

УДК 621.396

КОРРЕКЦИЯ ФАЗЫ НЕСУЩЕЙ МИМО-OFDM СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ЗАМИРАНИЙ

Л.Н. Казаков, профессор Ярославского государственного университета (ЯрГУ) им. П. Г. Демидова, д.т.н.

Д.С. Кукушкин, вед. инженер Северной ЖД — филиала ОАО “РЖД”, к.т.н.

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

Введение. Сигналы с ортогональным частотным разделением (OFDM — Orthogonal Frequency Division Multiplexing) находят применение во многих современных беспроводных системах передачи информации (СПИ) в связи с рядом преимуществ: высокая спектральная эффективность, низкий уровень межсимвольной интерференции, высокая помехоустойчивость приема в условиях частотно-селективных замираний. К числу таких СПИ относятся: IEEE 802.11a,g — беспроводные локальные сети; IEEE 802.16 — широкополосная беспроводная связь; DVB-T — цифровое телевизионное вещание; DRM — цифровое радиовещание [1]. Сюда можно причислить перспективную систему с повышенной скоростью передачи на основе совмещенной технологии ортогонального частотного и пространственного разделения (MIMO OFDM — multiple input, multiple output OFDM) — 802.11n [2]. В соответствии с существующей классификацией OFDM-сигналы входят в класс сигналов повышенной размерности.

В то же время системы передачи, использующие OFDM-сигналы, обладают повышенной чувствительностью к фазовой нестабильности несущей. Последняя может быть вызвана нестационарностью фазовой характеристики канала, обусловленной доплеровским рассеянием, фазовыми флуктуациями опорных генераторов на передающей и гетеродинами на приемной сторонах. Как следствие, растет уровень ошибок при передаче информации, падает энергетическая эффективность. Особенно остро проблема стоит в каналах с многопозиционной модуляцией сигналов.

Известны два подхода решения проблемы фазовых флуктуаций несущей в каналах с OFDM. Первый основывается на передаче служебной информации в специально зарезервированных для этой цели частотных каналах, называемых пилотными [3, 4]. В основе этого подхода лежит априорное знание фазы сигнала в каналах на приемной стороне, что позволяет оценить паразитные флуктуации фазы в каждом из каналов и выполнить усреднение с целью компенсации влияния аддитивного шума. Метод разработан в достаточной степени и сегодня аппаратно реализован.

Другой подход коррекции фазы несущей основывается на использовании информационных частотных каналов и реализует алгоритм следающего типа [5]. Поскольку число информационных каналов в СПИ с OFDM значительно превышает число пилотных, появляется возможность с помощью большей статистики обеспечить более высокую точность коррекции. Кроме того, в данном случае пилотные каналы можно использовать по другому назначению.

Для анализа статистических характеристик следающей системы в [6] получена и исследована марковская модель в форме векторного уравнения Колмогорова—Чепмена. В работе подтверждены преимущества следающей системы коррекции по сравнению с системой на основе пилотных несущих для фазовых флуктуаций со спектральной плотностью мощности (СПМ), обратно пропорциональной квадрату частоты (соглас-

но принятой классификации данный тип фазовых флуктуаций относится к “частотному белому шуму”).

С практической точки зрения большой интерес вызывает поведение системы коррекции в условиях фазового воздействия с большим порядком СПМ, что соответствует более сильно выраженным корреляционным свойствам. Представляется интересным поведение системы в условиях многолучевого канала с нестационарным доплеровским рассеянием, характеризующимся также повышенными корреляционными свойствами. В этом случае с учетом корреляционных особенностей воздействия можно рассчитывать на определенное улучшение интегральных характеристик качества работы системы связи за счет применения следающей системы коррекции фазы. В то же время синтезированная в [5] для белого частотного воздействия следающая система характеризуется 1-м порядком астатизма, что недостаточно для перечисленных условий. Есть основания ожидать дополнительного выигрыша от следающей системы с астатизмом более высокого порядка.

В статье проведен анализ статистических характеристик алгоритма коррекции фазы сигналов с OFDM и MIMO-OFDM следающего типа для фазового воздействия с полиномиальной СПМ в условиях доплеровского рассеяния.

Модель системы коррекции фазы. Упрощенная схема беспроводной цифровой системы передачи (ЦСП) на основе OFDM сигналов приведена на рис. 1. Низкочастотная эквивалентная модель ЦСП представлена на рис. 2.

