

УДК 621.396

# ВОССТАНОВЛЕНИЕ НЕСУЩЕЙ OFDM-СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ БЫСТРЫХ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ ЗАМИРАНИЙ

**Казаков Л. Н.**, профессор ЯрГУ им. П.Г. Демидова; kazakov@uniyar.ac.ru

**Марков К. А.**, аспирант ЯрГУ им. П.Г. Демидова

**Исмаилов А. В.**, аспирант ЯрГУ им. П.Г. Демидова

**Ключевые слова:** OFDM, быстрые замирания, частотно-селективные замирания, оценка канала, коррекция амплитуды и фазы.

**Введение.** Интерес к сигналам с ортогональным частотным разделением (OFDM — Orthogonal Frequency Division Multiplexing) вызван высокой помехоустойчивостью приема в условиях каналов передачи с частотно-селективными замираниями и хорошими спектральными свойствами [1]. В то же время для них характерна чувствительность к фазовым возмущениям, приводящим к нарушению ортогональности несущих [2—4]. Проблема становится особенно острой в условиях быстрых замираний, вызванных нестационарностью амплитудной и фазовой характеристик каналов. Традиционные методы на основе на коррекции характеристик по оценкам параметров канала, выполненным в начале пакета, становятся не столь эффективными в случае, когда длина пакета соизмерима или превышает период нестационарности.

Известны два подхода к решению проблемы коррекции фазы и амплитуды несущей в каналах с OFDM. Первый из них основывается на передаче служебной информации в специально зарезервированных для этой цели частотных каналах, называемых пилотными. Подход разработан в достаточной степени и широко используется на практике, однако в условиях быстрых частотно-селективных замираний недостаточно эффективен.

Другой подход основан на использовании информационных частотных каналов. Он позволяет повысить помехоустойчивость приема за счет увеличения объема статистики, поскольку число информационных каналов существенно превышает число пилотных. Однако известные алгоритмы коррекции фазовой [2, 3] и амплитудной [4] характеристик разомкнутого типа и фазовой коррекции следающего типа [5—7] реализуют последовательную коррекцию, не учитывающую взаимное влияние канальных характеристик.

В отличие от алгоритмов последовательного типа в настоящей работе предлагается и исследуется алгоритм совместной коррекции амплитудно-фазовых флуктуаций несущей OFDM-сигнала, использующий информационные каналы. При этом основные идеи, положенные в основу системы коррекции следающего типа, заимствованы из [5—7].

**Модель системы коррекции амплитуды.** Упрощенная схема беспроводной цифровой системы передачи (ЦСП) на основе OFDM-сигналов приведена на рис. 1.

Сигнал на выходе демодулятора, роль которого выполняет блок преобразования Фурье (на схеме БПФ), можно представить в виде [6]:

$$r_m(p) = x_m(p)A_m(p)e^{i\psi_m} + n_m^{об}(p), \quad (1)$$

где  $x_m(p)$  — передаваемый QAM-символ,  $A_m(p)$  — множитель, обусловленный изменением амплитуды несущей,  $m$  —

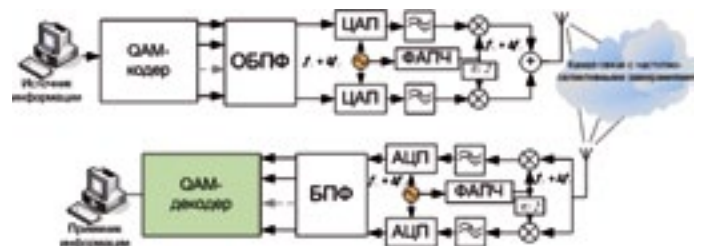


Рис. 1

номер OFDM-символа,  $p$  — номер канала,  $n_m^{об}(p)$  — аддитивный белый гауссовский шум, не зависящий от аддитивных шумов других каналов,  $e^{i\psi_m}$  — групповая фазовая ошибка (ГФО), не зависящая от номера канала:

$$e^{i\psi_m} \equiv \frac{1}{N_c} \sum_{j=0}^{N_c-1} e^{i\theta_m(j)},$$

где  $\theta_m(j)$  — фазовый шум в  $j$ -м канале,  $N_c$  — количество каналов.

