

УДК 621.376.4

СПОСОБ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ OFDM-СИГНАЛОВ

© 2009 г.

*Г.Н. Бочков*¹, *К.В. Горохов*^{1,2}, *А.В. Колобков*²¹ Нижегородский госуниверситет им. Н.И. Лобачевского² ФГУП «Научно-производственное предприятие «Полег»»

histat@rf.unn.ru

Поступила в редакцию 13.01.2009

Рассмотрен новый способ относительной фазовой модуляции OFDM-сигналов в частотной области – бифазовая модуляция, при которой информационными параметрами являются фазы биспектра (бифазы). Предложены некогерентные методы приема таких сигналов, использующие триспектр, инвариантные как к задержке по времени, так и к общим сдвигам по фазе и частоте. Показано, что в канале с АБГШ эти методы асимптотически обеспечивают потенциальную помехоустойчивость приема, а в каналах с быстрыми селективными по времени замираниями и уходами частоты – превосходят по помехоустойчивости традиционную фазоразностную модуляцию 1-го порядка во временной области.

Ключевые слова: OFDM-сигнал, фазоразностная модуляция, ФРМ, полиспектр, бифазовая модуляция, некогерентный прием, помехоустойчивость.

Введение

Параллельная передача ортогональными сигналами, реализуемая в OFDM-системах связи, в отличие от последовательной передачи с одной несущей позволяет бороться с межсимвольной интерференцией простыми в вычислительном отношении методами [1]. Однако OFDM-системы обладают повышенной чувствительностью к частотному и фазовому сдвигам сигнала [2, 3]. Существуют два подхода к устранению искажений, возникающих при распространении сигнала. Первый заключается в оценивании случайных параметров сигнала, принимаемого на фоне шума (квазикогерентный прием) [4]. Второй предполагает использование относительных методов передачи сообщений и их некогерентной обработки [5].

Как известно, потенциальную помехоустойчивость обеспечивают когерентные методы приема сигнала [6], являясь, по сути, абстракцией, поскольку сигнал на приемной стороне должен быть априорно известен с точностью до информационного параметра. Помехоустойчивость квазикогерентных методов приема сигналов с фазовой (ФМ) и фазоразностной (ФРМ) модуляцией в канале с медленно изменяющимися параметрами приближается к потенциальной. Вместе с тем оптимальный некогерентный прием проигрывает когерентному по помехоустойчивости, причем проигрыш возрастает с увеличением кратности модуляции [5]. Эффективный способ повышения помехоустойчивости некогерентного приема основан на увеличении

интервала некогерентной обработки сигналов [7]. Для каналов с замираниями его применимость ограничена требованием квазистационарности канала на расширенном интервале обработки. В OFDM-системах это ограничение можно ослабить, если перейти от ФРМ во временной области к ФРМ в частотной области, т.е. кодировать информацию не разностью фаз одной и той же поднесущей на смежных символьных интервалах, а разностью фаз соседних поднесущих внутри одного и того же символьного интервала.

Поскольку разность фаз двух поднесущих не инвариантна к задержке сигнала, прием сигнала с ФРМ в частотной области будет чувствителен к ошибкам синхронизации по времени. Менее чувствительна к таким ошибкам бифазовая модуляция (БФМ), при которой информационными параметрами являются инвариантные к задержке сигнала фазы его биспектра [8]. В этом случае информация «закладывается» в комбинации фаз различных троек поднесущих, удовлетворяющих условию, что одна из частот равна сумме двух других. Однако, как показано ниже, БФМ не обеспечивает инвариантности приема к общим фазовым сдвигам и уходам частоты. В данной работе предлагается модификация формирования и приема сигнала с БФМ, обеспечивающая инвариантность как к фазовым сдвигам, так и к расстройкам по частоте, не превышающим величины разрешения приемника.

После введения в разделе 1 основных понятий полиспектрального анализа и синтеза в раз-

делах 2 и 3 изложены метод синтеза и способы приема сигналов с БФМ. Модификация синтеза и приема этих сигналов для каналов с общим фазовым и частотным сдвигами представлена в разделе 4. Результаты моделирования помехоустойчивости приема предложенных сигналов обсуждаются в разделе 5.

1. Полиспектры и полиспектрально организованные сигналы

Полиспектр n -го порядка
 $S_n(f_1, \dots, f_{n-1}) =$

$$= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \left\langle X_T(f_1), \dots, X_T(f_{n-1}), X_T^* \left(\sum_{k=1}^{n-1} f_k \right) \right\rangle \quad (1)$$

вещественного случайного сигнала $x(t)$ с конечной средней мощностью определяется [9] через кумулянтные функции n -го порядка спектральных компонент $X_T(f) = \int_{-T/2}^{T/2} \exp(-i2\pi ft) x(t) dt$.

Здесь и далее угловые скобки с запятыми – кумулянтные скобки, обозначающие кумулянты случайных аргументов скобок. Частные случаи полиспектров – полиспектры второго, третьего и четвертого порядков называются спектрами мощности, биспектрами и триспектрами, соответственно [10]. Полиспектры высших порядков (при $n > 2$) являются комплекснозначными функциями и, следовательно, могут быть представлены своими амплитудными и фазовыми функциями. Фазовая функция биспектра называется *бифазой*, а триспектра – *трифазой*.

