

УДК 621.396

И. М. Андрианов

**ПОВЫШЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ  
ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ СВЯЗИ  
С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ  
УПЛОТНЕНИЕМ В КАНАЛАХ  
СО СЛУЧАЙНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ**

*Рассмотрен алгоритм повышения спектральной эффективности систем связи с ортогональным частотным разделением сигналов при использовании прерывистой связи и ее комбинации с разнесенным приемом в рэлеевском канале.*

**E-mail: andrianov.john@gmail.com**

**Ключевые слова:** ортогональное частотное разделение сигналов, прерывистая связь, разнесенный прием.

Эффективность систем связи обусловлена многими компонентами, из которых можно выделить два наиболее значимых: спектральную эффективность и помехоустойчивость. Спектральная эффективность определяется как отношение скорости передачи информации, реализованной в системе связи, к ширине полосы, занимаемой рабочей частотой [1], измеряется в битах в секунду на герц (бит/с/Гц). Под помехоустойчивостью понимается способность приемника противостоять воздействию помех в процессе демодуляции. Количественно помехоустойчивость характеризуется зависимостью вероятности ошибочной демодуляции от отношения уровня сигнала к уровню помех на входе демодулятора [1]. Эти два компонента взаимосвязаны и взаимозависимы. Их взаимосвязь определяется из теоремы Шеннона о пропускной способности канала [2].

В работах [3–5] предложен способ прерывистой передачи сигнала в каналах со случайными параметрами. Прерывистая передача данных применяется в узкополосных сигналах (когда полоса сигнала меньше полосы когерентности канала). Указанный способ предполагает передачу данных в моменты времени, когда отношение сигнал/шум (ОСШ) превышает заданное пороговое значение.

Также в указанных работах показано, что способ прерывистой передачи сигнала значительно повышает помехоустойчивость связи при незначительном снижении спектральной эффективности. Отмечено, что применение данного способа спектрально эффективнее помехоустойчивого кодирования.

В работе [3] была показана целесообразность применения технологии ортогонального частотного разделения сигналов (OFDM) для прерывистой связи. Полоса когерентности канала связи значительно превышает полосу индивидуальной поднесущей OFDM-сигнала. В полосе когерентности все спектральные компоненты сигнала передаются по каналу с одинаковыми коэффициентами усиления или ослабления и имеют одинаковое время задержки [1]. Из этого можно сделать вывод, что каждая из поднесущих подвержена рэлеевским замираниям.

Поэтому в каждой из поднесущих возможно применять прерывистую передачу данных, как для узкополосного канала связи.

Цель настоящей работы — повышение эффективности систем связи, использующих сигналы с ортогональным частотным разделением, посредством применения прерывистой связи совместно с разнесенным приемом.

**Применение прерывистой связи совместно с технологией OFDM.** Использование технологии OFDM позволяет применить технологию прерывистой связи для каждой ортогональной поднесущей. При этом в приемнике после удаления циклического префикса и выполнения быстрого преобразования Фурье вычисляются значения амплитуд поднесущих, сравниваются с пороговым значением для каждой, и принимается решение о передаче данных на каждой из них.

Амплитуда каждой из поднесущих распределена по закону Рэлея. Отношение энергии сигнала к спектральной плотности гауссова шума имеет экспоненциальную плотность вероятности [6]

$$P(\gamma) = \frac{1}{\gamma_0} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right), \quad (1)$$

где  $\gamma$  — текущее значение ОСШ;  $\gamma_0$  — среднее ОСШ.

Вероятность того, что ОСШ попадает в диапазон от  $\gamma_t$  до  $\infty$ , выражается как

$$P(\gamma \geq \gamma_t) = \int_{\gamma_t}^{\infty} P(\gamma) d\gamma = \exp\left(-\frac{\gamma_t}{\gamma_0}\right), \quad (2)$$

где  $\gamma_t$  — уровень порога ОСШ.

Здесь и далее уровень порога ОСШ  $\gamma_t = k\gamma_0$ , где  $k$  — неотрицательное действительное число.