Многочисленные эксперименты показывают, что в реальных каналах с замираниями  $A_m(p)$  обладает выраженными корреляционными свойствами по параметру  $m$ . При этом интервал корреляции может иметь значения от нескольких единиц (слабокоррелированные замирания огибающей) до нескольких десятков (сильнокоррелированные замирания огибающей) длительностей OFDM-символов. Для подобных условий достаточно эффективными могут оказаться следующие алгоритмы коррекции, активные на интервале OFDM-пакета. Такой подход авторами статьи был предложен в [5, 6] для коррекции фазы несущей. Ниже он будет применен для комплексного восстановления амплитуды и фазы несущей.

На рис. 2 приведена схема системы совместной коррекции амплитуды и фазы несущей. Ее основу составляет детектор ошибок QAM-символов, реализующий алгоритм максимума функции правдоподобия. Сегмент фазовой коррекции подробно описан авторами в [5, 6]. Сигнал амплитудной ошибки:

$$\varepsilon_m(p) = A_m(p) - \hat{A}_{m-1}(p). \quad (2)$$

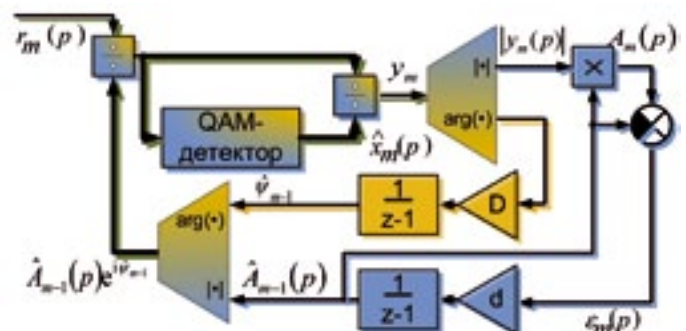


Рис. 2

В качестве опорного сигнала системы коррекции выступает выходной сигнал цифрового интегратора  $\hat{A}_{m-1}(p)$ , представляющий собой оценку изменения амплитуды несущей входного сигнала на предыдущем шаге. С учетом (1) QAM детектор для формирования сигнала ошибки (2) выполняет оценку переданного символа  $\hat{r}_m(p) = \hat{x}_m(p)$  (жесткое решение) и формирует отношение

$$y_m(p) = \frac{r_m(p)}{\hat{A}_{m-1}(p)e^{i\hat{\psi}_{m-1}}\hat{x}_m(p)}. \quad (3)$$

Далее последовательно выполняются функции взятия модуля от  $y$ , умножения на  $\hat{A}_{m-1}(p)$  и вычитания  $\hat{A}_{m-1}(p)$ :

$$\varepsilon_m(p) = \left| \frac{r_m(p)}{\hat{A}_{m-1}(p)\hat{x}_m(p)} \right| \hat{A}_{m-1}(p) - \hat{A}_{m-1}(p). \quad (4)$$

Для получения сигнала фазовой ошибки выполняется функция взятия аргумента от величины  $y$ .

Петля обратной связи включает в себя блоки усиления с коэффициентами  $d$  и  $D$  для цепей амплитудной и фазовой коррекции, соответственно, и интеграторы с передаточной функцией  $K(z) = \frac{1}{z-1}$ . Выбор подобной структуры связан с обеспечением оптимального слежения в условиях задающего воздействия со спектральной плотностью типа  $1/f^2$  (винеровский случайный процесс). Подобный подход был применен в [5] для синтеза системы коррекции фазы несущей.

**Результаты моделирования.** Для анализа алгоритма комплексной коррекции амплитуды и фазы воспользуемся имитационной моделью системы передачи, выполненной в среде MatLab. При реализации модели за основу взяты параметры, соответствующие стандарту IEEE 802.11 а. В частности, параметры пакетного режима с произвольным числом OFDM-символов, общее число информационных поднесущих — 48, число пилот-поднесущих — 4, внутриканальная модуляция — КАМ-16, помехоустойчивое кодирование отсутствует.