Как известно [11–13], для комплексного случайного сигнала $x(t)$ полиспектр n -го порядка можно определить 2^n различными способами, отличающимися тем, как входит в определяющие их кумулянты каждая из n спектральных компонент: в комплексно-сопряженном виде или нет. При этом многие из этих способов не сводятся друг к другу. Выбирая в кумулянтных скобках определенный способ упорядочивания m спектральных компонент без комплексного сопряжения и $(n - m)$ компонент с комплексным сопряжением, из 2^n возможных определений можно выделить базовое семейство полиспектров n -го порядка

$$\begin{aligned} S_{n,m}(f_1, \dots, f_{n-1}) &= \lim_{T \rightarrow \infty} S_{n,m}^T(f_1, \dots, f_{n-1}) = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \left\langle X_T(f_1), \dots, X_T(f_m), X_T^*(f_{m+1}), \dots, \right. \\ &\quad \left. X_T^*(f_{n-1}), X_T^* \left(\sum_{k=1}^m f_k - \sum_{k=m+1}^{n-1} f_k \right) \right\rangle, \end{aligned} \quad (2)$$

где $m \leq [(n+1)/2]$, здесь и далее $[s]$ – целая часть числа s . Определенные в (2) полиспектры будем кратко называть (n, m) -полиспектрами.

Каждый (n, m) -полиспектр описывает взаимодействие n составляющих комплексного сигнала $x(t)$ на n гармонически связанных частотах с адекватным данному виду полиспектра условием

гармонической связанности $\sum_{k=1}^m f_k = \sum_{k=m+1}^n f_k$. По-

этому элементарным полиспектрально организованным сигналом для (n, m) -полиспектра является сигнал

$$x(t) = \sum_{k=1}^n A_k e^{i\phi_k} \exp(i2\pi F_k t), \quad (3)$$

если A_1, \dots, A_n – детерминированные амплитуды, $\phi_1, \dots, \phi_{n-1}$ – независимые, распределенные равномерно в $(-\pi, \pi]$, случайные начальные фазы и выполняются условия полиспектральной

связанности частот и фаз: $\sum_{k=1}^m F_k - \sum_{k=m+1}^n F_k = 0$,

$\Psi_{n,m} = w \left(\sum_{k=1}^m \phi_k - \sum_{k=m+1}^n \phi_k \right) = \text{const}$, где $w(\varphi)$ –

функция приведения аргумента к интервалу $(-\pi, \pi]$. Такой квазидетерминированный сигнал назовем *полиспектральным мультиплетом*. Его

(n, m) -полиспектр $S_{n,m}(f_1, f_2, \dots, f_{n-1})$ имеет в точке (F_1, \dots, F_{n-1}) дельта-пик с амплитудой, пропорциональ-

ной величине $A_{n,m} = \prod_{k=1}^n (A_k / 2)$, и фазой – $\Psi_{n,m}$.

Таким образом, подобно гармоническому сигналу, который полностью определяется тремя независимыми параметрами (частотой, амплитудой и фазой), полиспектральный мультиплет в соответствующем полиспектре однозначно характеризуется точкой в многомерном частотном пространстве, амплитудой и фазой пика в этой точке. Эти параметры можно использовать в качестве переносчиков информации, подобно тому, как параметры гармонического сигнала используются в традиционных системах. Используя полиспектральные мультиплеты в качестве элементарных составляющих, можно создавать полиспектрально организованные сигналы, позволяющие осуществлять параллельную, некогерентную передачу различных информационных массивов [14, 15].

Следует отметить, что передача информации предполагает использование ограниченных по времени сигналов (T -финитных сигналов). Поэтому в определении полиспектров (2) для таких сигналов целесообразно опустить переход к пределу $T \rightarrow \infty$ и использовать (n, m) -полиспектры T -финитных сигналов – $S_{n,m}^T(f_1, \dots, f_{n-1})$. Для полиспектральных мультиплетов функция

$$S_{n,m}^T(f_1, \dots, f_{n-1}) = \int \dots \int W_{n,m}(f_1 - v_1, \dots, f_{n-1} - v_{n-1}) \times S_{n,m}(v_1, \dots, v_{n-1}) dv_1 \dots dv_{n-1} \quad (4)$$

представляет собой результат сглаживания полиспектра $S_{n,m}(f_1, \dots, f_{n-1})$ окном

$$W_{n,m}(T; f_1, \dots, f_{n-1}) = T^{n-1} \prod_{k=1}^{n-1} \text{sinc}(\pi T f_k) \cdot \text{sinc}\left(\pi T \left(\sum_{k=1}^m f_k - \sum_{k=m+1}^{n-1} f_k\right)\right), \quad (5)$$

где $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$. То есть T -финитный полиспектральный мультиплет представляет в полиспектре $S_{n,m}^T(f_1, \dots, f_{n-1})$ пик, эффективная площадь сечения которого $(n-1)$ -мерной плоскостью T^{1-n} .

Сигнал (3) при $n=3$ и $m=2$ является биспектральным триплетом. Легко показать, что при конечной длительности T его спектр мощности

$$P_T(f) = S_{2,1}^T(f) = \sum_{k=1}^3 A_k^2 \cdot W_{2,1}(T; f - F_k)$$

из трех пиков, расположенных в точках $F_1, F_2, F_3 = F_1 + F_2$ частотной оси (рис. 1), а биспектр $B_T(f_1, f_2) = S_{3,2}^T(f_1, f_2) = A_1 A_2 A_3 e^{i\psi} (W_{3,2}(T; f_1 - F_1, f_2 - F_2) + W_{3,2}(T; f_1 - F_1, f_2 - F_2))$ в каждой из двух областей симметрии ($f_2 \leq f_1$ и $f_2 \geq f_1$) содержит по пику (рис. 2) с бифазой $\psi = \arg B(T; F_1, F_2) = w(\varphi_1 + \varphi_2 - \varphi_3)$.

