

МНОГОЛУЧЕВОЕ УСИЛЕНИЕ В СШП ПРЯМОХАОТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Клецов А.В.
ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, yuwa@cplire.ru

Хаотические сигналы особенно эффективны в среде с многолучевым распространением. Благодаря малому времени автокорреляции хаотические радиоимпульсы, приходящие на вход приемника на разных лучах, оказываются некоррелированными. Поэтому в системах связи с хаотической несущей нет замираний, и чем больше лучей приходит в приемник, тем больше энергии собирается и тем сильнее принятый сигнал. Мы называем этот эффект «многолучевым усилением» хаотических радиоимпульсов.

В докладе исследуется природа этого эффекта и проводятся оценки величины многолучевого усиления при различных параметрах системы связи. Обнаружено, что для диапазона 3–10 ГГц эффект многолучевого усиления начинается с длины импульсов более 20 нс. Оценки показывают величину коэффициента многолучевого усиления от 4 до 13–14 дБ в зависимости от среды распространения. Многолучевое усиление позволяет существенно улучшить характеристики хаотических систем связи.

Многолучевое распространение сигнала является серьезным испытанием для систем радиосвязи, борьба с которым в традиционной узкополосной радиосвязи требует применения сложных приемопередающих устройств (например, RAKE).

В то же время, анализ показывает, что многолучевое распространение сигнала, в принципе, увеличивает количество энергии, поступающей на вход приемника. В свободном пространстве энергия доставляется от передатчика к приемнику по единственному прямому лучу и, если антенна ненаправленная, большая ее часть безвозвратно теряется. В многолучевом канале в дополнение к прямому лучу энергия доставляется на вход приемника также по задержанным по времени лучам.

Таким образом, многолучевую среду можно рассматривать в качестве «системы зеркал», собирающей на входе приемника энергию передатчика, которая иначе была бы рассеяна в пространстве. Поэтому имеет смысл говорить об усилении сигнала в многолучевой среде и ввести коэффициент многолучевого усиления сигнала K_M , определив его, например, как *отношение мощности полного сигнала на входе приемника P_M к мощности сигнала, доставляемого самым сильным лучом, P_1* :

$$K_M = P_M/P_1. \quad (1)$$

Такое определение имеет смысл и в канале без прямого луча, так как приемник обычно настраивают на самый мощный луч из доступных.

Возникает вопрос, почему же многолучевое распространение считается «неизбежным злом»?

Ответ кроется в типе сигналов, используемых в традиционных системах связи. Узкополосные сигналы, приходящие от передатчика в приемник с разных направлений, оказываются неизбежно коррелированными, и результат их сложения определяется соотношением фаз сигналов. Так как соотношение фаз в общем случае случайно, то и результат сложения оказывается «непредсказуемым», а амплитуда суммарного сигнала может как возрастать, так и уменьшаться практически до нуля, что накладывает на входные цепи приемника жесткие требования по динамическому диапазону.

Однако в последние десятилетия в практику массовой радиосвязи вводятся сверхширокополосные (СШП) радиосигналы (например, сверхкороткие импульсы [1, 2], хаотические сигналы [3, 4]), которые обладают особыми свойствами, в частности малым временем корреляции. Такие сигналы, приходя в приемник с разных направлений, оказываются некоррелированными, и поэтому могут складываться по мощности. В СШП системах многолучевое усиление уже может проявляться.

Рассмотрим, как эффект многолучевого усиления зависит от типа сигнала, метода модуляции и других факторов. В основном, моделирование будем проводить на примере т.н. прямохаотических систем связи, в которых информация передается при помощи последовательности хаотических радиоимпульсов [5, 6].

Распространение сигнала в многолучевой среде от передатчика к приемнику обычно описывают, представляя канал фильтром с конечной импульсной характеристикой $H(t)$.

Прохождение сигнала через такой канал можно рассматривать как во временной области, так и в частотной.

Во временной области прохождение сигнала $x(t)$ через фильтр с импульсной характеристикой $H(t)$ описывается сверткой

$$y(t) = x(t) \otimes H(t), \quad (2)$$

где $y(t)$ – сигнал на выходе многолучевого канала, а в частотной области прохождение сигнала со спектральной характеристикой $X(f)$ через канал связи с переходной функцией (АЧХ) $H(f)$ сводится к умножению спектральной характеристики на $H(f)$:

$$Y(f) = X(f) \cdot H(f), \quad (3)$$

где $Y(f)$ – спектр сигнала на выходе многолучевого канала.

В данном докладе для моделирования СШП многолучевого канала связи использованы СШП модели, предложенные Комитетом по стандартизации IEEE 802.15.4a для ряда характерных сред распространения сигнала, включая жилые, офисные, промышленные помещения и открытую местность [7].

