УДК 691.391

Неортогональное частотное мультиплексирование (N-OFDM) сигналов Часть 1

The non-orthogonal frequency division multiplexing (N-OFDM) signals Part 1

Вадим Слюсар, ЦНИИ вооружения и военной техники Вооруженных сил Украины, д.т.н., профессор

Статья состоит из двух частей. В части 1 рассматриваются теоретические положения FDM и возможность повышения спектральной эффективности системы за счет использования N-OFDM, то есть неортогонального частотного мультиплексирования сигналов на основе принципов FDM. Анализируются проблемы реализации N-OFDM и пути их решения. Представлен алгоритм демодуляции сигналов N-OFDM.

The article consists of two parts. FDM theoretical propositions and the possibility of the improvement of the efficiency of the spectral system by using N-OFDM (Non-Orthogonal Frequency Division Multiplexing which is based on the FDM principles) are seen in the first part of the article. The problems of N-OFDM realization and ways of its solution are analyzed. The algorithm of demodulation of the N-OFDM signals is described.

Введение

Последнее десятилетие в развитии средств телекоммуникаций ознаменовалось широким распространением метода ортогонального дискретного частотного мультиплексирования (OFDM). С момента подачи заявки на выдачу патента на изобретение данного метода в ноябре 1966 г. Робертом Чэнгом [1] и последующей журнальной публикации [2] идея OFDM претерпела существенные улучшения. Вместе с тем анализ действующих и разрабатываемых стандартов беспроводной передачи данных, в том числе на основе технологий MIMO и смарт-антенн, показывает, что резервы для совершенствования указанного метода модуляции практически исчерпаны. Действительно, во всех новых проектах стандартов, будь то 802.11n, 802.16m или 802.11ac, не говоря уж о внедряющемся LTE, не просматривается внесение в идею OFDM каких-либо существенных модификаций для увеличения спектральной эффективности. В этой связи заслуживает внимания альтернативный подход, использующий неортогональные по частоте сигналы.

Ключевые слова

OFDM, Fast-OFDM, N-OFDM, частотное мультиплексирование, неортогональные сигналы

Keywords

OFDM, Fast-OFDM, N-OFDM, frequency multiplexing, non-orthogonal signals

Обычная OFDM и Fast-OFDM

Как известно, расстановка частот OFDM поднесущих в многочастотной посылке выбирается таким образом, чтобы сигнальные отклики в приемнике приходились на максимумы амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) синтезированных в результате быстрого преобразования Фурье (БПФ) частотных фильтров (рис. 1).

При этом сигналы оказываются ортогональными друг другу, что аналитически выражается в равенстве нулю на интервале наблюдения T их коэффициента корреляции [3]:

$$\rho = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_1 \varepsilon_2}} \int_0^T s_1(t) s_2^*(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T e^{j2\pi f_1 t} e^{j2\pi f_2 t} dt$$

Условие ортогональности поднесущих обусловливает такие весомые недостатки метода OFDM, как ограниченная спектральная эффективность при использовании относительно широкой полосы частот; невозможность адаптивного маневра частотной поднесущей для отстройки от сосредоточенных по спектру помех; чувствительность к доплеровскому смещению частоты, что снижает возможности реализации высокоскоростной связи между движущимися корреспондентами.

В последнее время специалисты в области телекоммуникаций активизировали исследования по разработке методов частотного мультиплексирования, обладающих большей по сравнению с OFDM спектральной эффективностью, то есть опирающихся на частотное разнесение сигналов, меньшее величины 1/T, характеризующее релеевское частотное разрешение, где T – интервал накопления. Так был предложен метод частотного мультиплексирования данных Fast-OFDM (FOFDM), базирующийся на принципе OFDM и отличающийся использованием