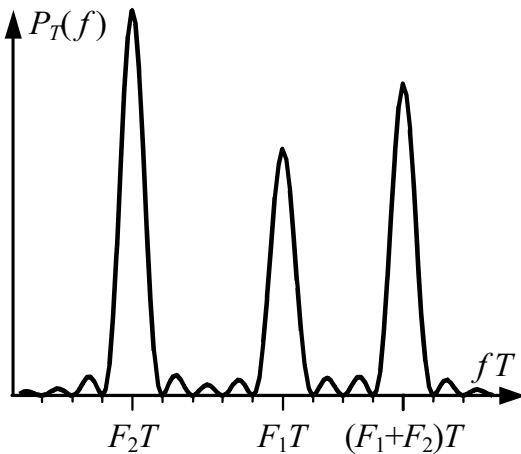


Рис. 1

2. Формирование сигнала с бифазовой модуляцией

Синтезируемый OFDM сигнал

$$x = \sum_{n=1}^N A_n e^{i\varphi_n} \exp(i2\pi n t / T) \quad (6)$$

представляет собой сумму отрезков N гармоник длительностью T , равноотстоящих по частоте с шагом $\Delta f = 1/T = F_{\max}/N$. В силу свойств симметрии биспектра биспектр-образ \mathbf{B} сигнала (6) с ограниченной полосой F_{\max} определяется в треугольной области ($0 < f_2 < F_{\max}/2, f_2 < f_1 < F_{\max} - f_2$) биспектральной плоскости (f_1, f_2) в виде $[N^2/4]$ отсчетов: $\mathbf{B} = \{B_{m,n} \mid B_{m,n} = B_T(m/T, n/T), (n,m) \in \Omega_N\}$, где $\Omega_N = \{(n,m) \mid 1 \leq m \leq [N/2], m \leq n \leq N - m\}$ (рис. 3).

Фаза каждого биспектрального пика (бифаза) $\psi_{n,m} = \arg B_{m,n} = \varphi_n + \varphi_m - \varphi_{n+m}$ связана с фазами образующих его гармоник φ_n ($n = 1, 2, \dots, N$). Вводя векторы: $\boldsymbol{\varphi} = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_N]^T$, $\boldsymbol{\psi} = [\psi_{1,1}, \psi_{1,2}, \dots, \psi_{2,2}, \psi_{2,3}, \dots, \psi_{[N/2], N - [N/2]}]^T$, связь бифаз и фаз можно представить в матричной форме

$$\tilde{\mathbf{A}} \tilde{\boldsymbol{\varphi}} = \boldsymbol{\psi}, \quad (7)$$

где $\tilde{\mathbf{A}}$ – разреженная $[N^2/4] \times N$ -матрица коэффициентов.

Как известно [16], ранг матрицы $\tilde{\mathbf{A}}$ равен $(N-1)$. Поэтому из $[N^2/4]$ бифаз линейно независимыми будут лишь $(N-1)$. Эти независимые бифазы образуют $(N-1)$ -вектор информационных бифаз $\boldsymbol{\psi}_1$. Остальные бифазы представляют собой $([N^2/4] - N + 1)$ -вектор сопутствующих бифаз $\boldsymbol{\psi}_2$.

Для того чтобы определить алгоритм синтеза сигнала (6) при заданных информационных бифазах $\boldsymbol{\psi}_1$, необходимо выразить через них фазы $\boldsymbol{\varphi}$ синтезируемого сигнала. Вводя вектор-столбцы \mathbf{a}_n матрицы $\tilde{\mathbf{A}} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_N]$, представим соотношение (7) в виде

$$\mathbf{a}_1 \varphi_1 + \mathbf{A} \boldsymbol{\varphi} = \boldsymbol{\psi}, \quad (8)$$

где $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_N]$ и $\boldsymbol{\varphi} = [\varphi_2, \dots, \varphi_N]^T$. Перестановкой строк в системе уравнений (8) можно выделить соотношения для информационных и сопутствующих бифаз

$$\begin{pmatrix} \boldsymbol{\psi}_1 \\ \boldsymbol{\psi}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_1 \\ \mathbf{A}_2 \end{pmatrix} \boldsymbol{\varphi} + \begin{pmatrix} \mathbf{a}_{1,1} \\ \mathbf{a}_{1,2} \end{pmatrix} \varphi_1, \quad (9)$$

где \mathbf{A}_1 – невырожденная $(N-1) \times (N-1)$ -матрица, и получить требуемое соотношение для нахождения фаз $\boldsymbol{\varphi}$ синтезируемых гармоник

$$\boldsymbol{\varphi} = \mathbf{A}_1^{-1} (\boldsymbol{\psi}_1 - \mathbf{a}_{1,1} \varphi_1) \quad (10)$$

при заданных $\boldsymbol{\psi}_1$ и произвольном значении фазы первой гармоники φ_1 .

Ясно, что способы кодирования информационных фаз при ФМ и бифаз при БФМ – одинаковы. При безызбыточном кодировании сигналов с M -кратной модуляцией входному блоку из M битов согласно выбранному манипуляционному коду ставится в соответствие информационный символ $l = 0, \dots, 2^M - 1$. В качестве тако-