Выполним сначала анализ модели для случая амплитудной коррекции (канал фазовой коррекции отключен). На рис. 3 приведены зависимости вероятности ошибки приема от коэффициента усиления в кольце слежения при различных отношениях сигнал-шум (ОСШ) в канале  $h$  [дБ] для величины доплеровского рассеяния  $f_d = 250$  Гц, длительности пакета  $N = 20$  (здесь и на всех последующих рисунках синим цветом отображены зависимости для следящего алгоритма коррекции, красным — для алгоритма, основан-

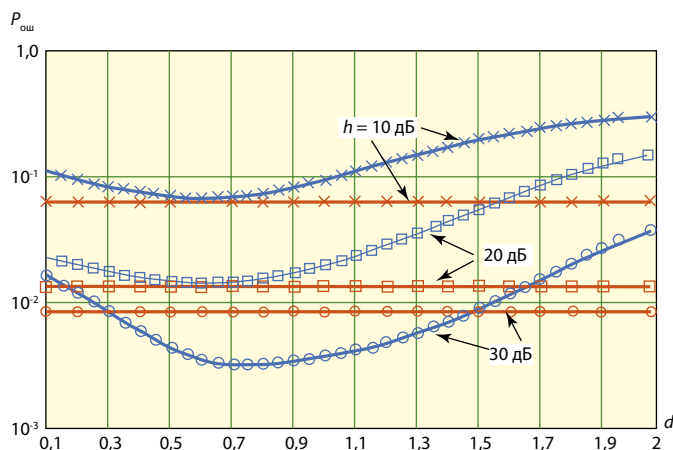


Рис. 3

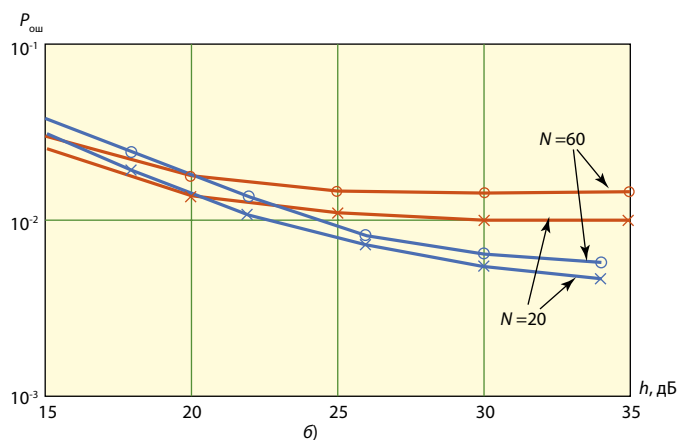
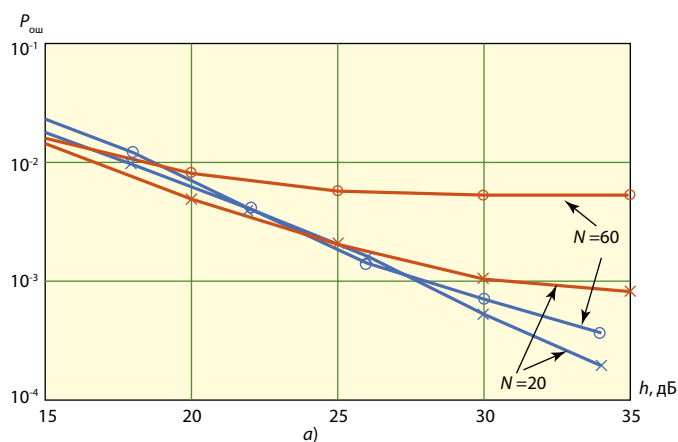


Рис. 4

ного на оценке пилот-сигналов). Из результатов следует, что зависимости обладают ярко выраженным экстремумом, величина которого зависит от ОСШ.

Характер кривых хорошо согласуется с известным положением теории следящих систем, согласно которому с увеличением обобщенного коэффициента усиления кольца снижается динамическая ошибка и растет флуктуационная ошибка, обусловленная действием аддитивного шума [8].

Выполнив параметрическую оптимизацию, можно минимизировать вероятность ошибки. В этом случае при относительно низких ОСШ ( $h = 10$  дБ) следящий алгоритм сопоставим с алгоритмом, реализованным на основе пилотных поднесущих. С ростом ОСШ ( $h = 30$  дБ) наблюдается выигрыш следящего алгоритма.