Рассмотрим для примера одну реализацию многолучевого канала (модель CM4a-1, Residence LOS) (см. рис. 1а).

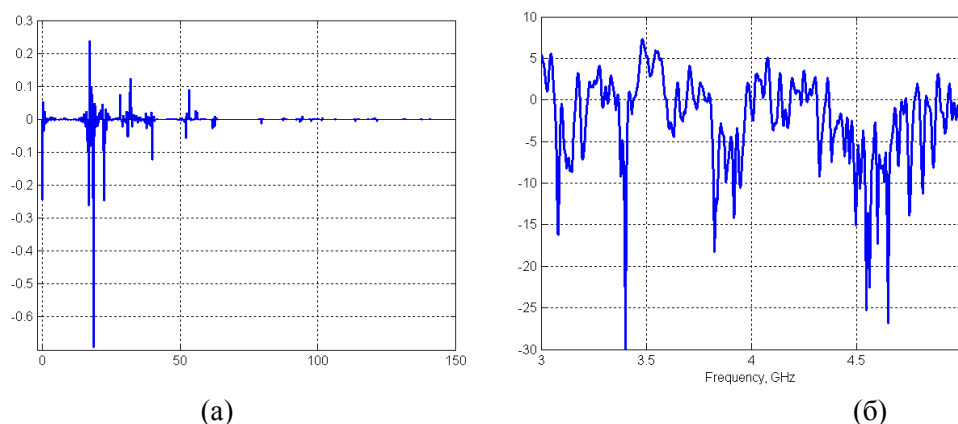


Рис. 1. Импульсная (а) и амплитудно-частотная (б) характеристики многолучевого канала

Отдельным лучам многолучевого канала на рис. 1а соответствуют отклики функции на соответствующей временной позиции; амплитуда отклика определяет величину энергии, переносимой соответствующим лучом. АЧХ, дуальная данной импульсной характеристике канала, приведена на рис. 1б.

Рассмотрим прохождение СШП сигнала через многолучевой канал. Пусть идеальный СШП сигнал имеет прямоугольный спектр, как на рис. 2а. Спектр сигнала на выходе многолучевого канала показан на рис. 2б. В соответствии с АЧХ канала спектр сигнала на рис. 2б имеет глубокие провалы на отдельных частотах. Однако для СШП сигнала это несущественно, поскольку его мощность получается интегрированием функции спектральной плотности мощности по полюсе частот сигнала.

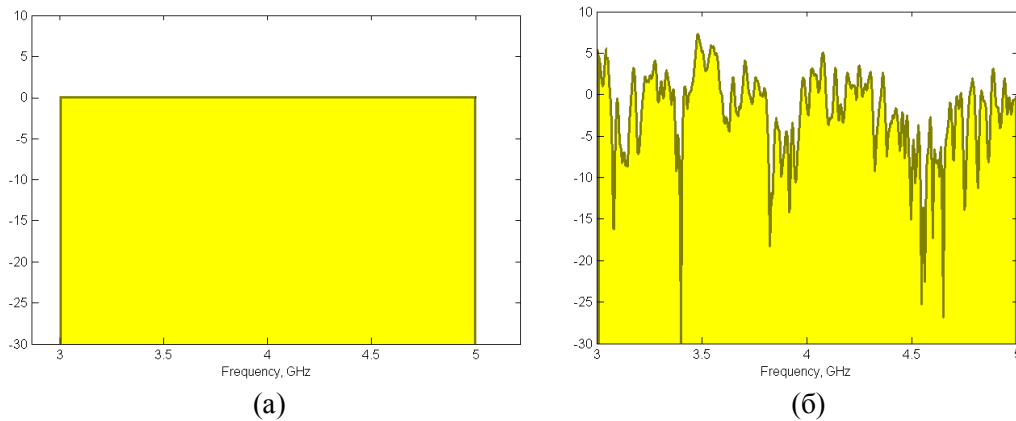


Рис. 2. Спектр идеального СШП сигнала до (а) и после (б) многолучевого канала

Чтобы получить коэффициент многолучевого усиления СШП сигнала K_M , надо оценить мощность сигнала на выходе многолучевого канала P_M и мощность сигнала на главном луче P_1 .

Следует также принять во внимание, что в современных системах связи обычно передается цифровая информация, которая кодируется радиоимпульсами. Предельные значения коэффициента многолучевого усиления можно получить, если приемник будет собирать энергию всех задержанных лучей. Однако далеко не всегда это возможно.