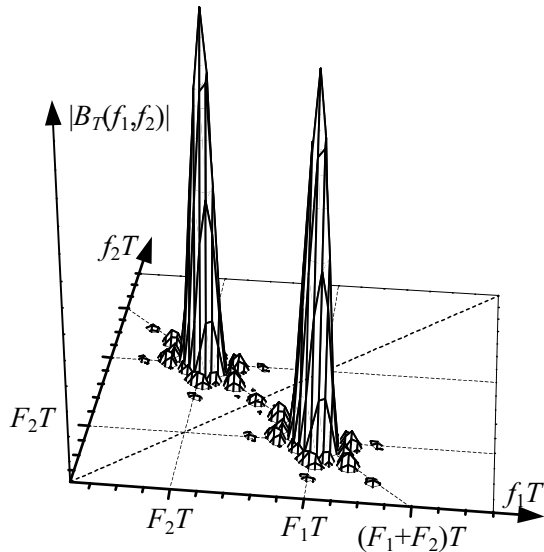


Рис. 2

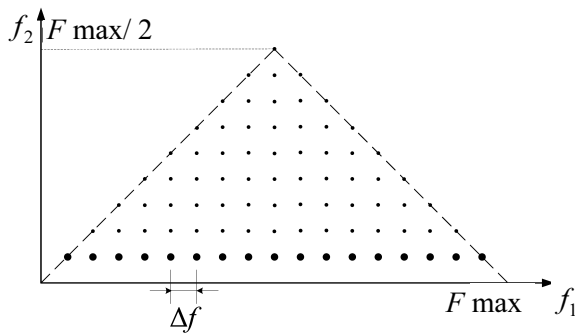


Рис. 3

го кода обычно используют манипуляционный код Грея. При M -кратной бифазовой модуляции (2^M -БФМ) информационный символ однозначно отображается в одно из возможных значений бифазы $\theta_l = w(2^{l-M} \pi l + \theta_0)$.

Отметим, что сопутствующие бифазы связаны с ψ_1 соотношением

$$\psi_2 = A_2 A_1^{-1} \psi_1, \quad (11)$$

и, следовательно, также содержат передаваемую информацию. Ясно, что, хотя информационные бифазы задаются в интервале $(-\pi, \pi]$, сопутствующие бифазы (11) $\psi_2 = w(\psi_2) + \mathbf{k}_2$, в общем случае, могут выходить за границы этого интервала при ненулевом векторе 2π -циклов $-\mathbf{k}_2$. Можно показать, что «обрезанные» сопутствующие бифазы $w(\psi_2)$ принимают значения из того же множества, что и информационные.

Анализ показал, что при заданном N существует большое число способов выбора информационных бифаз ψ_1 из всей совокупности бифаз. Простейшим из таких способов является выбор $\psi_1 = [\psi_{1,1}, \psi_{1,2}, \dots, \psi_{1,N-1}]^T$ — совокупности би-

фаз элементов $\{B_{1,n} \mid 1 \leq n \leq N-1\}$ на первой линии биспектр-образа сигнала (см. выделенные точки на рис. 3). В этом случае алгоритм синтеза (11) можно привести к следующей рекуррентной процедуре

$$\varphi_n = \varphi_1 + \varphi_{n-1} - \psi_{1,n-1}, \quad 2 \leq n \leq N. \quad (12)$$

Таким образом, существует возможность оптимизации выбора ψ_1 с целью как уменьшения сложности синтеза, так и повышения помехоустойчивости приема сигнала. Последнее может быть достигнуто также за счет оптимального распределения энергии между гармониками. Это обусловлено тем, что помехоустойчивость приема повышается, если мощность гармоник, которые являются общими для большого числа информационных биспектральных пиков, увеличивается за счет уменьшения мощности компонент, отвечающих меньшему числу биспектральных пиков.

Предложенный способ синтеза сигнала с бифазовой модуляцией обеспечивает символьную удельную скорость передачи информации порядка единицы: $c = (N-1)/N \sim 1$ при $N \gg 1$, т.е. — является способом синтеза OFDM-сигнала, эффективно использующего полосу канала.

3. Прием в канале с аддитивным белым гауссовым шумом

Потенциальная помехоустойчивость той или иной системы сигналов характеризуется их помехоустойчивостью в базовой модели канала с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ)

$$y(t) = x(t) + n(t), \quad (13)$$

где $x(t)$ — передаваемый информационный сигнал (6), $n(t)$ — белый гауссов шум с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 .

В результате синтеза оптимального когерентного поэлементного приема было получено, что прием первого информационного символа осуществляется по правилу оптимального когерентного приема ФМ-сигнала, а прием остальных символов — по правилу оптимального когерентного приема ФРМ-сигналов. Поэтому при достаточно больших значениях N помехоустойчивость оптимального когерентного приема сигналов с БФМ будет совпадать с потенциальной помехоустойчивостью сигналов с ФРМ.

Синтез оптимального некогерентного поэлементного приема привел к сложно реализуемым правилам. Поэтому в качестве альтернативы предлагаются легко реализуемые алгоритмы некогерентного приема, которые основаны на биспектральных оценках в виде периодограмм 3-го порядка

$$B_{m,n}^{RX} = |B_{m,n}^{RX}| \exp(i\psi_{m,n}^{RX}) = Y_n Y_m Y_{n+m}^* ,$$

$$(n,m) \in \Omega_N , \quad (14)$$

где $Y_n = \int_0^T dt \exp(-i2\pi nt/T) y(t)$ – спектральные компоненты принятого сигнала, и используются поэлементные правила принятия решений

$$\hat{\psi}_{m,n} = \arg \min_i |\psi_{m,n}^{RX} - \theta_i|, \quad i = 0, \dots, 2^M - 1. \quad (15)$$

Алгоритм декодирования двоичных символов при этом определяется используемым манипуляционным кодом и не отличается от аналогичных алгоритмов для сигналов с ФРМ той же позиционности, которые можно найти, например, в [5].

Простейший алгоритм некогерентного приема – БСА-прием – использует оценки (14), (15) только для информационных бифаз ψ_1^{RX} .