На рис. 4 приведены зависимости ошибки приема от ОСШ для разного доплеровского рассеяния в канале  $f_d$  и разных длин пакета  $N$ : а — для относительно медленных замираний ( $f_d = 250$  Гц, период когерентности замираний и длительность OFDM-символа связаны соотношением  $T_{\text{ког}} \approx 10 \cdot T_{\text{симв}}$ ), б — для быстрых замираний ( $f_d = 2500$  Гц,  $T_{\text{ког}} \approx 10 T_{\text{симв}}$ ). Из графиков видно, что при достаточно малых ОСШ сравниваемые системы коррекции достаточно близки. С ростом ОСШ выигрыш следящей системы по сравнению с пилотной коррекцией увеличивается до 3 дБ и более ( $h > 25$  дБ). С увеличением скорости замираний и длины пакета абсолютные показатели ухудшаются с сохранением относительного выигрыша следящей системы при больших ОСШ.

На рис. 5 приведены зависимости ошибки приема для различных величин доплеровского рассеяния, подтверждающие сделанные выше выводы. С ростом величины  $f_d$  увеличивается энергетический выигрыш от применения

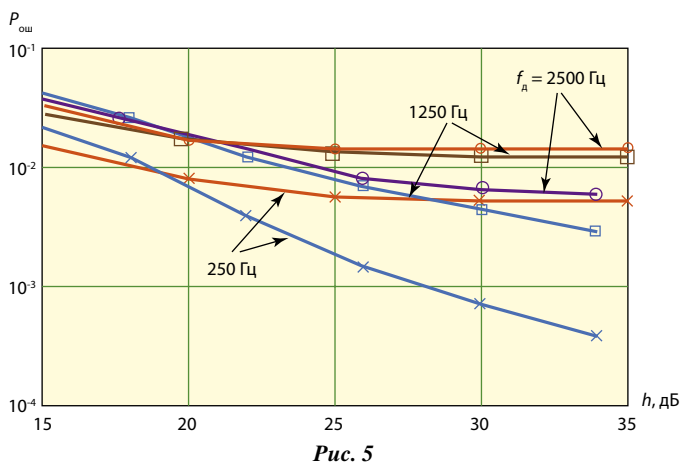


Рис. 5

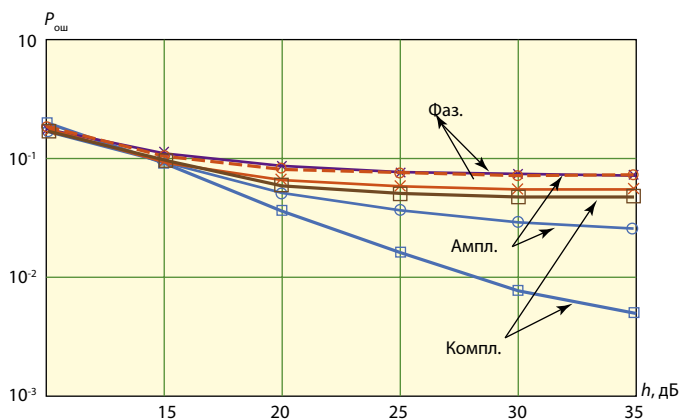


Рис. 6

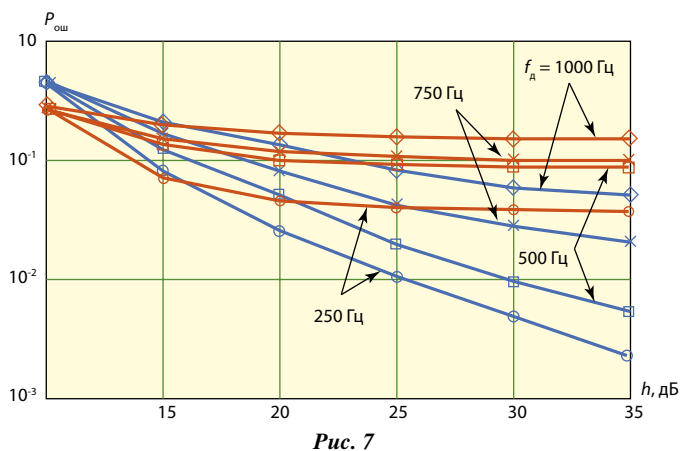


Рис. 7

следящей системы и диапазон значений ОСШ, в котором наблюдаются ее преимущества.

