сигнала отсутствует и итоговый сигнал в точке приема намного продолжительнее исходного импульса.

Сравним два типа приема – когерентный и энергетический в многолучевом канале. Рассмотрим сначала случай, когда длительность импульса значительно превосходит максимальное запаздывание.

В этом случае при когерентном приеме производится корреляционная свертка поступающего сигнала с эталонным. Свертка производится только с сигналом, поступающим по одному из лучей, чаще всего по первому пришедшему. Остальные лучи не синхронизованы с эталонным сигналом, запаздывают по отношению к нему и, поэтому, воспринимаются как дополнительный шум. Например, если поступает 10 примерно равных по мощности лучей, 90% поступающей в приемник мощности будет восприниматься как шум и давать соответствующий вклад в увеличение вероятности ошибок. Увеличить эффективность корреляционного приема можно за счет применения rake-схемы, в которой производится свертка несколько лучей с эталонным сигналом. Однако такие приемники значительно сложнее и дороже простых корреляционных.

При энергетическом приеме над сигналом производится квадратичное преобразование и последующая фильтрация в полосе информационного сигнала. При этом выделяется огибающая принимаемого сигнала, которая затем поступает в цифровую часть приемника.

Количественно прием описывается следующими соотношениями (используем дискретную модель). Пусть на вход приемника поступает набор лучей, представленных сигналами $x_i(k\Delta t)$, где Δt – время квантования сигнала, определяемое в соответствии с теоремой Котельникова полосой его частот; k – текущее дискретное время; $i = 1, \dots, L$ – номер луча. Таким образом, сигнал на входе квадратичного детектора равен

$$x(k \cdot \Delta t) = \sum_{i=1}^L x_i(k \cdot \Delta t). \quad (1)$$

Сигнал на выходе квадратичного детектора в момент времени $k \cdot \Delta t$ представляет собой мгновенную мощность входного сигнала. Учитывая, что мощность сигнала i -го луча равна

$$W_i(k \cdot \Delta t) = x_i^2(k \cdot \Delta t), \quad (2)$$

на выходе квадратичного детектора имеем сигнал

$$\begin{aligned} W(k \cdot \Delta t) &= \left(\sum_{i=1}^L x_i(k \cdot \Delta t) \right)^2 = \sum_{i=1}^L x_i^2(k \cdot \Delta t) + \sum_{i \neq j} \sum_{j \neq i} x_i(k \cdot \Delta t) x_j(k \cdot \Delta t) = \\ &= \sum_{i=1}^L W_i(k \cdot \Delta t) + \sum_{i \neq j} \sum_{j \neq i} x_i(k \cdot \Delta t) x_j(k \cdot \Delta t). \end{aligned} \quad (3)$$

Второе слагаемое представляет собой сумму произведений сигналов лучей. Если эти лучи попарно некоррелированы, то это слагаемое при усреднении обращается в ноль. Фильтр нижних частот (ФНЧ), стоящий после квадратичного детектора, действует как интегрирующая цепочка (усредняет сигнал). На выходе ФНЧ получаем суммарную энергию лучей на входе приемника, собранную на интервале времени, равном характерному времени фильтра:

$$E(k \cdot \Delta t) = \sum_{n=1}^M W((k+n-1) \cdot \Delta t) \approx \sum_{n=1}^M \sum_{i=1}^L W_i((k+n-1) \cdot \Delta t) = \sum_i E_i, \quad (4)$$

где $M \cdot \Delta t$ – характерное время (окно) фильтра. После прохождения через фильтр (усреднения) в силу некоррелированности сигналов второе слагаемое в (3) становится пренебрежимо малым. Постоянная времени фильтра должна быть согласована с длительностью излучаемых хаотических радиоимпульсов.

Таким образом, энергия сигнала на выходе аналоговой части приемника растет с увеличением числа лучей. Это приводит увеличению отношения энергии на бит к спектральной плотности шума E_b/N_0 (N_0 определяется характеристиками приемника). Поскольку при такой схеме приема собирается энергия всех проходящих лучей, приемник оказывается очень эффективным.

Под **многолучевым усилением хаотического радиоимпульса** будем понимать увеличение энергии импульса в точке приема за счет суммирования энергии импульсов, поступающих по совокупности лучей, по отношению к энергии

импульса на прямом луче, если этот луч есть, или по отношению к энергии импульса на самом сильном луче в случае отсутствия прямого.

Удастся ли этот эффект использовать для повышения эффективности приема, определяется типом приемника. Приемник на основе квадратичного детектора и фильтра нижних частот, полоса пропускания которого согласована с длительностью хаотических радиоимпульсов, излучаемых передатчиком, позволяет сделать это и является эффективным приемником хаотических радиоимпульсов в многолучевом канале в рассматриваемом предельном случае.

В другом предельном случае, когда относительные задержки лучей велики по сравнению с длительностью импульса, происходит значительное увеличение длительности итогового импульса. Качество когерентного приема повышается, а эффект многолучевого усиления выражен слабее. Как результат, ситуация примерно соответствует случаю канала с белым шумом, если достаточна длительность защитных интервалов.