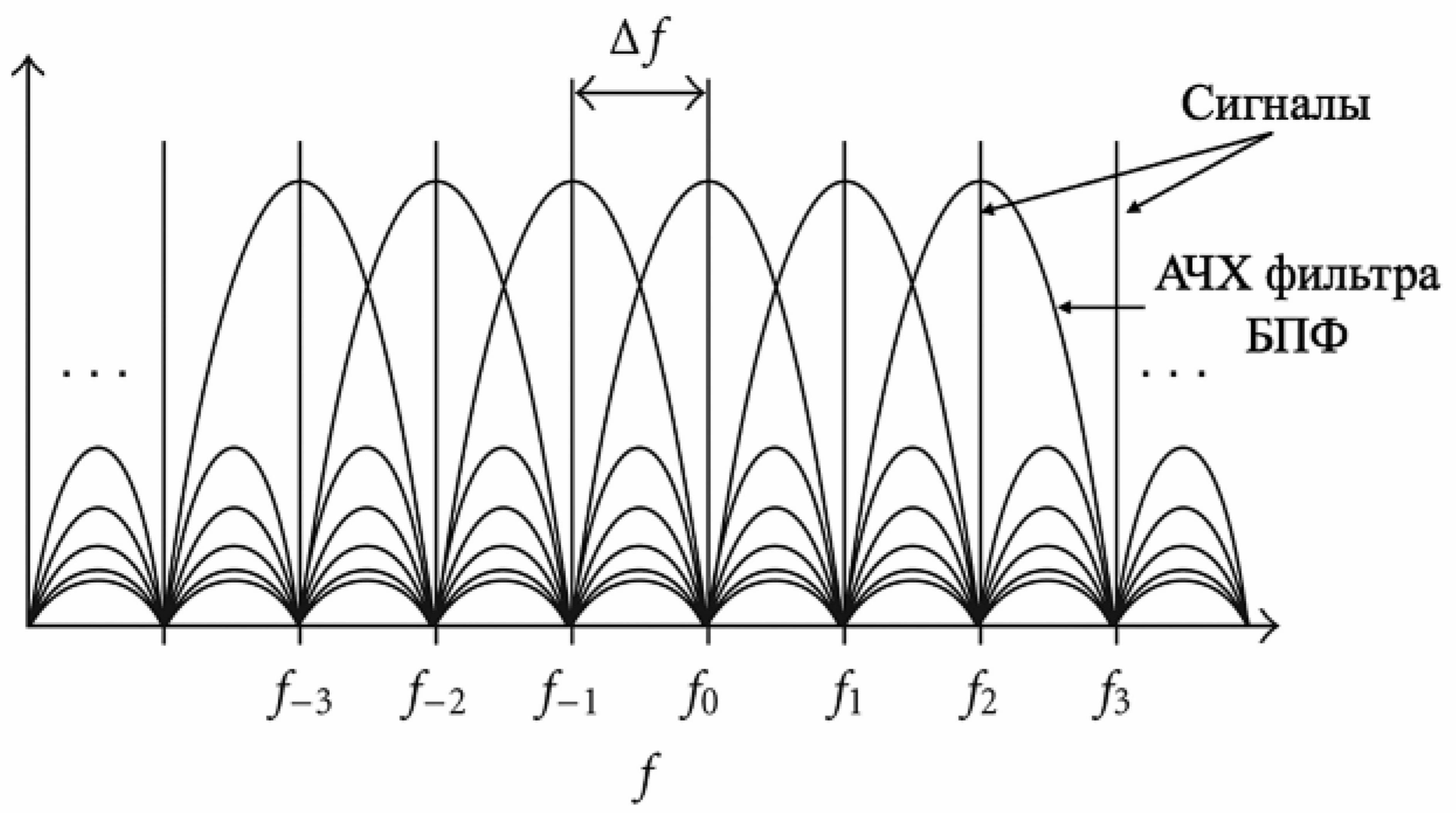

Рис. 1. OFDM-пакет

частотного разнесения поднесущих, в 2 раза меньшего, чем в случае OFDM [4]. В основе метода Fast-OFDM лежит тот факт, что действительная часть коэффициента корреляции двух комплексных поднесущих равна нулю, если разнос по частоте между поднесущими кратен целому числу 1/2T. При этом существенно, что, несмотря на двукратное уплотнение по частоте, сигналы по-прежнему остаются ортогональными друг другу.

На рис. 2 проиллюстрирован спектр сигнального пакета из 32 поднесущих в случае OFDM- и Fast-OFDM-модуляций. Следует особо обратить внимание, что по мере увеличения частотного уплотнения уровень внеполосного излучения сигналов снижается. Данный факт ранее не был очевиден, что вызывало у ряда специалистов опасения по поводу возможного возрастания внеполосного излучения в случае плотной упаковки поднесущих в спектральной области.

Важно, однако, отметить, что выигрыш в спектральной эффективности по отношению к OFDM в случае Fast-OFDM возможен только при использовании вещественного представления сигналов и одномерных (вещественных) схем их модуляции – BPSK. В противном случае переданная с помощью Fast-OFDM-сигналов информация не может быть восстановлена на приемной стороне. Впрочем, столь существенный недостаток не помешал авторам данного метода продолжить исследование его возможностей [5–7] и довести развитие соответствующей теории до экспериментальных демонстраций в оптоволоконных системах передачи данных [8–10]. К примеру, в [10] описан факт передачи данных со скоростью 20 Гбит/с с использованием модуляции 4-ASK F-OFDM по оптоволоконному кабелю на расстояние 840 км. При этом для частотной селекции поднесущих вместо БПФ используется дискретное косинусное преобразование.