Тогда из формулы (2) следует:

$$P(\gamma \geq \gamma_t) = \exp(-k); \quad (3)$$

$$P(\gamma < \gamma_t) = 1 - \exp(-k). \quad (4)$$

В OFDM высокоскоростной поток данных разбивается на большое число низкоскоростных потоков, каждый из которых передается

в своем частотном канале (на своей поднесущей частоте). Таким образом, в частотных каналах длительность канальных символов может быть выбрана достаточно большой, значительно превышающей время задержки сигнала в канале. Следовательно, межсимвольная интерференция в каждом частотном канале поражает лишь незначительную часть канального символа, которую можно исключить из последующей обработки в приемнике, вводя временный защитный интервал [7].

Число поднесущих  $N$  определяется из условия

$$\frac{\Delta f}{N} < \Delta F, \quad (5)$$

где  $\Delta f$  — полоса OFDM-сигнала;  $\Delta F$  — полоса когерентности канала связи [8].

Рассмотрим  $m$  поднесущих ( $m \leq N$ ). Вычисления значений амплитуд поднесущих OFDM-сигнала являются взаимно независимыми событиями, поскольку поднесущие ортогональны друг другу.

Тогда имеем

$$P_m(\gamma < \gamma_t) = [P(\gamma < \gamma_t)]^m = [1 - \exp(-k)]^m. \quad (6)$$

Из формулы (6) следует, что с увеличением числа поднесущих вероятность того, что значение ОСШ будет ниже порогового значения  $\gamma_t$  для каждой из них, уменьшается.

Отсюда следует, что для повышения помехоустойчивости связи целесообразно выбрать большее число поднесущих. В этом случае при прерывистой связи увеличивается число ортогональных поднесущих, на которых возможна передача. Однако число поднесущих в заданной полосе частот имеет ограничение, обусловленное увеличением времени задержки при передаче/приеме сигналов и увеличением динамического диапазона сигнала OFDM.

В городских условиях при организации систем связи с сотовой архитектурой могут возникать случаи, когда влияние мешающего сигнала, работающего на частоте полезного, велико. Поскольку мощности сигналов как полезного, так и мешающего значительны, то влиянием теплового гауссова шума в этом случае можно пренебречь.

В общем случае плотность вероятности отношения случайных величин  $X_1$  и  $X_2$ , имеющих  $\chi^2$  распределение с  $k$  и  $n$  степенями свободы ( $Y = nX_1/kX_2$ ), соответствует  $F$ -распределению, или распределению Фишера–Снедекора [9, 10]:

$$p_Y(y) = \begin{cases} 0, & y \leq 0; \\ \frac{\Gamma\left(\frac{k+n}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{k}{2}\right)\Gamma\left(\frac{n}{2}\right)} k^{\frac{k}{2}} n^{\frac{n}{2}} y^{\frac{k}{2}-1} (n+ky)^{-\frac{k+n}{2}}, & y > 0, \end{cases} \quad (7)$$

где  $\Gamma$  — гамма-функция.

В частном случае сигнал и помеха имеют рэлеевские замирания. Распределение отношения сигнал/помеха соответствует  $\chi^2$  распределению с двумя степенями свободы. Тогда плотность вероятности ОСШ имеет вид

$$p(y) = \frac{1}{(1+y)^2}. \quad (8)$$

При переходе от соотношения уровней сигнала и помехи к отношению их мощностей (статистически независимых квадратов огибающих сигнала и помехи (ОСП)) плотность вероятности принимает вид [11]

$$p(\gamma) = \frac{\gamma_0}{(\gamma + \gamma_0)^2}, \quad (9)$$

где  $\gamma$  — мгновенное значение отношения мощностей сигнала и помехи;  $\gamma_0$  — среднее значение  $\gamma$ .

Вероятность того, что значение ОСП попадет в интервал от 0 до  $\gamma_t$ , составляет