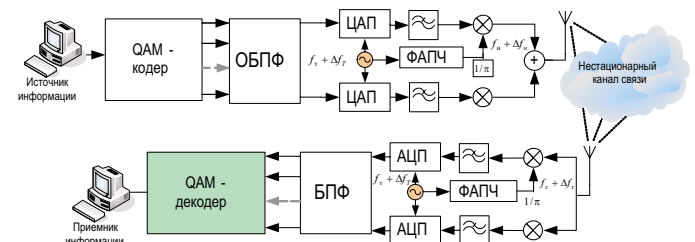


Рис. 1

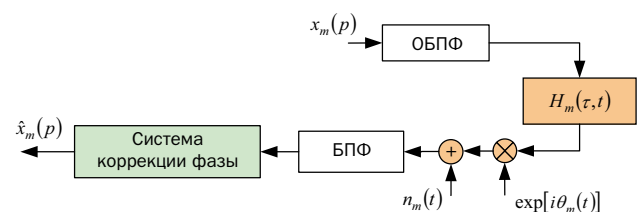


Рис. 2

Сигнал с OFDM на приемной стороне после преобразования Фурье можно представить в виде:

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

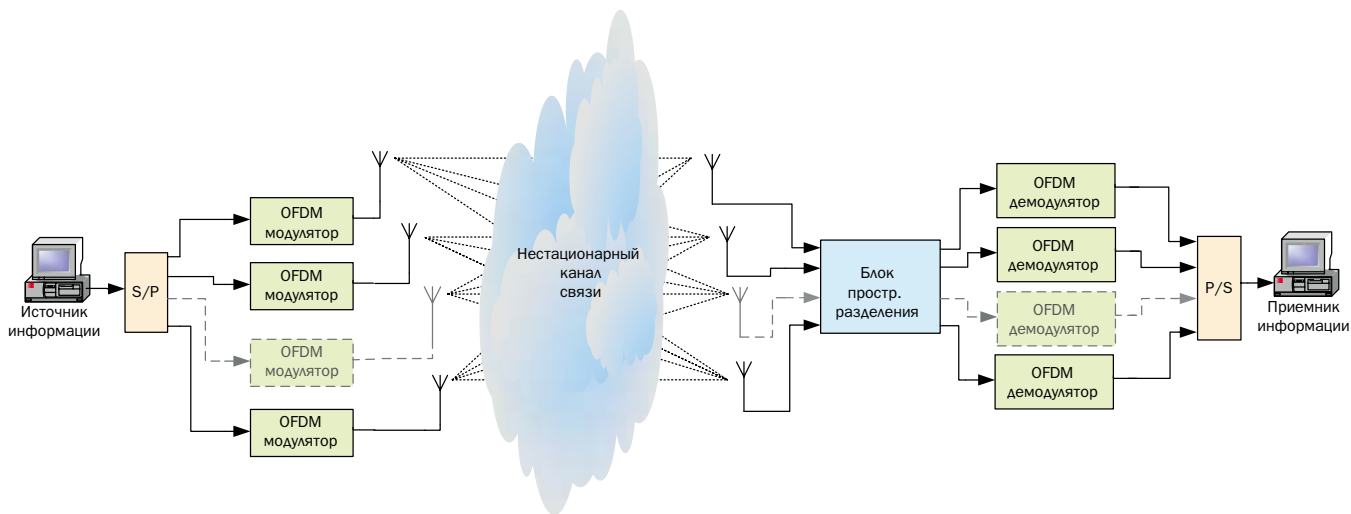


Рис. 3

где m — номер OFDM символа; p — номер канала; $x_m(p)$ — передаваемый символ; $n_m^{об}(p)$ — аддитивный белый гауссовский шум (независимый между каналами);

$$\exp(i\psi_m) \equiv \frac{1}{N_c} \sum_{j=0}^{N_c-1} \exp[i\theta_m(j)] \quad (2)$$

— групповая фазовая ошибка (ГФО); $\theta_m(j)$ — фазовый шум; N_c — количество каналов.

Рассмотрим особенности реализации беспроводной ЦСП на основе MIMO-OFDM сигналов [7]. Основные элементы такой системы приведены на рис. 3.