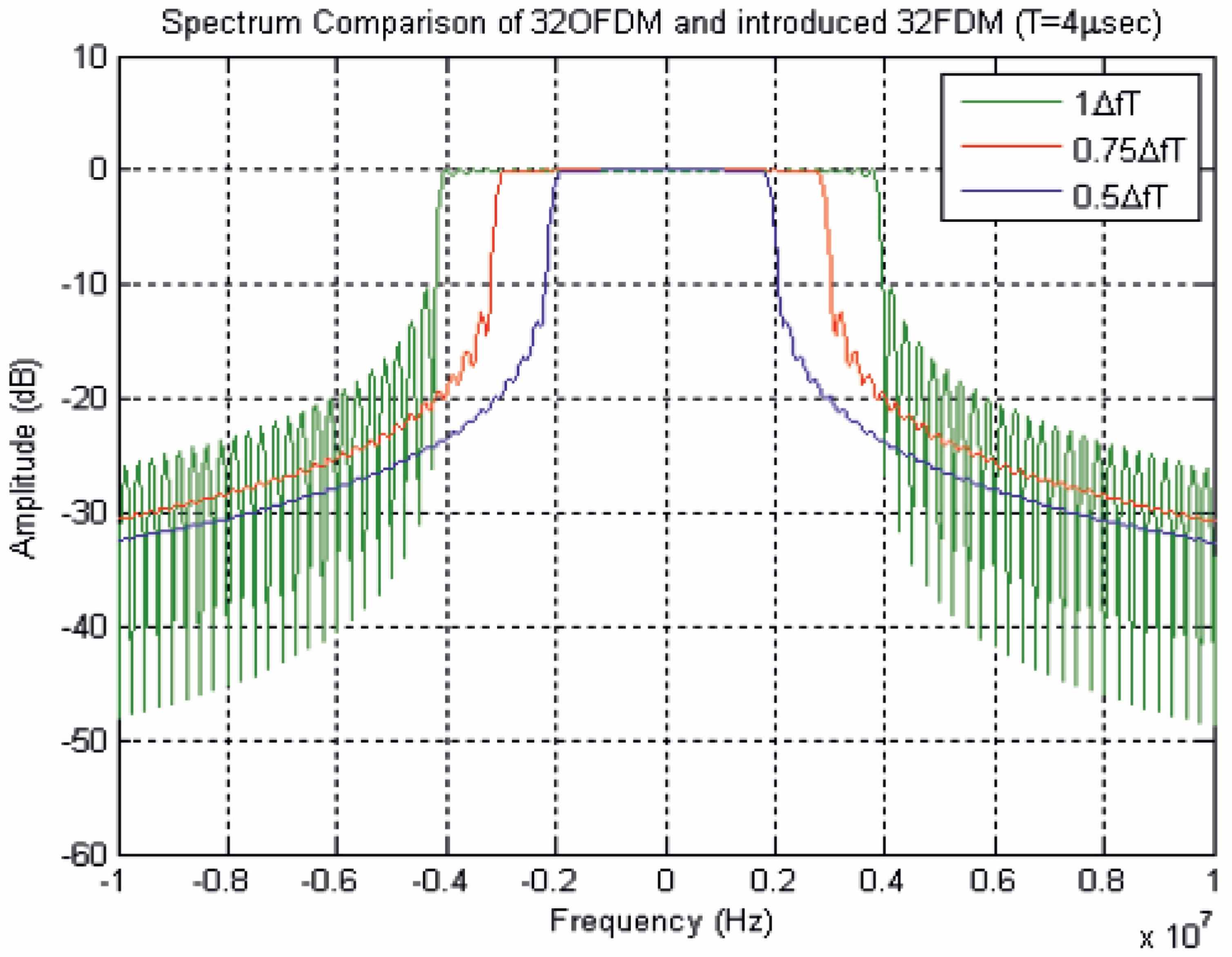

Рис. 2. Сопоставление ширины полосы частот сигналов OFDM (ΔfxT=1) и Fast-OFDM (ΔfxT=0,5) для пакета из 32 поднесущих [3].

С учетом анализа возможностей F-OFDM более перспективным представляется радикальный переход к сверхразрешению в спектральной области, позволяющий разместить частоты сигналов более плотно, сделав их неортогональными друг другу.