2. Условия положительного влияния многолучевого усиления на характеристики системы связи

Итак, для возникновения эффекта многолучевого усиления необходимо, чтобы:

- длительность радиоимпульса T_C превышала время автокорреляции хаотического сигнала τ , и
- длительность переходной характеристики многолучевого канала t_K превышала время автокорреляции хаотического сигнала τ (см. рис. 2).

Выполнение этих условий означает, что на длине импульсной характеристики канала уложится несколько некоррелированных лучей, которые могут складываться.

Однако эти условия являются только необходимыми. С технической точки зрения, остаются вопросы эффективности системы связи, скорости передачи

информации, дальности передачи и влияния эффекта многолучевого усиления на эти параметры.

Как было показано выше, в системах связи на хаотических сигналах не наблюдается явления замирания, характерного для узкополосных носителей. Однако для устранения межсимвольной интерференции необходимо предпринять определенные меры.

Увеличение средней мощности сигнала в точке приема вследствие многолучевого усиления приводит, в случае применения детектора огибающей в качестве приемника, к увеличению амплитуды импульса огибающей на выходе аналоговой части приемника, что способствует улучшению характеристик приема. Однако при этом происходит и увеличение длины импульса огибающей, часть которого начинает попадать на защитный интервал. При коротком защитном интервале импульс огибающей может перекрыться с позицией следующего символа.

Поэтому для исключения межсимвольной интерференции длительность защитного интервала T_z должна превышать длительность переходной характеристики многолучевого канала t_K или, по крайней мере, той ее части, что несет большую (90–95%) часть энергии. В этом случае энергия, излученная при передаче символа, не будет попадать на позицию соседнего символа либо попадать будет малая часть, не приводящая к существенному росту вероятности ошибок приема.

При выборе длительностей хаотических радиоимпульсов и защитных интервалов нужно принимать в расчет не только время автокорреляции и длину импульсной характеристики канала, но и требуемую скорость передачи информации. Это видно из следующего примера.

Пусть импульсная характеристика многолучевого канала H_n имеет длину порядка 150 нс, а длительность радиоимпульса равна 10 нс. Тогда после прохождения через многолучевой канал длительность импульса станет равна ~160 нс. Для устранения эффекта межсимвольной интерференции нужно вводить защитный интервал длительностью не менее 100 нс (основная энергия многолу-

чевого хвоста сосредоточена, как правило, на его первой трети, не считая начальной задержки). С одной стороны, это накладывает ограничения на скорость передачи. В этом случае ($T_C = 10$ нс, $T_3 = 100$ нс) она составит $R = 1/110$ нс ≈ 9 Мбит/с. С другой стороны, если при этом в приемнике энергия радиоимпульса принимается на временном интервале 10 нс, равном исходной длительности импульса, то значительная часть энергии импульса, дошедшей до приемника, будет потеряна на защитном интервале.

Если же длительность радиоимпульса сделать 100 нс и добавить 100 нс защитного интервала, то основная часть энергии импульса будет приходиться на позицию импульса, и эффективность приема станет существенно выше. Правда, скорость передачи в этом случае окажется почти в два раза ниже – 5 Мбит/с.

При выполненных условиях на существование эффекта многолучевого усиления и отсутствия межсимвольной интерференции, эффективность системы связи растет при увеличении длительности хаотического радиоимпульса (желательно, чтобы она превышала длительность защитного интервала). Однако достигается это за счет уменьшения скорости передачи информации.

3. Модели радиоканалов для сверхширокополосных сенсорных сетей

Чтобы иметь возможность сравнивать различные схемы сверхширокополосной передачи информации, в рамках разработки стандарта для сверхширокополосных сенсорных сетей (стандарт IEEE 802.15.4a) Комитет по стандартизации IEEE разработал модельную систему каналов для различных сред распространения. Всего таких моделей девять, и они предназначены для следующих сред [15]: SM4a-1, 2 – жилые помещения (residential) – распространение с прямым лучом и без прямого луча (ПЛ/БПЛ); SM4a-3, 4 – офисные помещения (office) ПЛ/БПЛ; SM4a-5, 6 – открытые пространства (сельская местность) (open outdoor) ПЛ/БПЛ; SM4a-7, 8 – промышленные здания (industrial)

ПЛ/БПЛ; СМ4а-9 – для носимых устройств с дальностью действия до 1 м (в данной статье не рассматривается).

Все разработанные модели статистические, т.е. каждая из них базируется на ансамбле измерений, проведенном для конкретного типа среды. Помимо моделей Комитет IEEE определяет единые правила их использования, а также предоставляет программные модули для расчета каналов, которые могут быть включены разработчиками в собственные программные комплексы. Все это сделано для того, чтобы дать возможность всем разработчикам оценить характеристики для одинаковых условий и обеспечить тем самым получение сопоставимых результатов моделирования.