В работе исследуется случай равного количества антенн на передающей и приемной сторонах. При этом пространственную обработку сигнала, суть которой сводится к подавлению перекрестных помех, достаточно выполнять на приемной стороне. Для реализации пространственного разделения будем использовать предложенный в [8] матричный фильтр.

В случае MIMO-OFDM на приемной стороне сигнал имеет вид:

$$\mathbf{u}_m(p) = \mathbf{x}_m(p) \exp(i\psi_m) + \mathbf{n}_m^{об}(p), \quad (3)$$

где $\mathbf{x}_m(p)$ — вектор передаваемых символов информации; $\mathbf{n}_m^{об}(p)$ — вектор аддитивного шума, обусловленный действием аддитивного шума канала и межканальной интерференцией с учетом пространственного разделения:

$$\mathbf{n}_m^{об}(p) = \frac{1}{N_c} \sum_{v=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq v}}^{N_c-1} (\mathbf{h}_f(p)^{-1} \mathbf{h}_f(j) \exp(i\theta_m(v))) \times \exp\left(-i \frac{2\pi}{N_c} v(p-j)\right) \mathbf{x}_m(j) + \mathbf{h}_f(p)^{-1} \eta'_m(p).$$

Здесь $\mathbf{h}_f(p)$ — вектор-элемент канальной матрицы в частотной области; $\eta'_m(p)$ — вектор аддитивного шума канала с учетом Фурье-преобразования.

Схема системы коррекции фазы сигналов OFDM приведена на рис. 4. В случае MIMO-OFDM сигнала схема имеет аналогичный вид, изменится лишь структура фазового дискриминатора (ФД) [5]. Схема ФД системы коррекции сигналов MIMO-OFDM приведена на рис. 5.

Для анализа статистических характеристик системы коррекции была разработана имитационная модель СПИ на ос-

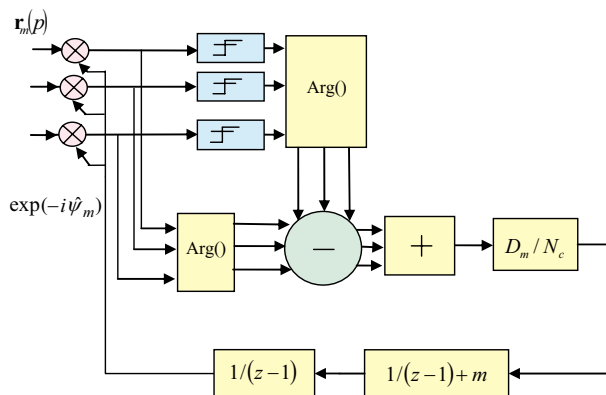


Рис. 4

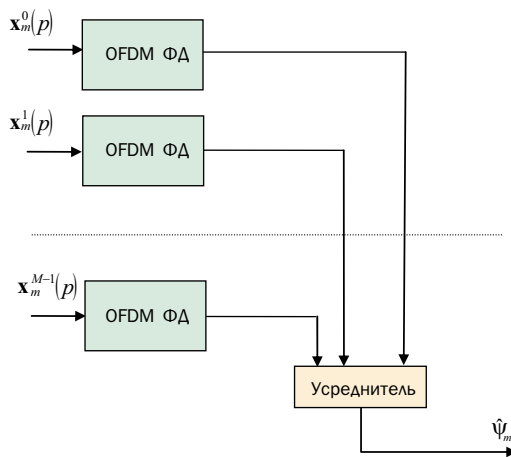


Рис. 5

нове сигналов OFDM и MIMO-OFDM с системой коррекции фазы на приемной стороне в пакете MATLAB компании MathWorks. С помощью ее были получены оценки дисперсии фазовой ошибки системы коррекции фазы, среднего времени до срыва слежения и вероятности ошибки.

В качестве фазового возмущения использовался шум с СПМ полиномиального вида:

$$S_\psi(\omega) = \sum_{\alpha=0}^{-3} h_\alpha \omega^\alpha, \quad (4)$$

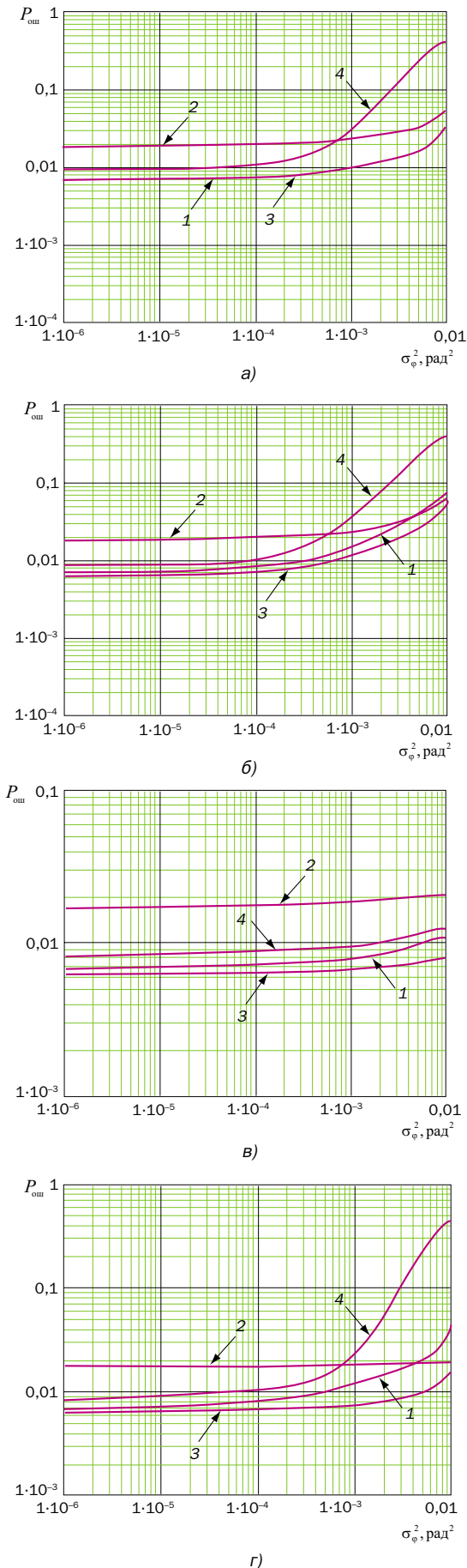


Рис. 6

где $h_0, h_{-1}, h_{-2}, h_{-3}$ — уровни соответственно белого фазового, фликкер-фазового, белого частотного и фликкер-частотного фазовых воздействий. В качестве аддитивного воздействия использовался белый гауссовский шум.

Анализ полученных результатов. На рис. 6 приведены зависимости вероятности ошибок при отношении сигнал/шум (ОСШ) равном 20 дБ от дисперсии белого фазового (а), фликкер-фазового (б), белого частотного (в) и фликкер-частотного (г) шумов в фиксированной полосе частот (определяется длительностью OFDM-пакета и тактовой частотой) для модуляции КАМ-64. На графиках приняты следующие обозначения для алгоритмов коррекции фазы: 1 — без коррекции, 2 — с коррекцией на основе усреднения по пилотным каналам, 3 — с коррекцией на основе следящей системы с астатизмом 1-го порядка, 4 — с коррекцией на основе следящей системы с дополнительным фильтром-интегратором.

Как видно из графиков, характер зависимости вероятности ошибки от мощности фазового шума существенно зависит от порядка СПМ фазового воздействия. Так, увеличение порядка воздействия при сохранении его мощности в заданной полосе частот для системы без коррекции не меняет характера зависимости, приводя в то же время к улучшению качества в случае следящей системы коррекции и системы коррекции на основе усреднения по пилотным каналам. Выигрыш от применения следящей системы коррекции начинает проявляться при фазовом фликкер-шуме и увеличивается с ростом порядка входного воздействия, достигая 2–3 дБ при белом частотном и фликкер-частотном шуме.

Применение фильтра в цепи обратной связи в случае стационарного канала связи и рассматриваемого фазового воздействия нецелесообразно. Это связано с возрастанием динамической ошибки кольца при введении дополнительного интегратора в цепь управления. В то же время повышенный порядок астатизма для данного характера фазового воздействия избыточен.

Из графиков видно, что применение системы коррекции на основе пилотных каналов в рассматриваемом диапазоне мощностей воздействий приводит к ухудшению работы системы связи в целом. Данный факт объясняется превышением ошибки оценки ГФО на фоне аддитивного шума над мощностью самого фазового шума. С увеличением порядка входного воздействия вклад ГФО увеличивается, приводя к некоторому улучшению качества работы системы коррекции на основе пилотных каналов.