$$P(\gamma < \gamma_t) = \frac{\gamma_t}{\gamma_t + \gamma_0}, \quad (10)$$

а при  $\gamma_t = k\gamma_0$

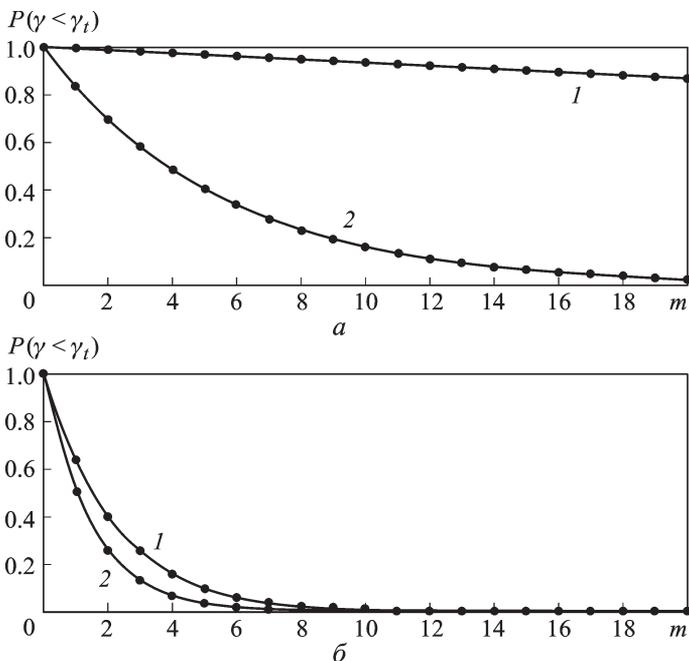
$$P(\gamma < \gamma_t) = \frac{k}{1+k}. \quad (11)$$

Вероятность появления ОСП в интервале от 0 до  $\gamma_t$  для  $m$  поднесущих сигнала OFDM при  $\gamma_t = k\gamma_0$  составляет

$$P(\gamma < \gamma_t) = \left( \frac{k}{1+k} \right)^m. \quad (12)$$

На рис. 1 представлены сравнительные зависимости вероятностей появления  $\gamma$  в интервале от 0 до  $\gamma_t$  в  $m$  поднесущих для смесей рэлеевского сигнала с гауссовым шумом и с рэлеевской помехой при  $k = 5$  и  $k = 1$  соответственно. Из анализа кривых следует, что при равных  $\gamma_0$  вероятность появления  $\gamma$  выше уровня порога хотя бы в одной из поднесущих возрастает с увеличением числа поднесущих. Это возрастание для сигнала с помехой происходит быстрее, чем для сигнала с гауссовым шумом. Поэтому эффективность связи в рэлеевской помехе выше, чем в присутствии гауссова шума, и этот выигрыш возрастает с увеличением порога.

**Метод комбинирования поднесущих с использованием пространственно разнесенных каналов.** Как показывают экспериментальные исследования [6, 12], радиоканалы систем подвижной связи (СПС) также подвержены воздействию мультипликативных помех, что заставляет разработчиков СПС решать задачи по снижению их влияния на качество связи и, в частности, стимулирует применение разнесенного приема.



**Рис. 1.** Сравнительный анализ вероятностей распределения  $\gamma$  от числа поднесущих в диапазоне от 0 до  $\gamma_t$  при  $\gamma_t = k\gamma_0$  для сигнала в присутствии гауссова шума (1) и рэлеевской помехи (2) при  $k = 5$  (а) и при  $k = 1$  (б)

Существует шесть основных видов разнесенного приема. Особенности различных видов разнесения, используемых в радиоканалах всевозможных систем связи, рассмотрены в работах [13, 14].

Система разнесения сигналов может быть построена по нескольким различным принципам и функциональным схемам. Поэтому при проектировании СПС во многих случаях возникает задача выбора вариантов построения разнесенных ветвей приема и способов их объединения. При этом обычно необходимо определить следующее:

1. Вид разнесения (пространственное, включая разнесение по вертикали, вдоль трассы и перпендикулярно трассе, по поляризации, углу прихода радиоволн, виду поля, частоте, времени);
2. Число ветвей разнесения (кратность разнесения);
3. Способ объединения ветвей (оптимальное сложение, автовыбор, линейное сложение);
4. Место в системе радиосвязи (базовая станция (БС), абонентская станция (АС)).

При организации ветвей разнесения важным является создание независимо флуктуирующих (некоррелированных) копий сигналов. С этой целью проведены исследования по изучению пространственной частотной и временной корреляции. Обобщая результаты исследований, приведенных в работах [13, 14], можно сделать вывод, что для получения относительно слабокоррелированных флуктуаций

двух пространственно разнесенных образцов сигналов (коэффициент корреляции не более 0,07) необходимо обеспечить разнос между антеннами не менее  $(10 \dots 12)\lambda$  ( $\lambda$  — длина волны сигнала) [15]. Для СПС диапазонов частот более 300 МГц расстояние между антеннами в этом случае не будет превышать 10 м, что приемлемо с точки зрения размещения антенн базовых станций.