В основу системы многолучевых каналов IEEE положена двухмасштабная модель Салеха и Валенсуэлы [16]. В ней предполагается, что все приходящие в приемник лучи собираются в относительно плотные пакеты (“кластеры”), характеризующиеся запаздыванием своего головного луча. Внутри кластеров располагаются группы лучей с близкими запаздываниями. Такое двухуровневое описание позволяет учитывать особенности распространения электромагнитных волн внутри помещений, в которых могут присутствовать относительно крупные однородные отражательные поверхности (стены, крупные предметы и др.), формирующие близкие по своим свойствам группы лучей. Различие в лучах внутри каждого кластера обуславливается особенностями данной конкретной поверхности (неоднородность, характерная геометрия и др.).

В модели Салеха–Валенсуэлы многолучевой канал статистически представляется набором лучей со случайной амплитудой $\alpha_{k,l}$ и величиной запаздывания $\tau = T_l + \tau_{k,l}$ [16]. Функция отклика $h(t)$ на δ -импульс формируется как двойная сумма случайных слагаемых – по кластерам и по лучам внутри кластеров:

$$h(t) = X \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}), \quad (5)$$

где $\alpha_{k,l}$ – множитель амплитуды k -го луча внутри l -го кластера; $\{T_l\}$ – задержка первого луча l -го кластера; $\{\tau_{k,l}\}$ – задержка k -го луча внутри l -го кластера относительно первого луча кластера; X – множитель, задающий полную энергию лучей канала. Поток откликов в структуре $h(t)$ подчиняется статистике Пуассона со следующими параметрами: Λ – средняя частота появления кластеров; λ – средняя частота лучей в кластере; Γ – постоянная затухания энергии лучей кластера; γ – постоянная затухания энергии луча в кластере.

Модели каналов СМ-1–СМ-8 различаются наборами параметров Γ , γ , Λ и λ ; модель СМ-9 представляет собой набор экспериментальных данных. В следующем разделе они будут использованы для оценки величины эффекта многолучевого усиления, а также для оценки увеличения дальности работы радиосистемы за счет этого эффекта.

4. Пример. Влияние многолучевого усиления на характеристики беспроводной сверхширокополосной сенсорной сети

В предыдущем разделе упоминалось о том, что Комитет по стандартизации IEEE 802.15.4a занимается выработкой стандарта для сверхширокополосных беспроводных сетей датчиков. Сети могут включать в себя многие тысячи датчиков, время от времени выходящих в эфир для передачи небольшого объема информации. Согласно требованиям IEEE, устройства в узлах сети должны быть снабжены сверхширокополосными (ширина полосы от 0,5 до 7,5 ГГц) приемопередатчиками диапазона 3,1–10,6 ГГц со скоростью передачи 1–1000 Кбит/с. В качестве специфических требований к приемопередатчикам будущего стандарта – очень низкий уровень излучения (максимальная средняя спектральная плотность –41,3 дБм/МГц), низкое энергопотребление (одного комплекта батарей должно хватать минимум на два года) и стоимость.

Рассмотрим функционирование прямохаотической системы связи, удовлетворяющей требованиям разрабатываемого стандарта IEEE 802.15.4a. Для этого промодулируем прохождение сверхширокополосных хаотических радиоим-

пульсов через многолучевой канал связи. Чтобы проиллюстрировать влияние многолучевого усиления, возьмем канал без прямого луча для жилых помещений (модель канала CM-2 – Residential NLOS, No Line-Of-Sight). На рис. 3а показана переходная характеристика канала. Примем самую мощную компоненту переходной характеристики амплитудой $H_k \sim 0.23$ за основной луч. Учет только этого луча равносителен прохождению сигнала через однолучевой канал с переходной характеристикой, представленной на рис. 3б.

Информацию будем передавать с помощью хаотических радиоимпульсов длительностью 100 нс (+ защитный интервал 100 нс). Это обеспечит максимальную скорость передачи $R = 5$ Мбит/с. Прохождение последовательности импульсов через однолучевой канал дает сигнал, изображенный на рис. 4б. С этим сигналом будем сравнивать сигнал на рис. 4а, прошедший через многолучевой канал с характеристикой, показанной на рис. 3а. Проинтегрируем сигнал в приемнике на интервале T_C . Часть энергии при этом теряется на защитном интервале, однако даже в этом случае энергия импульса, принятого с учетом всех лучей заметно выше энергии, доставляемой одним лучом. Здесь многолучевое усиление есть отношение энергии импульсов на рис. 4а и 4б (энергия импульса считается на интервале T_C).

Для оценки величины эффекта многолучевого усиления в различных условиях были проведены расчеты для моделей каналов 1–8. Расчеты производились по 100 реализациям для каждой модели канала и 1000 импульсам в каждом канале. Усредненные результаты расчетов для каналов 1–8 приведены в Таблице 1.

Как видно из Таблицы 1, коэффициент многолучевого усиления составляет величину от 4 до 13 дБ. Очевидно, что многолучевое усиление должно приводить к увеличению дальности функционирования системы связи.