На рис. 7 приведена зависимость вероятности ошибки от ОСШ при $\sigma_{\phi}^2 = 10^{-2} \text{ рад}^2$ для белого частотного шума. Видно,

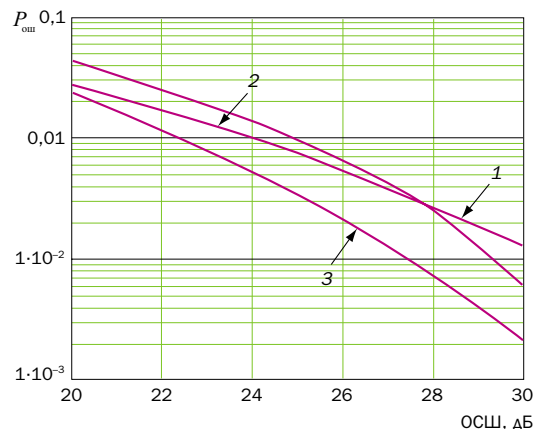


Рис. 7

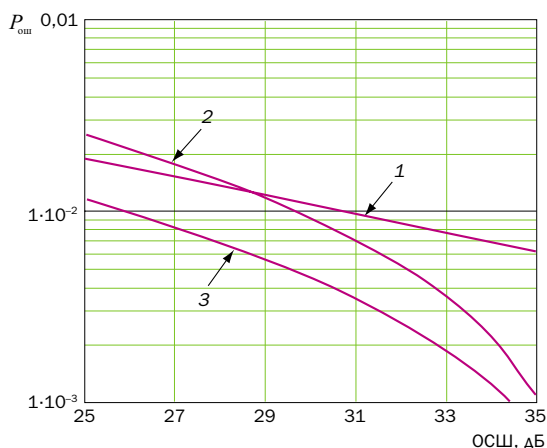


Рис. 8

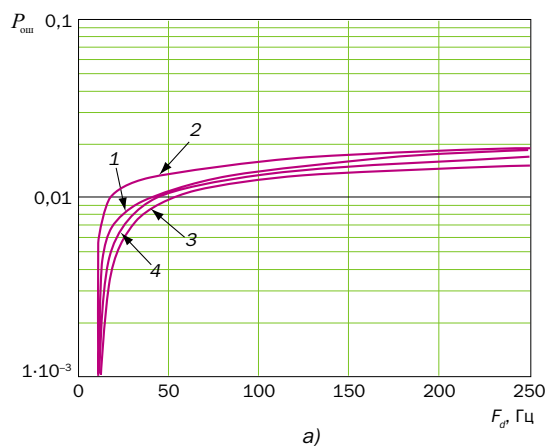
что применение следающей системы коррекции дает стабильный выигрыш в широком диапазоне мощностей аддитивного шума. Отметим, что при уменьшении мощности аддитивного шума использование системы коррекции на основе пилотных каналов дает определенное преимущество, подтверждая сделанные выводы. В то же время преимущество от использования следающей системы коррекции значительно выше.

Поведение системы коррекции в случае MIMO-OFDM модуляции качественно совпадает с OFDM. В целом выигрыш от применения следающей системы коррекции для MIMO-OFDM выше, чем для OFDM в среднем на 0,5–1 дБ, и может достигать в зависимости от уровня аддитивного и фазового шумов до 2,5–3 дБ. Для примера на рис. 8 приведены зависимости вероятности ошибки при $\sigma_{\phi}^2 = 10^{-3}$ рад² для случая MIMO-OFDM модуляции. Как видно, общая помехоустойчивость у системы MIMO-OFDM несколько ниже, чем у OFDM, что компенсируется увеличением общей пропускной способности.

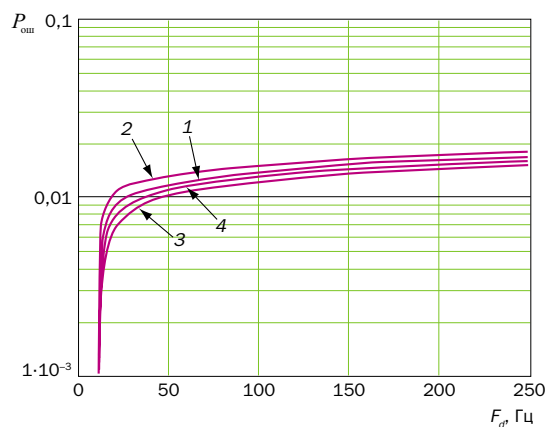
Рассмотрим случай воздействия на систему связи с OFDM и MIMO-OFDM белого аддитивного шума и фазового шума с СПМ различного порядка в условиях доплеровского рассеяния.