Рассмотрим БС, имеющего  $p$  приемопередатчиков с  $p$  антеннами. На практике используются системы с  $2 \leq p \leq 8$ . От АС, состоящей из одного приемопередатчика и антенны, сигнал излучается на БС. Расстояние между ближайшими из  $p$  антенн выбрано  $l = 10 \dots 12\lambda$ , где  $\lambda$  — длина волны рабочего сигнала. При этом  $L \gg l$ , где  $L$  — расстояние от АС до БС.

Сигнал, излучаемый АС, приходит на входы  $p$  антенн, обрабатывается независимо в  $p$  приемниках. Таким образом, на выходе  $p$  приемников получается  $p$  реализаций сигнала, слабо коррелирующих между собой. Коэффициент взаимной корреляции при разнесении антенн на расстояние  $l$  не будет превышать значения 0,07.

Рассмотрим сигнал на каждой поднесущей в каждом из  $p$  каналов. Вероятность того, что ОСШ будет меньше порогового значения  $\gamma_t = k\gamma_0$ , будет определяться формулой (6) при  $m = p$ .

Таким образом, в каждом из  $p$  каналов существуют  $h_p$  поднесущих, уровень сигнала в которых превышает пороговое значение.

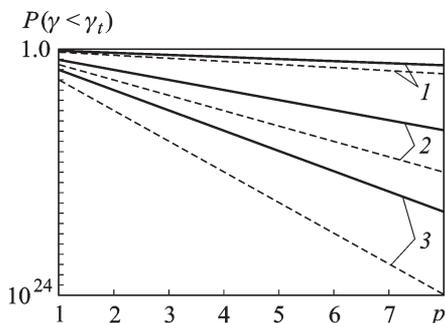
Передача сигнала от БС к АС происходит следующим образом. Сигнал будет передаваться во всех  $p$  каналах, но в каждом из каналов полезная информация содержится только в  $h_p$  поднесущих.

При этом получают два этапа работы системы. Первый — передача сигнала с АС на  $p$  антенн БС. Затем обработка сигнала в  $p$  приемниках БС. Второй этап — передача с  $p$  антенн БС на антенну АС. Первый этап представляет собой технологию Multiply Input Single Output (MISO), второй этап — Single Input Multiply Output (SIMO). Фактически на первом этапе происходит анализ  $p$  пространственно разнесенных каналов связи. На втором этапе используется результат анализа — информация передается только на тех частотах, на которых значение замираний недостаточно велико.

Данная технология работает только при использовании технологии с временным дуплексом Time Divide Duplex (TDD).

Рассмотрим  $m$  поднесущих ( $m \leq N$ ), взятых произвольно, в каждом из  $p$  каналов. В этом случае вероятность появления ОСШ хотя бы в одной из них меньше порогового значения  $\gamma_t = k\gamma_0$  будет составлять

$$P(\gamma < \gamma_t) = \left[ 1 - \frac{1}{\exp(k)} \right]^{pm}. \quad (13)$$



**Рис. 2.** Сравнительный анализ зависимости вероятностей распределения  $\gamma$  в диапазоне от 0 до  $\gamma_t$  в  $m$  поднесущих от числа ветвей разнесения  $p$  при  $m=1$  (1),  $m=5$  (2) и  $m=10$  (3) для смесей сигналов с гауссовым шумом (сплошные кривые) и рэлеевской помехой (штриховые кривые)

Указанную вероятность можно получить для смеси сигнала с рэлеевской помехой

$$P(\gamma < \gamma_t) = \left( \frac{k}{1+k} \right)^{mp}. \quad (14)$$

На рис. 2 приведены зависимости вероятностей появления  $\gamma$  в интервале от 0 до  $\gamma_t$  при  $\gamma_t = k\gamma_0$  и  $k = 1$  в  $m$  поднесущих от числа ветвей разнесения при числе поднесущих  $m = 1$  (1),  $m = 5$  (2) и  $m = 10$  (3) для смеси сигнала с гауссовым шумом, (сплошные кривые) и смеси сигнала с рэлеевской помехой (штриховые кривые).