В рассматриваемых моделях канала зависимость мощности принимаемого сигнала P_{rx} от расстояния d описывается степенной функцией

$$P_{rx} \propto 1/d^n, \quad (6)$$

где показатель n определяет скорость ослабления сигнала (в свободном пространстве $n = 2$). Общее ослабление принимаемого сигнала (в децибелах) с увеличением расстояния описывается следующим выражением

$$L(d) = L_0 + 10n \log_{10}(d/d_0), \quad (7)$$

где $L(d)$ – ослабление на расстоянии d , L_0 – ослабление на опорном расстоянии $d_0 = 1$ м. Параметр L_0 тоже является модельным параметром, зависящим от среды распространения (см. Табл. 2).

Расчеты проводились для следующего набора параметров:

- средняя мощность передатчика $P_{tx} = -8,3$ дБм;
- скорость передачи $R = 1$ Мбит/с;
- диапазон частот $f = 3,1-5,1$ ГГц;
- усиление передающей антенны $G_{tx} = 0$ дБ;
- усиление приемной антенны $G_{rx} = -3$ дБ;
- коэффициент шумов, отнесенных ко входу антенны $N_f = 7$ дБ;
- технические потери $I = 3$ дБ;
- минимальное значение $E_b/N_0 = 18,5$ дБ для свободного пространства; 19,5–21 дБ для многолучевых каналов (для каждой модели канала оценивалось отдельно). При этом значении E_b/N_0 вероятность ошибки на бит в приемнике составляет $4 \cdot 10^{-5}$.

На рис. 5а показана зависимость отношения энергии на бит к спектральной плотности шума E_b/N_0 от расстояния между приемником и передатчиком. Для сравнения жирной линией на графике показан случай свободного пространства. Отметим, что каналы без прямого луча характеризуются заметно большим показателем ослабления $n > 3$, чем каналы с прямым лучом, в которых $n < 2$ (см. Табл. 2). Следует также заметить, что и ослабление L_0 на расстоянии 1 м в каналах без прямого луча на 0–15 дБ больше, чем для соответствующих каналов с

прямым лучом. Поэтому дальность передачи в каналах без прямого луча, как правило, значительно уменьшается по сравнению со свободным пространством.

Учет многолучевого усиления существенно улучшает ситуацию. На рис. 5б показана зависимость E_b/N_0 от расстояния с учетом усиления. Дальность работы прямохаотической системы связи определяется расстоянием, на котором отношение E_b/N_0 уменьшается до предельно допустимой величины $E_b/N_0 = S$, при которой вероятность ошибки на бит составляет, например, $P = 4 \cdot 10^{-5}$. Для прямохаотической системы связи в свободном пространстве $S = 18,5$ дБ, в многолучевой среде $S = 19,5$ – 21 дБ в зависимости от канала. Оценки дальности приведены в таблице 2.

Таким образом, использование для передачи информации сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов и детектора огибающей в качестве приемника позволяет решить некоторые проблемы многолучевого распространения (замирания, межсимвольная интерференция), а благодаря эффекту многолучевого усиления – увеличить дальность работы системы связи.

5. Сравнение характеристик систем связи с хаотическими радиоимпульсами и с ультракороткими импульсами

Помимо хаоса в низкоскоростных системах связи на сверхширокополосных сигналах в качестве носителей информации могут использоваться сверхкороткие импульсы. Представляет интерес сравнить характеристики рассмотренной прямохаотической сверхширокополосной системы связи и системы со сверхкороткими импульсами в многолучевом канале.

Для сравнения возьмем систему связи, которая была предложена группой компаний Mitsubishi, STMicroelectronics, MERL, Time Domain и др., и которая была принята за основу разрабатываемого стандарта IEEE 802.15.4a.

В этом предложении компании продвигают идеологию сверхкоротких импульсов для систем низкоскоростной связи. Предполагается, что диапазон 3,1–5,1 ГГц делится на 1–4 полосы, в которых информация передается с помощью

импульсов длительностью 1–2 нс, причем 1 символ (1 или 2 бита) передается пачкой из 8 «мультиплетов» сверхкоротких импульсов. Под «мультиплетом» понимается несколько (2–4) импульсов, следующих друг за другом через 20 нс. Чтобы не допустить межсимвольной интерференции, расстояние между мультиплетами выбрано 500 нс. Такой способ передачи информационного бита соответствует скорости передачи 250 Кбит/с. Применяется дифференциальное кодирование, ВРРМ-модуляция. Кроме того, чтобы спектр оставался сплошным, используются перескоки мультиплетов по времени с шагом 20 нс и скачки полярности импульсов. Для этой системы предлагаются 3 типа приемников – некогерентный, корреляционный и rake-приемник.

Оценки дальности работы этой системы в некоторых многолучевых каналах, полученные консорциумом перечисленных компаний [17], приведены в таблице 3. Для сравнения приводятся данные для прямохаотической системы связи, полученные для той же скорости передачи, той же средней мощности передатчика и той же ширины полосы сигнала 2 ГГц.

Сравнение этих данных показывает, что в свободном пространстве дальность работы прямохаотической системы связи меньше, чем у системы со сверхкороткими импульсами. Это можно объяснить тем, что для прямохаотической системы требуется более высокое отношение сигнал/шум $E_b/N_0 = 18,5$ дБ (для некогерентного приемника сверхкоротких импульсов требуется $E_b/N_0 = 16$ дБ, а для rake-приемника – $E_b/N_0 = 13$ дБ). Однако в многолучевом канале при сопоставимых параметрах благодаря эффекту многолучевого усиления прямохаотическая система связи получает заметное преимущество по дальности по сравнению с системой связи на сверхкоротких импульсах.