Неортогональная FDM (N-OFDM)

Название N-OFDM определяет вид частотного мультиплексирования (Non-Orthogonal Frequency Division Multiplexing, неортогональное мультиплексирование с разделением частот) [11]. В работах британских исследователей употребляется также альтернативный термин – Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing (SEFDM) [12]. Суть такого подхода пояснена на рис. 3 и заключается в произвольной расстановке поднесущих относительно АЧХ частотных фильтров.

При этом частотный разнос сигналов может быть меньше релеевского предела разрешения (1/T), то есть в один частотный фильтр может попадать несколько поднесущих. Такой вариант уплотнения сигналов позволяет, помимо решения характерных для OFDM проблем, использовать частотное позиционирование в качестве ключа для дополнительной защиты информации.

Для демодуляции сигналов N-OFDM в работах [3, 12] предложено использовать классическую процедуру ортогонализации сигналов Грама-Шмидта (GS), позволяющую превратить линейно независимую систему векторов в ортонормированную. Недостатком такого подхода является существенный рост ошибок ортогонализации при увеличении количества поднесу-

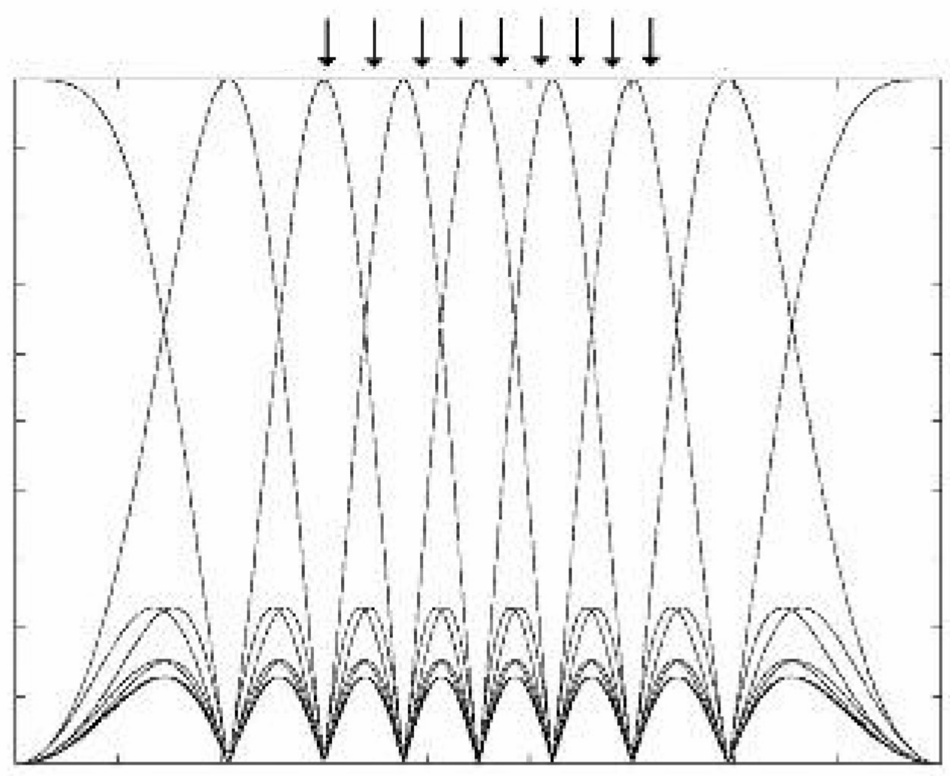

Рис. 3. N-OFDM сигналы

щих сигналов в пакете, особенно при сокращении их частотного разнесения. Более устойчивой к ошибкам является процедура ортогонализации Левдина (Per-Olov Löwdin, LO) [3]. Для сравнения на рис. 4 [3] приведена зависимость величины BER от межчастотного интервала для 16 и 32 поднесущих при демодуляции N-OFDM-сигналов методами Грама-Шмидта и Левдина. Особенностью указанных методов ортогонализации является необходимость амплитудно-фазовой коррекции сигналов после выполнения процедуры ортогонализации, что связано с сопутствующими ей искажениями соответствующих параметров поднесущих. Коэффициенты коррекции могут рассчитываться по пилот-сигналам на этапе вхождения в связь.

Особо пристальное внимание к концепции N-OFDM начиная с 2007 г. стали уделять китайские ученые. Отдельные аспекты концепции N-OFDM китайских специалистов изложены в [11]. Важно подчеркнуть ту роль, которую они отводят методам N-OFDM в перспективных системах связи, в частности интеграции технологий MIMO и адаптивной процедуры N-OFDM. В качестве преимуществ N-OFDM в [11] отмечается высокая спектральная эффективность.