Из анализа кривых следует, что при разнесенном приеме вероятности распределения  $\gamma$  в диапазоне от 0 до  $\gamma_t$  в  $m$  поднесущих в зависимости от числа ветвей разнесения снижаются при увеличении числа ветвей разнесения и числа поднесущих. При равном числе поднесущих указанная вероятность для смеси сигнала с рэлеевской помехой меньше, чем для смеси сигнала с гауссовым шумом. Поэтому при разнесенном приеме эффективность связи в присутствии рэлеевской помехи выше, чем в присутствии гауссова шума, и этот выигрыш возрастает с увеличением числа поднесущих и числа ветвей разнесения.

**Выводы.** 1. Установлено, что вероятность появления значений отношения сигнала к гауссову шуму и значений отношения сигнала к рэлеевской помехе в каждой из ортогональных поднесущих ниже порога снижается с ростом их числа. Помехоустойчивость при этом повышается, причем для смеси сигнала с рэлеевской помехой надежность повышается более значительно, чем для смеси сигнала с гауссовым шумом. Указанная разность значений увеличивается с ростом порога.

2. Вероятность появления значений отношения сигнала к гауссову шуму и значений отношения сигнала к рэлеевской помехе в каждой из ортогональных поднесущих ниже порога при пространственно разнесенном приеме сигнала OFDM снижается при увеличении числа ветвей разнесения. Помехоустойчивость при этом возрастает, причем для смеси сигнала с рэлеевской помехой она повышается более значительно, чем для смеси сигнала с гауссовым шумом. Указанная разность значений увеличивается с ростом числа поднесущих.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Волков Л. Н., Немировский М. С., Шинаков Ю. С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: Учеб. пособие. – М.: Эко-Трендз, 2005.
2. Проксид Дж. Цифровая связь. – М.: Радио и связь. 2000.
3. Шахтарин Б. И., Андрианов М. Н., Андрианов И. М. // РЭ. – 2009. – Т. 54, № 10. – С. 12–37.
4. Киселев И. Г., Андрианов М. Н. // Мобильные системы. 2007. – № 4. – С. 13.
5. Киселев И. Г., Андрианов М. Н. // Мобильные системы. 2007. – № 5. – С. 44.
6. Уильям К. Ли. Техника подвижных систем связи. – М.: Радио и связь. – 1985.
7. Тихонов В. И., Шахтарин Б. И., Сизых В. В. Случайные процессы. Примеры и задачи. Т. 5. – М.: Горячая линия Телеком, 2009. – 378 с.
8. Van Nee R., Prasad P. OFDM in wireless multimedia communications. – L.: Artech House, 2000.
9. Гмурман В. Е. Теория вероятностей и математическая статистика. Учеб. пособие для вузов. – М.: Высш. шк., 1998.
10. Печинкин А. В., Тескин О. И., Цветкова Г. М. Теория вероятностей: Учеб. для вузов. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004.
11. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. – М.: Радио и связь, 2000.
12. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ / Под ред. У.К. Джейка. – М.: Радио и связь, 1979.
13. Андранов И. С., Финк Л. М. передача дискретных сообщений по параллельным каналам. – М.: Сов. радио, 1971.
14. Стейн С., Джонс Дж. Принципы современной теории связи и их применение к передаче дискретных сообщений. – М.: Связь, 1971.
15. Киселев И. Г., Андрианов М. Н. // Мобильные системы. – 2006. – №3. – С. 45.

Статья поступила в редакцию 19.03.2010

Иван Михайлович Андрианов родился в 1985 г., окончил МГТУ им. Н.Э. Баумана в 2009 г. Аспирант кафедры “Автономные информационные и управляющие системы” МГТУ им. Н.Э. Баумана. Специализируется в области систем беспроводной связи, радиоэлектроники, мобильной и спутниковой связи, цифровой обработки сигналов.

I.M. Andrianov (b. 1985) graduated from the Bauman Moscow State Technical University in 2009. Post-graduate of “Autonomous Information and Control Systems” department of the Bauman Moscow State Technical University. Specializes in the field of wireless communication systems, radio electronics, mobile and satellite communication, digital signal processing.