Прием по информационным бифазам учитывает только малую часть доступных на приемной стороне бифаз, хотя переданная информация содержится и в принятых сопутствующих бифазах ψ_2^{RX} . Для того чтобы учесть структуру бифазовых шумов и улучшить помехоустойчивость приема, предлагается итерационный алгоритм приема с обратной связью по решению – ОСР-алгоритм. Смысл этого алгоритма состоит в получении более точных оценок информационных бифаз с помощью итерационного согласования бифазовых шумов методом наименьших квадратов (LS). Отметим, что так как в (14) оцениваются бифазы, приведенные к интервалу $(-\pi, \pi]$, для получения полных бифаз ψ^{RX} необходимо использовать алгоритм восстановления полных бифаз [8, 17]. Очевидно, что бифазовые шумы $\eta = \psi^{RX} - \psi = w(\eta) + \mathbf{k}$ также могут выходить за границы $(-\pi, \pi]$.

Структурная схема ОСР-алгоритма представлена на рис. 4. Алгоритм стартует с оценок $\psi^{RX(0)} = \arg B^{RX}$ и начального значения для вектора 2π -циклов $\mathbf{k}^{(0)} = \bar{0}$. На каждой i -й итерации сначала производится «обрезание» входных бифаз (блок W на рис. 4), принимаются пробные решения (15) (блок D) относительно всех принятых бифаз – $\hat{\psi}^{(i)}$, оцениваются «обрезанные» шумы $w(\eta)^{(i)} = \psi^{RX(i)} - \hat{\psi}^{(i)}$ и осуществляется их «разворачивание» $\eta^{(i)} = w(\eta)^{(i)} + \mathbf{k}^{(i-1)}$. Далее вычисляются LS-оценки $\eta^{LS(i)} = \mathbf{A}(\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \eta^{(i)}$ (блок LS). По ним определяются входные векторы для следующей

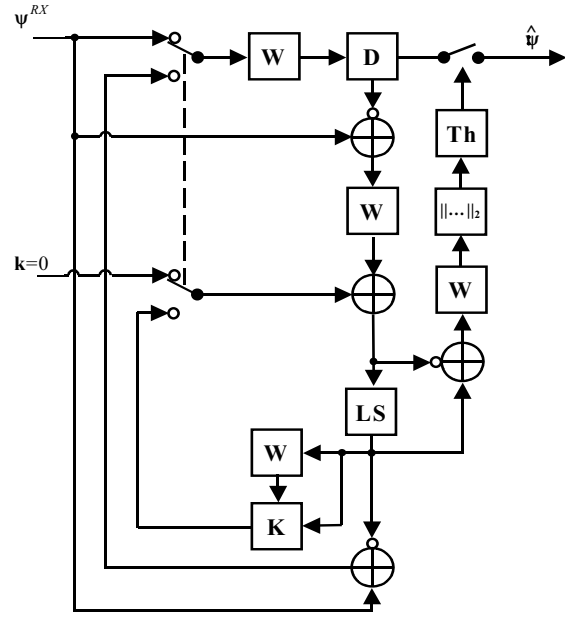


Рис. 4

итерации: $\psi^{RX(i)} = \psi^{RX(0)} - \eta^{LS(i)}$ и $\mathbf{k}^{(i)} =$

$$= 2\pi \left[\frac{\eta^{LS(i)} - w(\eta^{LS(i)})}{2\pi} \right] \quad (\text{блок K}).$$

В качестве критерия останова используется среднеквадратичная ошибка LS-алгоритма $\varepsilon^{(i)^2} =$

$$= \left\| w(\eta^{LS(i)} - \eta^{(i)}) \right\|_2 = \frac{1}{[N^2/4]} \sum_{(m,n) \in \Omega_N} (w(\eta_{m,n}^{LS(i)} - \eta_{m,n}^{(i)}))^2.$$

Эта величина сравнивается с двумя порогами – T_1 и T_2 (блок Th). Если $\varepsilon^{(i)} < T_1$ или $\varepsilon^{(i)} > T_2$, то в качестве выходных решений утверждаются текущие решения $\hat{\psi} = \hat{\psi}^{(i)}$, из которых выделяются отсчеты, соответствующие информационным бифазам.

Значения порогов T_1 и T_2 подбираются экспериментальным путем. Первый порог T_1 определяет уровень ошибок, ниже которого дальнейшие итерации не приводят к ощутимому повышению достоверности приема. Второй порог T_2 ограничивает сверху уровень допустимых бифазовых шумов. Превышение этого порога свидетельствует о слишком высоком уровне шумов, при котором использование итерационного ОСР-алгоритма приема нецелесообразно, т.к. оно приводит к ухудшению достоверности приема по сравнению с простейшим БСА-приемом.

4. Синтез и прием при наличии частотного и фазового сдвигов

До сих пор при рассмотрении методов приема сигнала (6) мы пользовались идеализированной моделью (13) эквивалентного низкочастотного канала с АБГШ. Более реалистичное описание узкополосных радиоканалов дает модель

$$y(t) = \sum_{k=0}^N A_k e^{i(\varphi_k + \chi)} \times \exp(i2\pi(k\Delta f + \nu)(t + \tau)) + n(t), \quad (16)$$

где компонента при $k=0$ для сигнала (6) отсутствует и выписана здесь для использования в дальнейшем. Модель (16) учитывает расстройку принимаемого сигнала по времени – τ , частоте – ν и фазе – χ . Эти факторы по-разному влияют на оценки фаз – $\varphi_n^{RX} = \arg Y_n$ и бифаз – $\psi_{m,n}^{RX} = \arg B_{m,n}^{RX}$ принятого сигнала, которые при $|\nu| < \Delta f$ и без учета шума имеют вид:

$$\begin{aligned} \varphi_n^{RX} &= \varphi_n + 2\pi n\tau/T + \pi\nu(\tau + T) + \chi, \\ \psi_{m,n}^{RX} &= \psi_{m,n} + \pi\nu(\tau + T) + \chi. \end{aligned} \quad (17)$$

Как видим, в то время как задержка сигнала сама по себе не влияет на бифазы, общий фазовый сдвиг приводит к такому же общему сдвигу бифаз, а расстройка по частоте приводит к зависимости бифаз от времени, т.е. разрушает биспектральную организацию сигнала.