При этом, судя по [11], наряду с методами ортогонализации сигналов, китайские специалисты в развитие идеи [13] большое внимание уделяют технологии N-OFDM, сводящейся к использованию пакета импульсных сигналов с произвольными огибающими импульсов и разными номиналами их несущих. Суть такого частотно-временного уплотнения каналов связи состоит в формировании на передающей стороне согласно принятому закону кодирования периодических пакетов из M перекрытых во времени разночастотных импульсных сигналов со строго фиксированной расстановкой их

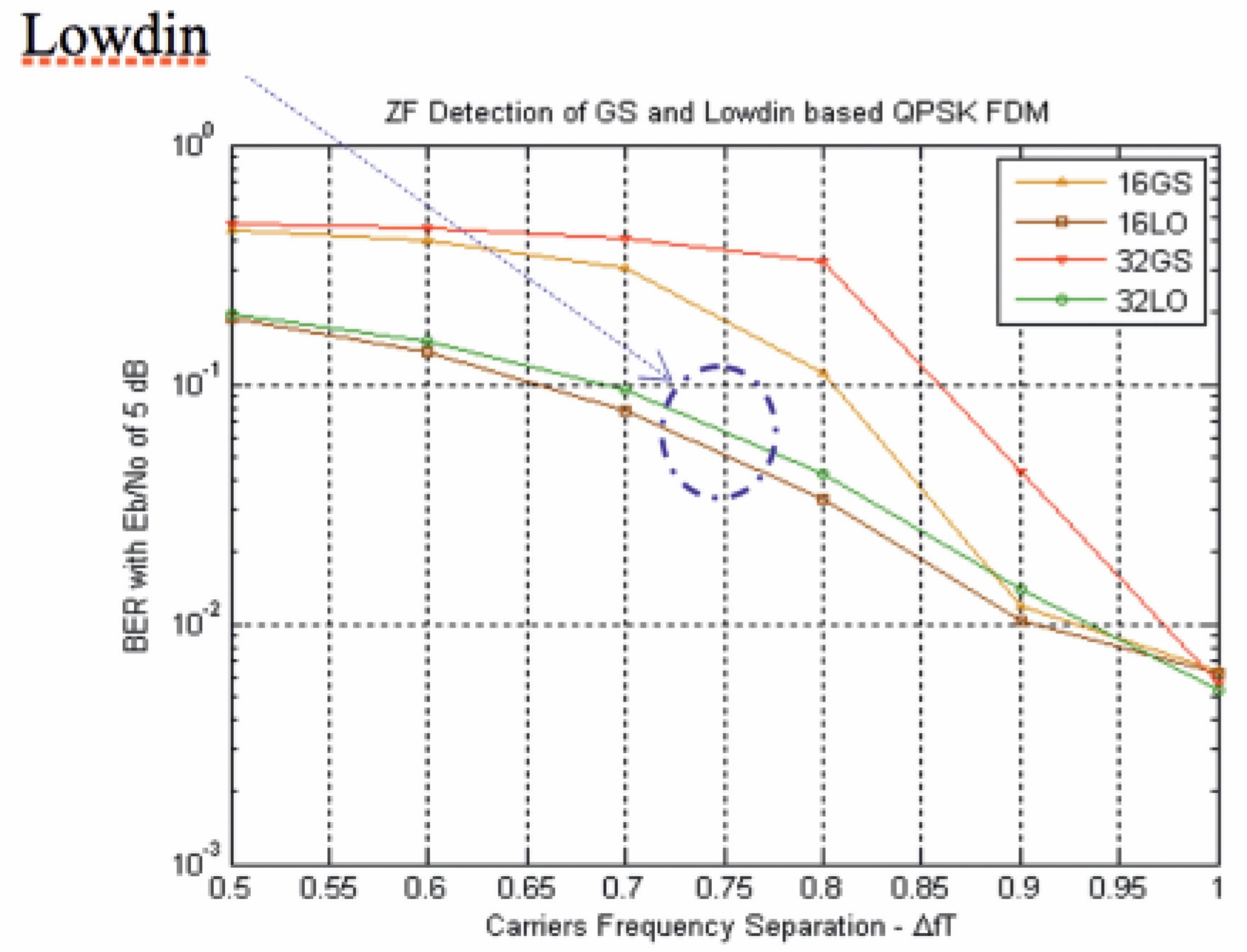

Рис. 4. Зависимость величины BER от межчастотного интервала для 16 и 32 поднесущих при демодуляции сигналов методами Грама-Шмидта и Левдина [3]