На рис. 9 приведены зависимости вероятности ошибки при ОСШ равном 25 дБ, $\sigma_{\phi}^2 = 4 \cdot 10^{-4}$ рад², от ширины доплеровского расширения F_d для различных фазовых воздействий. Из графиков видно, что в условиях доплеровского рассеяния качество работы системы связи с OFDM резко ухудшается с увеличением доплеровского расширения. Однако выигрыш от применения следающей системы коррекции выше, чем при стационарном канале связи. Данный результат объясняется корреляционными свойствами доплеровского рассеяния. Известно, что в условиях сильно коррелированных воздействий работа следающей системы наиболее эффективна. Важно отметить, что с увеличением порядка входного воздействия выигрыш от применения системы коррекции, как и в случае стационарного канала, растет. Отличие заключается в том, что при доплеровском рассеянии выигрыш начинает проявляться уже для белого фазового шума.

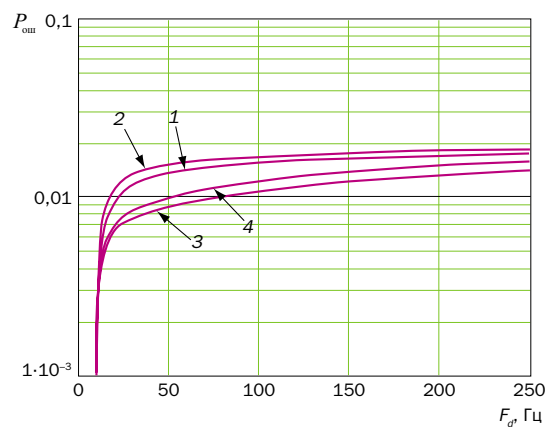
Исследования показали, что для достаточно низких ОСШ (для КАМ-64 ниже 30 дБ) система коррекции с дополнительным интегратором в цепи управления уступает системе с астатизмом 1-го порядка. Данный факт обусловлен нелинейной характеристикой ФД в условиях большого уровня аддитивного шума и приводит к росту динамической ошибки системы.



а)



б)



в)

Рис. 9

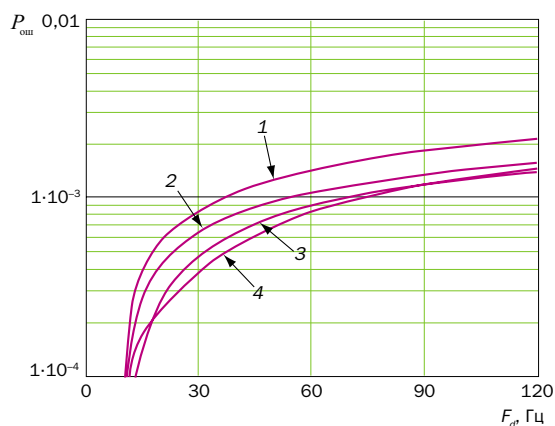


Рис. 10

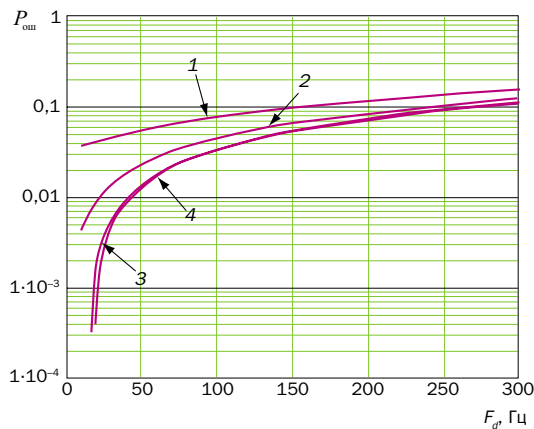


Рис. 11

В рассматриваемом диапазоне мощностей применение системы коррекции на основе пилотных частотных каналов, как и в случае стационарного канала связи, ведет к увеличению вероятности появления ошибки. Это связано с преобладанием дисперсии ошибки оценки групповой фазовой ошибки над мощностью последней.