Если длительность радиоимпульса много меньше длительности переходной характеристики $H(t)$, то большая часть энергии задержанных лучей не попадает на интервал времени импульса, пришедшего на основном луче. Можно увеличить интервал времени, на котором собирается энергия бита (если применяется кодирование «один бит – один импульс»), но это приведет к пропорциональному ухудшению отношения сигнал/шум. Кроме того, увеличение времени приема одного бита накладывает ограничения на скорость передачи.

Таким образом, для коротких и особенно сверхкоротких импульсов многолучевого усиления нет или оно технически нереализуемо.

Длинные СШП радиоимпульсы можно реализовать при помощи **хаотических** сигналов, которые в настоящее время научились генерировать непосредственно в нужной полосе частот, с заданной шириной спектра и даже с требуемой огибающей спектра мощности [8, 9]. Кроме этого, следует отметить простоту схемы передачи информации при помощи хаотических радиоимпульсов.

Оценку величины коэффициента многолучевого усиления в зависимости от длительности радиоимпульсов T можно провести как во временной, так и в частотной области (см. Табл. 1).

Прежде всего, нужно сформировать хаотический радиоимпульс в нужной части спектра, пропустить его через два канала: сначала через реализацию модели многолучевого канала $H(t)$, а затем через воображаемый однолучевой канал $H^1(t)$, полученный из реализации $H(t)$ путем обнуления всех откликов кроме максимального. Для этого в переходной импульсной характеристике (см. рис. 1а) выбираем отклик с максимальной амплитудой $H(t_k)$ и формируем воображаемый канал с переходной характеристикой $H^1(t)$

$$H^1(t) = H(t_k) \cdot \delta(t - t_k). \quad (4)$$

АЧХ такого канала равна $H^1(f) = constant = H(t_k)$.

Требуемую оценку коэффициента многолучевого усиления получаем по формуле

$$K_M = E_M/E_1, \quad (5)$$

где E_M и E_1 – энергии данного радиоимпульса после многолучевого $H(t)$ и однолучевого $H^1(t)$ каналов соответственно.

Важное замечание: энергию радиоимпульса E_M надо считать только на временном интервале исходного радиоимпульса. Для этого «расплывшийся» в канале радиоимпульс надо обрезать до исходной длительности T .

Таблица 1. Алгоритм оценки коэффициента многолучевого усиления

Во временной области	В частотной области
Хаотический радиосигнал	
реализация $x(t)$	спектральная плотность мощности $X(f)$
Функция прямоугольной огибающей	
$p(t, T) = \begin{cases} 0, & t < 0, \quad t > T \\ 1, & 0 \leq t \leq T \end{cases}$	$P(f, T) = 2T \sin(\pi f T) / (\pi f T)$
Формирование хаотического радиоимпульса	
$x(t) \cdot p(t, T)$	$X(f) \otimes P(f, T)$
Прохождение радиоимпульса через канал	
$[x(t) \cdot p(t, T)] \otimes H(t)$	$[X(f) \otimes P(f, T)] \cdot H(f)$
Обрезание радиоимпульса	
$\{ [x(t) \cdot p(t, T)] \otimes H(t) \} \cdot p(t, T)$	$\{ [X(f) \otimes P(f, T)] \cdot H(f) \} \otimes P(f, T)$
Вычисление коэффициента многолучевого усиления K_M	
$E_M = \int_0^T (\{ [x(t) \cdot p(t, T)] \otimes H(t) \} \cdot p(t, T))^2 dt$	$E_M = \int_{f_1}^{f_2} \{ [X(f) \otimes P(f, T)] H(f) \} \otimes P(f, T) df$
$E_1 = \int_0^T [x(t) p(t, T)]^2 dt \cdot H^2(t_k)$	$E_1 = \int_{f_1}^{f_2} [X(f) \otimes P(f, T)] df \cdot H^2(t_k)$
$K_M = E_M / E_1$	

При вычислениях во временной области, получается оценка коэффициента многолучевого усиления для конкретного хаотического радиоимпульса. Для большей достоверности нужно повторить вычисления для группы радиоимпульсов и усреднить результат.

В частотной области результат можно получить без усреднений. Здесь хаотический сигнал задается своей функцией спектральной плотности мощности $X(f)$. Поэтому для расчетов удобно взять идеальный хаотический сигнал, спектр которого строго заключен в полосе $[f_1, f_2]$, т.е.

$$X(f) = \begin{cases} 0, & f < f_1, \quad f > f_2 \\ 1, & f_1 \leq f \leq f_2 \end{cases} \quad (6)$$

Сначала приведем результаты расчетов максимального коэффициента многолучевого усиления (см. табл. 2), полученные в пределе $T \rightarrow \infty$, т.е. $p(t, T) = 1$ (бесконечно длинные импульсы, собирается энергия всех лучей).