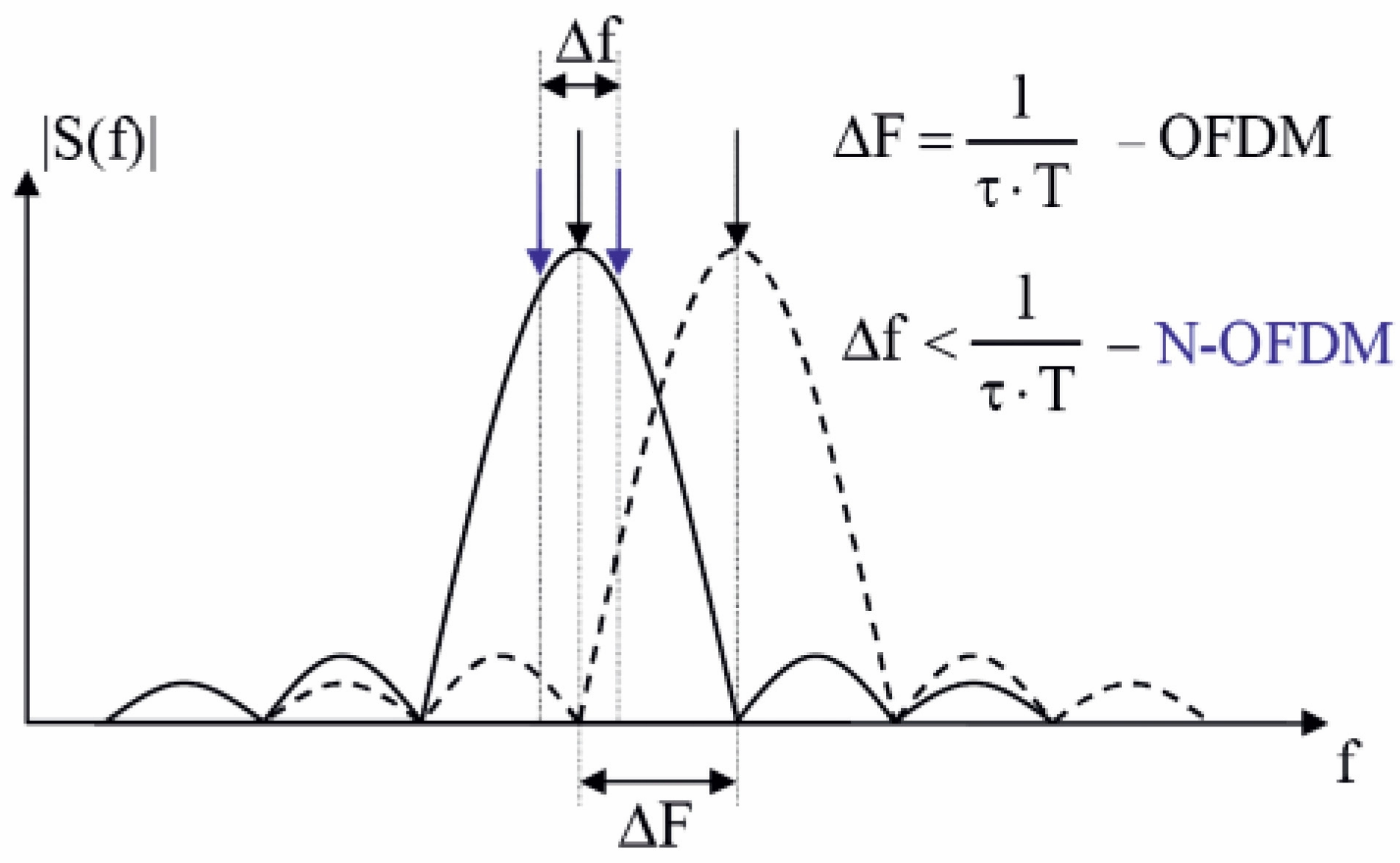

Рис. 5. N-OFDM-сигналы с двумя поднесущими

вдоль временной оси. На приемной стороне после синхронизации производится оценка амплитуд каждого из сигналов с восстановлением переданного сообщения.

Альтернативный рассмотренным методам подход к сверхрелеевскому частотному уплотнению сигналов был предложен в 2001 г. автором данной статьи под названием Non-Orthogonal Frequency Discrete Modulation (N-OFDM). Это направление является обобщением технологии OFDM и отличается сверхрелеевским уплотнением сигналов по частоте с последующей демодуляцией сигналов путем оптимального решения системы уравнений правдоподобия относительно неизвестных оценок амплитуд.