Результаты анализа модели для комплексной коррекции амплитуды и фазы приведены на рис. 6. Для сравнения представлены зависимости вероятности ошибки приема от ОСШ в канале для других алгоритмов коррекции. Видно, что предложенный комбинированный алгоритм дает существенный энергетический выигрыш по сравнению со стандартным подходом к коррекции по пилотам в области относительно высоких ОСШ ( $h > 15$  дБ). Кроме того, из графиков видно, что именно совместная коррекция амплитуды и фазы обеспечивает наиболее высокую эффективность системы.

На рис. 7 приведены результаты исследования комплексного алгоритма коррекции фазы и амплитуды несущей

OFDM-сигнала для различных доплеровских сдвигов, формирующих условия от  $T_{\text{ког}} \approx 10 T_{\text{симв}}$  до  $T_{\text{ког}} \approx T_{\text{симв}}$ . Сравнение выполнено с алгоритмом на основе анализа пилотных поднесущих. Отметим, что основные закономерности, полученные выше для алгоритма коррекции амплитуды, переносятся и на случай с комбинированной коррекцией. В частности, наблюдается преимущество следящей системы и его увеличение с ростом как ОСШ, так и максимального доплеровского расширения. Величина энергетического выигрыша по-прежнему достигает 3 дБ и более при  $h > 25$  дБ.

**Заключение.** Предложенный алгоритм комплексной коррекции амплитуды и фазы несущей OFDM-сигналов основан на анализе информационных частотных каналов. По сравнению с алгоритмом коррекции на базе пилотных несущих энергетический выигрыш от применения комплексного алгоритма достигает 3 дБ и более при  $h > (20..25)$  дБ. Подобный выигрыш характерен в условиях замираний с периодом когерентности  $T_{\text{ког}}$ , соизмеримым с длительностью уже нескольких OFDM-символов.

В области малых ОСШ эффективность комплексного алгоритма падает, что объясняется погрешностью работы дискриминатора в условиях аддитивного белого шума, принцип действия которого основан на анализе информационных частотных каналов. В этом случае целесообразно применять смешанный метод компенсации канальных искажений, включающий использование пилотных несущих (для получения наиболее достоверной начальной оценки) и систему коррекции с обратной связью.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Широкополосные беспроводные сети передачи информации/Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л. и др.— М.: Техносфера, 2005.— 592 с.
2. Alfonso Troya. Synchronization and Channel Estimation in OFDM: Algorithms for Efficient Implementation of WLAN. Systems, Ph. D. Dissertation, BTU Cottbus Germany, January. 2004.
3. Van Zelst A., Schenk T.C.W. Implementation of a MIMO OFDM-Based Wireless LAN System//IEEE Transactions on Signal Processing.— 2004.— Vol. 52.— №. 2.— PP.483—494.
4. Budiarto I., Rashad I., Nikoogar H. On The Use of Virtual Pilots with Decision Directed Method in OFDM Based Cognitive Radio Channel Estimation Using 2 x1-D Wiener Filter//IEEE Transactions on Signal Processing.— 2008.— PP.703—707.
5. Казаков Л.Н., Кукушкин Д.С. Синтез многомерной оптимальной системы коррекции фазы в канале OFDM// Электросвязь.— 2006.— № 10.— С. 23—26.
6. Казаков Л.Н., Кукушкин Д.С., Исмаилов А.В. Система коррекции фазы в каналах передачи с ортогональным частотным и пространственным разделением сигналов//Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания: Сб. материалов НТС.— Одесса.— 2007.— С. 24—29.
7. Кукушкин Д.С., Исмаилов А.В. Марковская модель системы коррекции фазы для модуляции с пространственным и ортогональным частотным разделением сигналов//Вестник ЯрГУ им. П.Г. Демидова.— 2008.— С. 90—94.
8. Цифровые системы фазовой синхронизации/М.И. Жодзишский, С.Ю. Сила-Новицкий, В.А. Прасолов и др.; Под ред. М.И. Жодзишского.— М.: Сов. радио, 1980.— 208 с.

Получено 30.11.09