В ходе исследования было выявлено, что в условиях достаточно высокого ОСШ (более 30 дБ для КАМ-64) более эффективной системой коррекции фазы является следящая система с интегратором с форсированием. На рис. 10 приведены зависимости вероятности ошибки при ОСШ равном 35 дБ, $\sigma_{\phi}^2 = 4 \cdot 10^{-4}$ рад², от величины доплеровского расширения для частотного фликкер-шума. Как видно, преимущество системы с астатизмом 2-го порядка наблюдается в диапазоне доплеровского расширения 20–80 Гц. Выигрыш системы с дополнительным фильтром связан с более высоким порядком астатизма. В то же время динамика ниже по сравнению с бесфильтровой системой, что обуславливает преимущество последней при дальнейшем увеличении доплеровского расширения.

Анализ показал, что дополнительный выигрыш следящей системы коррекции фазы с интегратором наблюдается в области мощностей фазового шума $5 \cdot 10^{-5} \dots 5 \cdot 10^{-4}$ рад². При этом выигрыш растет с увеличением порядка СПМ фазового шума.

Зависимость уровня ошибок при ОСШ равном 30 дБ, $\sigma_{\phi}^2 = 2,5 \cdot 10^{-3}$ рад², от доплеровского расширения для случая ММО-OFDM модуляции приведена на рис. 11. Качественно повторяются результаты, полученные для OFDM модуляции. Как и в случае стационарного канала связи, вероятность ошибки при равных уровне шумов и величине доплеровского расширения при ММО-OFDM выше. В то же время эффект от использования системы коррекции следящего типа в случае ММО-OFDM превышает аналогичный в OFDM-системах в среднем на 1 дБ.

Заключение. Исследования показали, что синтезированная для белого частотного шума система коррекции фазы следящего типа эффективно работает в условиях нестационарных замираний и фазового шума с полиномиальной спектральной плотностью мощности. Выигрыш от ее применения в рассматриваемых условиях по сравнению с известными подходами может достигать до 3–4 дБ в зависимости от характера и уровня помех в канале.

ЛИТЕРАТУРА

1. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / Вишневецкий В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л. и др. — М.: Техносфера, 2005. — 592 с.

2. Van Zelst A., Schenk T.C.W. Implementation of a MIMO OFDM-Based Wireless LAN System // IEEE Transactions on Signal Processing. — Feb. 2004. — Vol. 52. — № 2. — P. 483–494,
3. Petrovic D., Rave W., Fettweis G. Phase noise suppression in OFDM using a Kalman filter // In Proc. IEEE WPMC. Yokosuka, Japan, 19–22. — October 2003. — V. 3. — P. 375–379.
4. Petrovic D., W. Rave, Fettweis G. Phase noise suppression in OFDM including intercarrier interference // Proc. International OFDM Workshop (InOWo), Hamburg Germany. — 2003. — P. 219–224,
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., Шабанов А.В. Применение аппарата марковских процессов для анализа системы коррекции фазы цифрового канала OFDM // Электросвязь. — 2007. — № 2. — С. 34–37.
7. 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 / Сборник материалов научно-технического семинара, 1–4 июля 2007 г. — Одесса, 2007. — С. 24–29.
8. Хоряев А.В., Масленников Р.О. Подавление перекрестных помех в ММО-системах связи / Научная конференция по радиопроцессам: Сборник трудов. — Н. Новгород, 2003. — С. 199–200.

Получено 27.03.08



Научно-производственный комплекс

"ГИДРОФОб Ремсвязьмонтаж"

Ресурсосберегающие технологии



Бестраншейная прокладка коммуникаций

УГБН-3М



УГБН-2

 **Универсальный передвижной комплекс для восстановления кабельных линий**
 Предназначен для проведения работ по восстановлению "замкших" кабельных линий связи.

 **Оборудование для восстановления "замкших" кабелей мало- и многопарных УВК-ММ-2**

 **Установка Горизонтально-Управляемого Бурения УГБН-3М**
Установка Горизонтального Бурения УГБН-2
 Предназначены для бурения горизонтальных скважин.

Основными преимуществами УГБН-3М являются:

- длина бурения - до 100м
- диаметр бурения - до 450 мм
- протаскивание обсадных
- принцип действия гидравлический

Россия, Ростовская обл., г.Волгодонск, ул.Гагарина 48
 тел./факс (86392) 5-96-50, 5-97-14
www.hydrophobe.ru E-mail: info@hydrophobe.ru