Прообразом соответствующего метода модуляции сигналов явился способ измерения АЧХ радиотехнической системы с помощью многочастотного сигнального пакета, изложенный в описании изобретения [14]. В этом изобретении использовались операции по оптимальному оцениванию амплитуд каждого из гармонических сигналов, идентичные тем, которые впоследствии были применены в [15, 16] для демодуляции N-OFDM сигналов. Существенным отличием указанного способа, как отмечено в [14], явилось то, что частоты входных воздействий в суммарном пакете могут быть разнесены на расстояние по частоте, меньшее релеевского предела разрешения (ширины синтезированного БПФ-фильтра). Другими словами, предложенный в [14] способ работоспособен в ситуациях, соответствующих сверхрелеевскому разрешению сигналов по частоте.

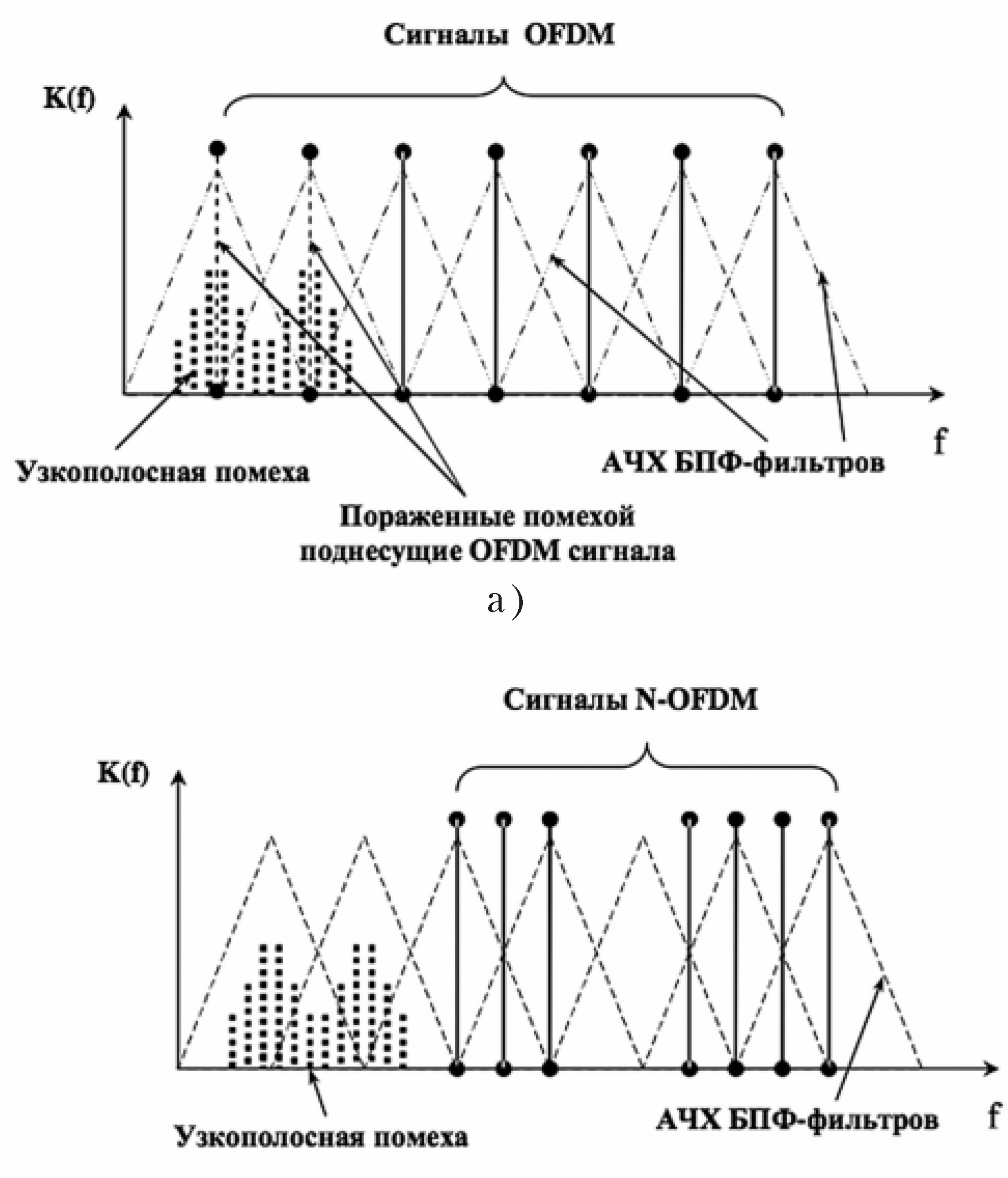

Рис. 6. Принцип адаптивной отстройки от помех при N-OFDM-модуляции

В публикациях [15–18] были развиты основы теории N-OFDM, ключевые положения которой вкратце рассмотрим далее.