Таблица 2. Многолучевое усиление в различных моделях СШП канала стандарта IEEE 802.15.4a

Модель канала	Многолучевое усиление K_M , дБ	
	LOS*	NLOS**
Жилище	5	14
Офис	4	12
Открытое пр-во	5	5
Промзона	8	13

* LOS – канал с прямым лучом, **NLOS – канал без прямого луча

Как следует из таблицы 2, в различных средах распространения коэффициент многолучевого усиления СШП сигнала меняется в среднем от 4 до 14 дБ.

Были также вычислены зависимости коэффициента многолучевого усиления K_M от длительности хаотического радиоимпульса. Для примера на рис. 3 для двух моделей канала приведены результаты расчета K_M (несколько реализаций для каждого канала).

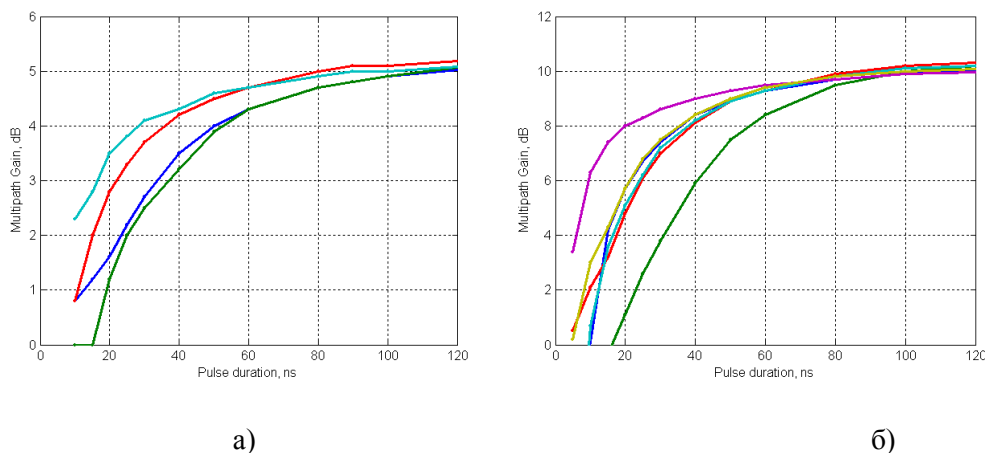


Рис. 3. Зависимость коэффициента многолучевого усиления K_M от длительности хаотического радиоимпульса T .
(a) модель CM4a-1 (Residence LOS), (b) CM4a-4 (Office NLOS)

Как следует из рис. 3, с увеличением длительности хаотического радиоимпульса T величина K_M приближается к пределу, показанному в табл. 2. Начиная с длительности радиоимпульса $T = 80 \dots 100$ нс, что соответствует скорости передачи информации до 10 Мбит/с, величина K_M практически равна максимальной для данного канала.

При уменьшении длительности хаотического радиоимпульса ниже $T = 40 \dots 60$ нс величина K_M резко падает, что говорит о том, что все большая доля дополнительной энергии не попадает на временной интервал T основного сигнала (падает на защитный интервал) и теряется.

На рис. 3 также можно видеть, что для разных реализаций скорость уменьшения K_M с уменьшением длительности хаотического радиоимпульса довольно сильно различается. Можно сделать вывод, что в использованных моделях канала многолучевое усиление начинает наблюдаться при длительностях радиоимпульсов от 10–20 нс.

Многолучевое усиление дает выигрыш 5–15 дБ в энергетической эффективности системы связи в зависимости от канала, что позволяет, например, увеличить дальность действия системы связи в 2–6 раз при неизменной мощности передатчика.

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. Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А. и др. // Радиотехника. 2000. №3. с.9.
4. Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О., Кяргинский Б.Е. // РЭ. 2001. Т. 46. №2. с. 224.
5. A.S. Dmitriev, A.I. Panas, S.O. Starkov. "Direct Chaotic Communication in Microwave Band", Electronic NonLinear Science Preprint, nlin.CD/0110047. 2001.
6. A.S. Dmitriev, B.Ye. Kyarginsky, A.I. Panas, and S.O. Starkov // Int. J. Bifurcation & Chaos, 2003, vol. 13, No. 6, pp. 1495-1507.
7. A.F. Molisch, "IEEE 802.15.4a Channel Modeling Sub-committee Report Final", IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), December 2004.
8. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Никишов А.Ю., Панас А.И. "Генераторы хаоса: от вакуумных приборов до наносхем", Вестник РАЕН, 2008 (в печати).
9. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В. "Транзисторные генераторы хаоса с заданной формой спектра мощности колебаний", Радиотехника, 2005, №8, С. 67-72.