В общем случае, при использовании OFDM-сигналов с БФМ в реальных каналах связи с замираниями и многолучевостью разработанные алгоритмы приема необходимо использовать совместно с процедурами синхронизации приемного канала по частоте и оценивания бифазовой характеристики канала. При этом, т.к. частотная расстройка одинаковым образом искажает фазы и бифазы сигнала, требования на точность синхронизации по частоте для сигналов с бифазовой модуляцией такие же, как и для сигналов с фазовой модуляцией. Бифазовая характеристика канала $\chi_{m,n} = \chi_n + \chi_m - \chi_{n+m}$ зависит лишь от дисперсионной составляющей χ_n фазово-частотной характеристики канала $\Delta\varphi_n^{RX} = \varphi_n^{RX} - \varphi_n = 2\pi n\tau/T + \chi_n$. Это обстоятельство при прочих равных условиях является преимуществом сигналов с БФМ перед сигналами с ФМ.

Оказывается, существует альтернативный способ приема сигналов с БФМ, который инвариантен как к общему фазовому сдвигу, так и – в определенной степени – к расстройке по частоте. Для его реализации на передающей стороне

к сигналу (6) необходимо добавить постоянную составляющую $A_0 e^{i\varphi_0}$ с нулевой начальной фазой $\varphi_0 = 0$. Теперь, если ввести в рассмотрение «демодулированные» фазы $\tilde{\varphi}_n^{RX} = \varphi_n^{RX} - \varphi_0^{RX}$ и на их основе определять принятые бифазы:

$$\begin{aligned} \tilde{\psi}_{m,n}^{RX} &= \tilde{\varphi}_n^{RX} + \tilde{\varphi}_m^{RX} - \tilde{\varphi}_{n+m}^{RX} = \\ &= \varphi_n^{RX} + \varphi_m^{RX} - \varphi_{n+m}^{RX} - \varphi_0^{RX} = \psi_{m,n}^{RX} - \varphi_0^{RX}, \end{aligned} \quad (18)$$

то в рамках модели (16) с использованием (18) (при $\nu < \Delta f$ и без учета шума) получаем

$$\tilde{\psi}_{m,n}^{RX} = \tilde{\psi}_{m,n} = \psi_{m,n} - \varphi_0 = \psi_{m,n}. \quad (19)$$

Таким образом, использование в представленных выше алгоритмах некогерентного приема OFDM-сигналов с БФМ оценок (18) на основе демодулированных фаз $\tilde{\varphi}_n^{RX}$ обеспечивает инвариантность приема как к общим фазовым сдвигам, так и к расстройкам по частоте, не превышающим величины разрешения приемника $\Delta f = 1/T$. Последнее существенно ослабляет требование на точность синхронизации по частоте.

Предложенный способ можно назвать три-спектральным способом приема сигналов с БФМ. Это вытекает из того, что «бифазы» (18) представляют собой фазы следующей триспектральной статистики принятого сигнала:

$$T_{m,n}^{RX} = \left| T_{m,n}^{RX} \right| \exp(i\tilde{\psi}_{m,n}^{RX}) = Y_n Y_m Y_{n+m}^*, \quad (n, m) \in \Omega_N, \quad (20)$$

которая является периодограммой оценкой (4, 2)-полиспектра – $S_{4,2}(f_1, f_2, f_3)$ в плоскости $f_1 + f_2 = f_3$ (или в эквивалентной по значениям плоскости $f_3 = 0$). Отсюда, величины (18) являются трифазовыми оценками принятого сигнала, которые, как показывает (19), в отсутствие шума равны трифазам $\tilde{\psi}_{m,n}$ и, одновременно, бифазам $\psi_{m,n}$ переданного сигнала.

Таким образом, получается, что OFDM-сигнал с постоянной составляющей при БФМ содержит передаваемую информацию также и в триспектре $S_{4,2}(f_1, f_2, f_3)$, являясь, поэтому, как биспектрально, так и триспектрально организованным сигналом. Удельная скорость передачи информации при этом по-прежнему порядка единицы: $c = (N-1)/(N+1) \sim 1$ (при $N \gg 1$).

5. Исследование помехоустойчивости

Исследование помехоустойчивости изложенных методов приема было проведено посредством имитационного моделирования для