Заключение

Анализ характеристик прямохаотической системы связи в многолучевом канале показал, что естественная широкополосность хаотических сигналов снимает проблему замираний сигнала.

Обнаружено явление многолучевого усиления хаотических сигналов, которое при соответствующем выборе соотношения между длительностью импульсной характеристики канала, хаотических радиоимпульсов и защитных интервалов позволяет существенно повысить эффективную полезную мощность сигнала на входе приемника.

Показано, что детектор огибающей, согласованный по полосе с информационным сигналом, является эффективным приемником для системы передачи информации с хаотическими радиоимпульсами в многолучевых каналах.

Получены количественные оценки коэффициентов многолучевого усиления для реалистичных СШП моделей многолучевых каналов, предложенных комитетом по стандартизации IEEE для разрабатываемого стандарта IEEE 802.15.4a. Многолучевое усиление дает выигрыш 5–15 дБ в энергетической эффективности системы связи в зависимости от типа канала, что позволяет, например, увеличить дальность работы в 2–5 раз при неизменной мощности передатчика.

Работа выполнена при частичной поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (Грант №05-02-17667) и аналитической ведомственной целевой программы «Развитие потенциала высшей школы» на 2006–2007 гг. Минобрнауки.

Литература

1. Siwiak K., McKeown D. Ultra-Wideband Radio Technology. Wiley, 2004.
2. Win M.Z., Scholtz R.A. // IEEE Commun. Lett. 1998. Vol. 2. No. 2. p. 36.
3. Federal Communications Commission (FCC), "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems", First Report and Order, ET Docket 98-153, FCC 02-48; Adopted: February 14, 2002; Released: April 22, 2002.
4. Oppermann I., Hamalainen M., Linatti J. UWB: Theory and Applications. Wiley, 2004.
5. Win M.Z., Scholtz R.A. // IEEE Trans. 2000. V. CT-48. No. 4. p. 679.
6. Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А. и др. // Радиотехника. 2000. №3. с.9.
7. Dmitriev A.S., Panas A.I., Starkov S.O. // Electronic NonLinear Science Preprint, nlin.CD/0110047. 2001.
8. Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О., Кяргинский Б.Е. // РЭ. 2001. Т. 46. №2. с. 224.
9. Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А. и др. // Препринт ИРЭ РАН № 1(625), Москва, 2000.
10. Дмитриев А.С., Панас А.И. Динамический хаос. Новые носители информации для систем связи. М.: Физматлит. 2002.
11. Chang R.W., Gibbey R.A. // IEEE Trans. 1968. V. CT-16. No. 4. p. 529.
12. Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О. // Заруб. радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1997. №10. С. 4.
13. Дмитриев А.С., Старков С.О. // Заруб. радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1998. №11. С. 4.
14. Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А. и др. // Радиотехника. 2000. №3. с.9.
15. Channel Modeling Sub-committee Report Final. December 2004. IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs).

16. Saleh A., Valenzuela R. // IEEE Trans. 1987. V. SAC-5. No. 2. p. 128.

17. IEEE 802.15 WPAN Low Rate Alternative PHY Task Group 4a (TG4a),
www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html.

Таблица 1 – Многолучевое усиление в различных моделях канала стандарта IEEE 802.15.4a

№ п/п	Модель канала	Многолучевое усиление, dB
1	Жилище, ПЛ*	11
2	Жилище, БПЛ**	14
3	Офис, ПЛ	4
4	Офис, БПЛ	12
5	Открытое пр-во, ПЛ	5
6	Открытое пр-во, БПЛ	5
7	Пром. зона, ПЛ	8
8	Пром. зона, БПЛ	13

* – ПЛ – канал с прямым лучом

** – БПЛ – канал без прямого луча

Таблица 2 – Дальность работы прямохаотической системы связи в многолучевой среде

Модель канала	n	Затухание L_0 на расстоянии 1 м, дБ	Дальность без многолуч. усил., м	Дальность с уче- том многолучево- го усиления, м
Свободное пр-во	2	44,4	33	33
Жилище, ПЛ	1,79	44,4	49	203
Жилище, БПЛ	4,58	44,4	5	9
Офис, ПЛ	1,63	36,6	218	384
Офис, БПЛ	3,07	51,4	6	14
Открытое пр-во, ПЛ	1,76	43,3	61	117
Открытое пр-во, БПЛ	2,5	43,3	18	38
Пром. зона, ПЛ	1,2	56,7	32	147
Пром. зона, БПЛ	2,15	56,7	7	28

Таблица 3. Сравнение систем связи на сверхкоротких импульсах и хаотических радиоимпульсах по дальности

Канал связи	Своб. пр-во	Жил. ПЛ (СМ-1)	Откр. пр-во ПЛ (СМ-5)	Пром. зона БПЛ (СМ-8)	Open Outdoor	
Дальность	91	84,6	86,7	10,8	58,7	СКИ – некогер. приемник
	102	116,7	120,3	12,7	90,8	СКИ – RAKE-приемник
	65	171	357	31	99	Хаотические радиоимпульсы

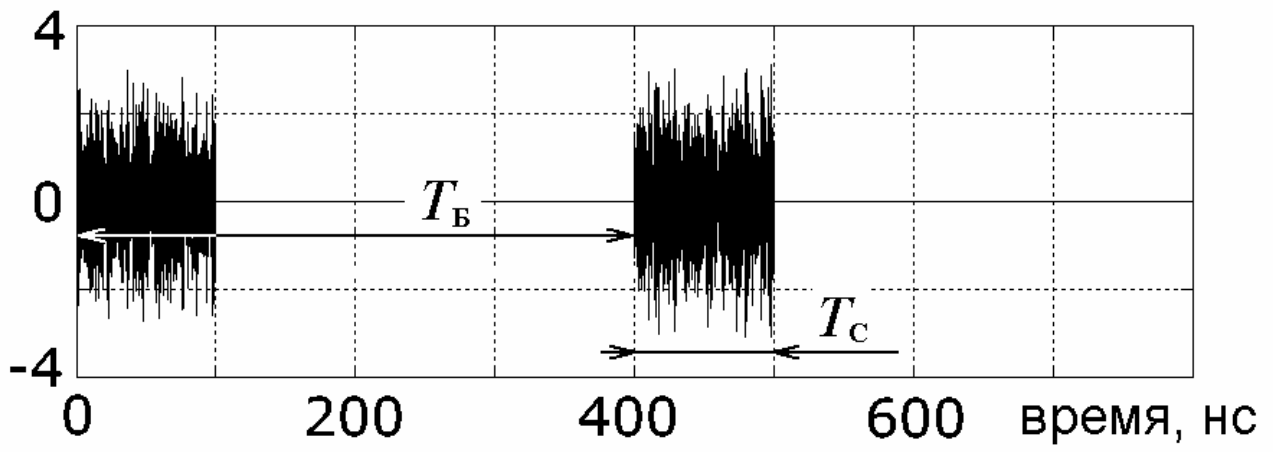


рис. 1. Хаотические радиоимпульсы

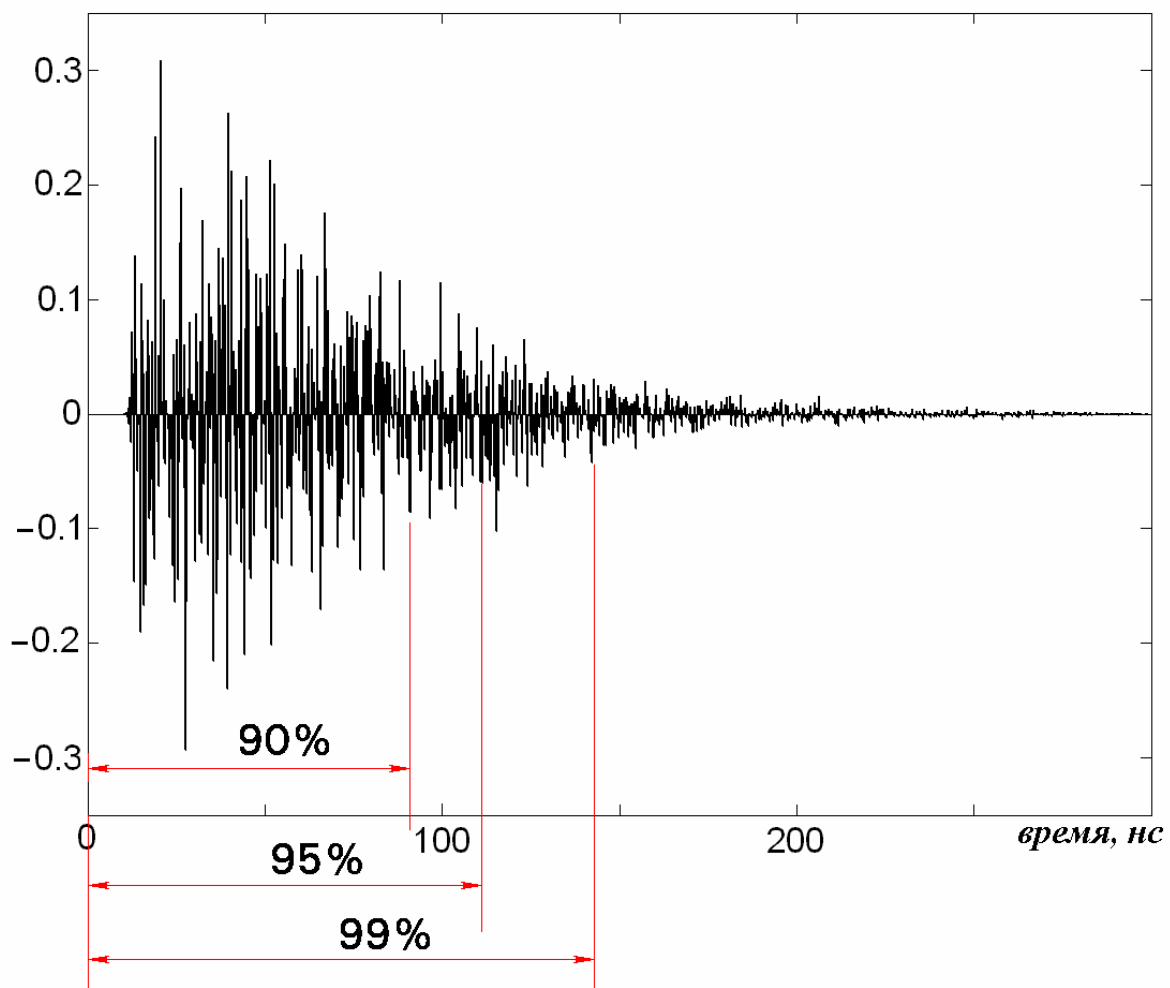
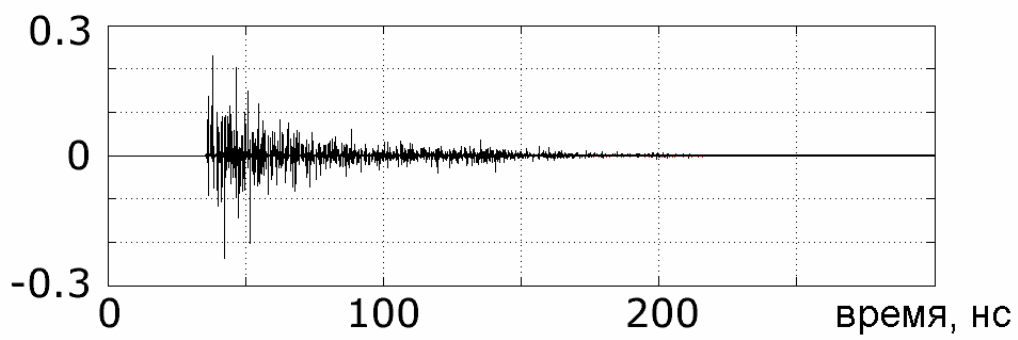