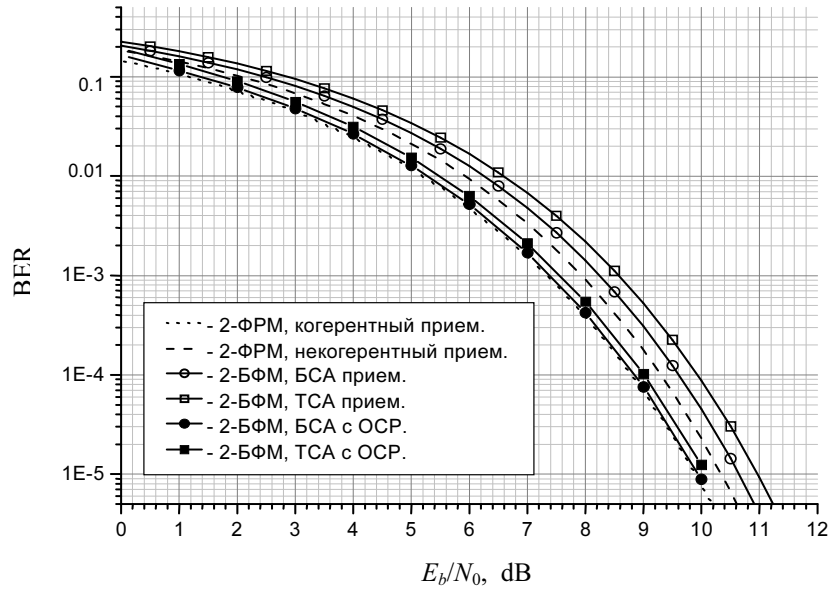


Рис. 5

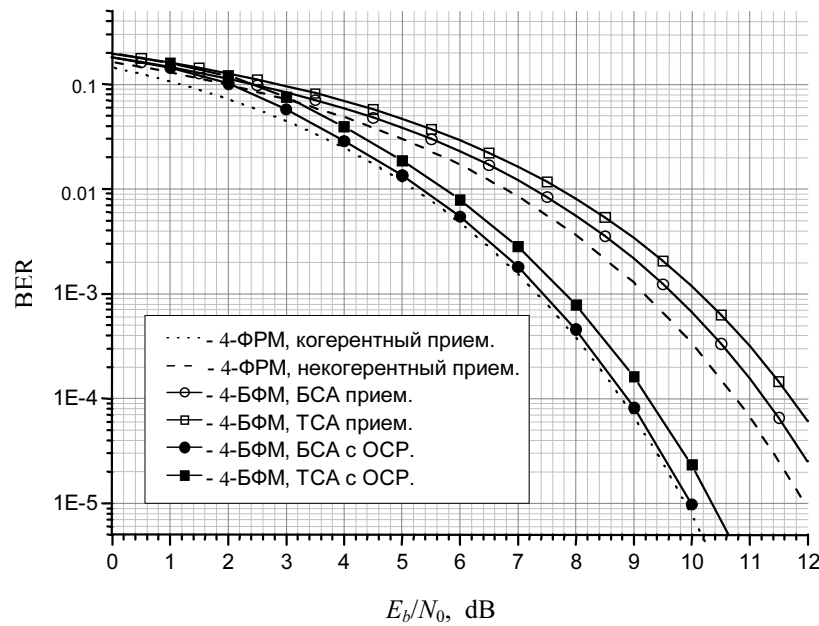


Рис. 6

OFDM-сигналов с 2-БФМ и 4-БФМ при различном количестве поднесущих N . При моделировании проводилась оценка вероятности битовой ошибки (Bit Error Rate – BER) в зависимости от отношения энергии на бит к спектральной плотности мощности шума (E_b/N_0).

На рис. 5 и рис. 6 приведены графики помехоустойчивости некогерентного приема с использованием биспектральной статистики (14) по алгоритму, использующему оценки только информационных бифаз (график «БСА прием»), и по ОСР-алгоритму («БСА с ОСР») в базовой

модели канала с АБГШ (14) для сигнала со 129 поднесущими. Также представлены результаты моделирования помехоустойчивости приема в том же канале по этим же алгоритмам, но с использованием триспектральной статистики (20) при 130 гармониках сигнала (графики «ТСА прием» и «ТСА с ОСР»). Для сравнения приведены кривые потенциальной помехоустойчивости при оптимальном когерентном приеме сигналов с двухпозиционной и четырехпозиционной ФРМ, а также кривые помехоустойчивости оптимального некогерентного (корреляционно-

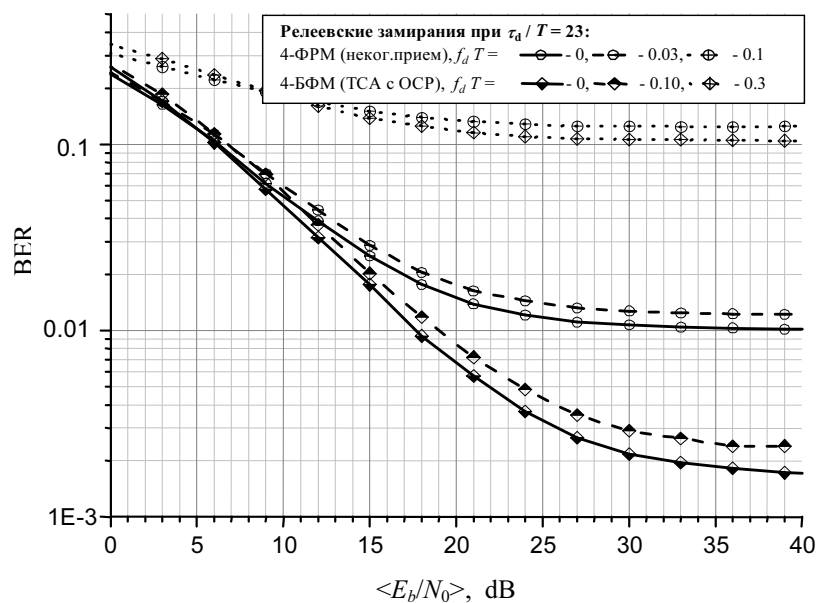


Рис. 7

го) приема сигналов с 2-ФРМ, 4-ФРМ. Напомним, что потенциальные помехоустойчивости сигналов с БФМ и ФРМ совпадают.

Из представленных графиков видно, что помехоустойчивость ОСР-алгоритма некогерентного приема для биспектрального и триспектрального методов приема сигналов с БФМ при достаточно больших отношениях «сигнал – шум» мало отличается от помехоустойчивости оптимального когерентного приема сигналов с ФРМ и БФМ.

Установлено, что с ростом информативности OFDM-сигналов с БФМ (т.е. с ростом N) помехоустойчивость всех рассматриваемых методов и алгоритмов приема увеличивается. При этом помехоустойчивость БСА- и ТСА-приема стремится к помехоустойчивости оптимального некогерентного приема сигналов с ФРМ, а помехоустойчивость приема с обратной связью по решению – к потенциальной помехоустойчивости сигналов с БФМ.