Рис. 2. Типичная импульсная характеристика H_n многолучевого канала (модель СМ4а-2 для жилища без прямого луча)

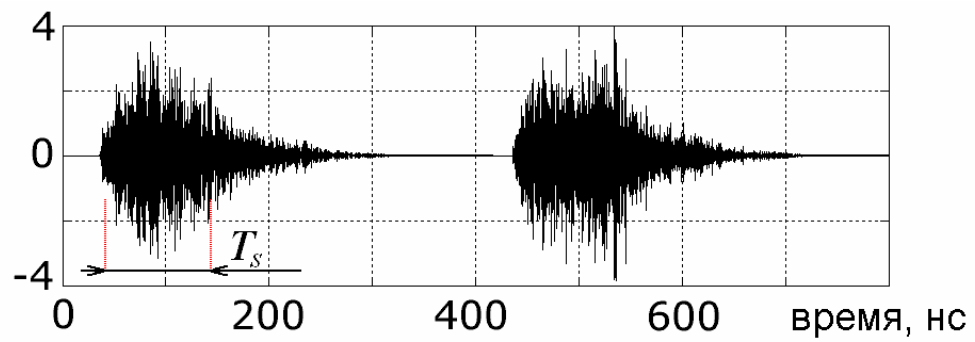


а)

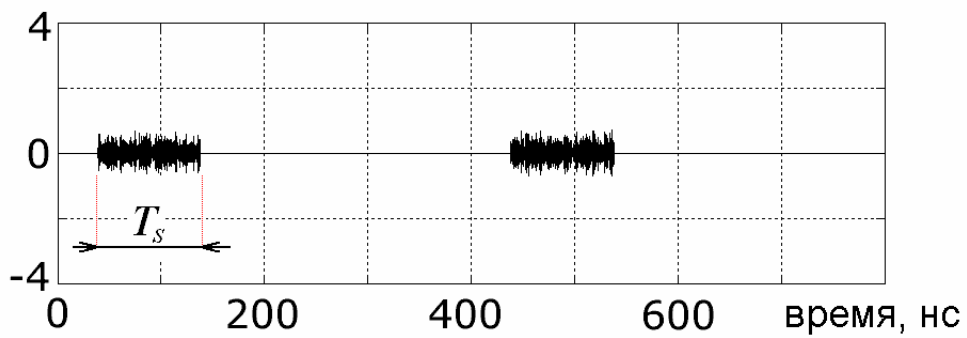


б)