Отметим, что наблюдаемый проигрыш по помехоустойчивости триспектрального метода приема относительно биспектрального достаточно мал и поэтому он является крайне незначительной «платой» за инвариантность к частотным и фазовым отстройкам.

Результаты предварительного исследования помехоустойчивости триспектрального метода приема с ОСР в каналах с замираниями и доплеровскими уходами частоты представлены на рис. 7. В качестве модели замирающего канала использовался однолучевой канал с доплеровским сдвигом частоты f_d и быстрыми релеевскими замираниями с гауссовской формой функции корреляции, характеризующейся вре-

менем корреляции τ_d . Приведены графики помехоустойчивости для OFDM-сигнала со 130 поднесущими с 4-БФМ при приеме «ТСА с ОСР» и для такого же по информативности OFDM сигнала с 4-ФРМ. Как видно из рис. 7, при $\tau_d/T = 23$ использование вместо ФРМ предложенного вида модуляции может в 5 раз уменьшить предельную вероятность битовой ошибки и в 3 раза снизить требования к точности синхронизации приемника по частоте.

Заключение

В работе рассмотрен новый вид относительной модуляции для OFDM систем связи – бифазовая модуляция, при которой информационными параметрами являются инвариантные к задержке сигнала фазы биспектра. Разработаны методы синтеза сигналов с бифазовой модуляцией, эффективно использующие полосу канала передачи.

Установлено, что потенциальная помехоустойчивость таких сигналов при оптимальном когерентном поэлементном приеме совпадает с потенциальной помехоустойчивостью сигналов с фазоразностной модуляцией. Показано, что в базовой модели канала с белым гауссовым шумом разработанные методы некогерентного поэлементного приема этих сигналов обеспечивают помехоустойчивость, асимптотически приближающуюся к потенциальной помехоустойчивости.

Предложен триспектральный метод приема, который обеспечивает инвариантность приема как к фазовым сдвигам, так и к расстройкам по

частоте, не превышающим величины разрешения приемника. Показаны преимущества данного вида модуляции перед фазоразностной модуляцией в однолучевом канале с быстрыми релейскими замираниями и доплеровскими уходами частоты.

Работа поддержана министерством промышленности и инноваций Нижегородской области (грант «РФФИ-Поволжье» № 08-07-97016).

Список литературы

1. Прокис Дж. Цифровая связь: Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
2. Moose P.H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction // IEEE Trans. Commun. 1994. V. 42, № 10. P. 2908–2914.
3. Казаков Л.Н., Кукушкин Д.С. Синтез многомерной оптимальной системы коррекции фазы в канале OFDM // Электросвязь. 2006. № 10. С. 23–26.
4. Теория электрической связи / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 1999. 432 с.
5. Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами. М.: Радио и связь, 1991. 296 с.
6. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.
7. Окунев Ю.Б. Достижение потенциальной помехоустойчивости без непосредственного оценивания неизвестных параметров сигнала // Радиотехника. 1996. № 11. С. 64–68.
8. Бочков Г.Н., Войткевич К.Л., Горохов К.В., Колобков А.В. Многотоновые сигналы с бифазовой модуляцией: способ синтеза и помехоустойчивость // Научный вестник МИРЭА. 2008. № 1(4). С. 10–16.
9. Дубков А.А., Малахов А.Н. К статистике обобщенных телеграфных сигналов // Изв. Вузов. Радиофизика. 1978. Т. 21, № 1. С. 81.
10. Никиас Х.Л., Рагувер М.Р. Биспектральное оценивание применительно к цифровой обработке сигналов // ТИИЭР. 1987. Т. 75, № 7. С. 5–30.
11. Brillinger D.R., Rosenblatt M. Computation and interpretation of kth order spectra // in Spectral Analysis of Time Series Ed. B.Harris. New York: Wiley, 1967. P. 189–232.
12. Swami A., Mendel J.M. Cumulant-based approach to the harmonic retrieval and related problems // IEEE Trans. on Signal Proc. 1991. V. 39, № 5. P. 1099–1109.
13. Schreier P.J., Scharf L.L. Higher-order spectral analysis of complex signals // Signal Processing. 2006. V. 86. P. 3321–3333.
14. Бочков Г.Н., Горохов К.В. Способ синтеза биспектрально-организованных сигналов // Письма в ЖТФ. 1995. Т. 21. Вып. 16. С. 27–32.
15. Бочков Г.Н., Горохов К.В. Биспектрально-организованные сигналы для параллельных систем передачи информации с коррекцией амплитудно-фазовых искажений // Изв. вузов. Радиофизика. 1997. Т. 40, № 11. С. 1388–1404.
16. Matsuoka T., Ulrych T.J. Phase estimation using the bispectrum // Proceedings of the IEEE. 1984. V. 72, № 10. P. 1403–1411.
17. Marron J.C., Sanchez P.P., Sullivan R.C. Unwrapping algorithm for least-squares phase recovery from the modulo 2π bispectrum phase // J. Opt. Soc. Am. A. 1990. V. 7, № 1. P. 14–20.

A METHOD OF DIFFERENTIAL PHASE MODULATION OF OFDM SIGNALS

G.N. Bochkov, K.V. Gorokhov, A.V. Kolobkov

A new method of differential phase modulation of OFDM signals in the frequency domain is considered. In this method of biphase modulation, bispectrum phases are information parameters. Noncoherent reception methods have been proposed that use trispectrum and are invariant to a time delay and general phase and frequency shifts. It has been shown that these methods asymptotically provide the potential noise immunity in the AWGN channel and in terms of noise immunity outperform a conventional time domain differential phase modulation in fast fading channels with frequency offset.

Keywords: OFDM signal, phase difference modulation, polyspectrum, biphase modulation, noncoherent reception, noise immunity.