Рис. 3. а) ИПХ многолучевого канала; б) ИПХ однолучевого канала

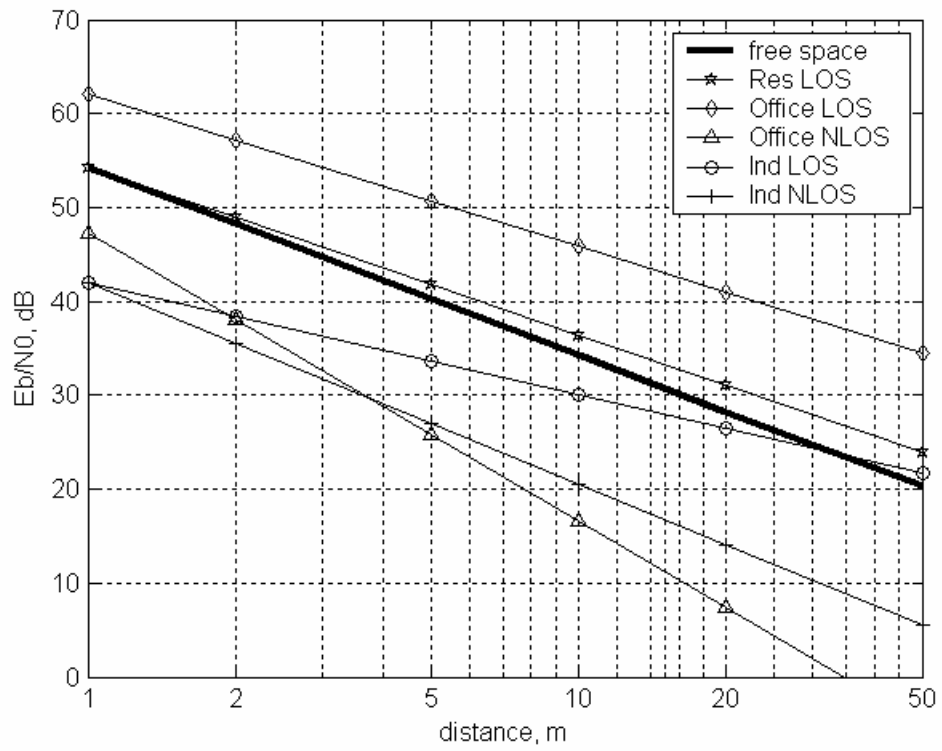


а)

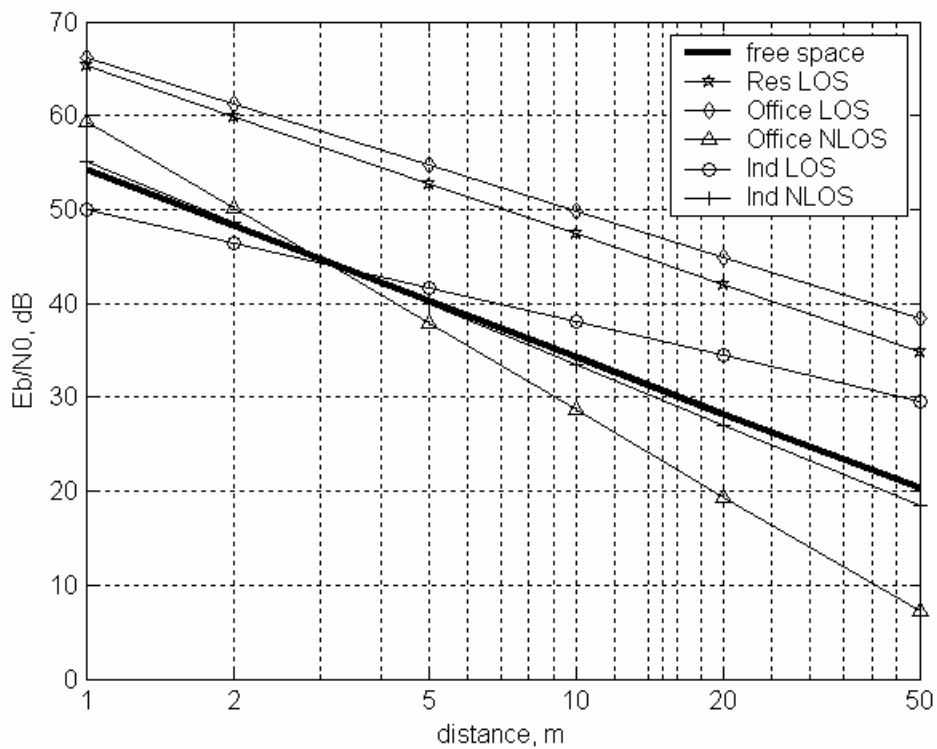


б)

Рис. 4. Сигнал после а) многолучевого и б) однолучевого канала



a)



б)

Рис. 5. Ослабление мощности сигнала в приемнике с расстоянием а) при отсутствии многолучевого усиления и б) с учетом многолучевого усиления

Подписи к рисункам.

Рис. 1. Хаотические радиоимпульсы

Рис. 2. Типичная импульсная характеристика H_n многолучевого канала (модель СМ4а-2 для жилища без прямого луча)

Рис. 3. а) ИПХ многолучевого канала; б) ИПХ однолучевого канала

Рис. 4. Сигнал после а) многолучевого и б) однолучевого канала

Рис. 5. Ослабление мощности сигнала в приемнике с расстоянием а) при отсутствии многолучевого усиления и б) с учетом многолучевого усиления