Идея демодуляции N-OFDM

Идея демодуляции N-OFDM сигналов иллюстрируется на примере двух поднесущих (рис. 5). При условии, что N-OFDM сопутствует амплитудно-фазовая (квадратурно-амплитудная) модуляция поднесущих, оценки квадратурных составляющих амплитуд сигналов в приемнике могут быть получены по напряжениям синтезированных в результате быстрого преобразования Фурье (БПФ) частотных фильтров.

Неидентичность результирующих откликов БПФ-фильтров вследствие неравномерности коэффициента передачи аналогового тракта $K(\omega)$ в частотной области приводит к систематическим погрешностям в измерении квадратурных составляющих сигналов. Данная проблема усугубляется тем, что необходимо опираться на набор частотных фильтров, количество которых должно соответствовать размерности M используемого множества поднесущих, а при оптимальном оценивании – на отклики всех синтезированных частотных фильтров. Кроме того, при больших выборках откликов частотных каналов часть БПФ-фильтров может оказаться на так называемых склонах АЧХ аналогового тракта. Поэтому процедурам демодуляции сигналов должно предшествовать выравнивание (восстановление) уровней поднесущих исходного пакета, например путем взвешивания квадратурных составляющих напряжений по выходам всех фильтров БПФ на величины, обратные значениям коэффициента передачи аналогового тракта $K(\omega)$ в точках максимумов характеристик соответствующих фильтров. Такое взвешивание следует производить с учетом расстановки частот сигнального пакета относительно максимума АЧХ аналогового тракта. Это

В пренебрежении шумами используем для оценивания комплексных амплитуд двух гармонических сигналов напряжения по выходам пары частотных фильтров БПФ:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = \sum\limits_{m=1}^{2} \dot{a}_m \times f_1(w_m), \\ \dot{U}_2 = \sum\limits_{m=1}^{2} \dot{a}_m \times f_2(w_m), \end{cases} \qquad (1)$$

где

$$f_n(w_m) = \frac{\sin S \times \left[n \times \frac{\pi}{S} - w_m\right]}{S \times \sin\left[n \times \frac{\pi}{S} - w_m\right]},$$

– значение нормированной АЧХ n-го БПФ-фильтра на частоте m-й поднесущей w_m,
S – размерность (количество точек) операции БПФ,
$\dot{a}_m$ – комплексная амплитуда m-й поднесущей,
U_r – выходное напряжение r-го частотного фильтра.
Применив обычное для линейной алгебры правило Крамера, оценки квадратурных составляющих амплитуд сигналов получим в виде отношения определителей:

$$a_1^{s(c)} = \begin{vmatrix} U_1^{s(c)} & f_1(w_2) \\ U_2^{s(c)} & f_2(w_2) \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} f_1(w_1) & f_1(w_2) \\ f_2(w_1) & f_2(w_2) \end{vmatrix}^{-1};$$

$$a_2^{s(c)} = \begin{vmatrix} f_1(w_1) & U_1^{s(c)} \\ f_2(w_1) & U_2^{s(c)} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} f_1(w_1) & f_1(w_2) \\ f_2(w_1) & f_2(w_2) \end{vmatrix}^{-1}. \qquad (2)$$

Дальнейшее восстановление переданной информации осуществляется путем сопоставления полученных из (2) оценок квадратурных составляющих амплитуд сигналов с пороговыми уровнями, соответствующими сигнальным созвездиям использованной при передаче схемы амплитудно-фазовой модуляции. При детерминистской трактовке многочастотной сигнальной смеси в отсутствие доплеровских сдвигов частоты для оценивания M комплексных амплитуд сигналов достаточно сформировать систему из M уравнений, обобщив (1) с использованием квадратурных составляющих напряжений, в виде:

$$\begin{cases} U_1^{c(s)} = \sum\limits_{m=1}^{M} a_m^{c(s)} f_1(w_m); \\ U_2^{c(s)} = \sum\limits_{m=1}^{M} a_m^{c(s)} f_2(w_m); \\ \vdots \\ U_M^{c(s)} = \sum\limits_{m=1}^{M} a_m^{c(s)} f_M(w_m). \end{cases} \qquad (3)$$

В результате зависимости, соответствующие (2), модифицируются следующим образом [17]:

$$\bar{a}_m^{c(s)} = \frac{\det_m^{c(s)}}{\det}; \quad m = 1,2,\ldots,M, \qquad (4)$$

где $\det_m^{c(s)}$ – частный определитель, полученный из определителя

$$\det = \begin{vmatrix} f_1(w_1) & f_1(w_2) & \cdots & f_1(w_M) \\ f_2(w_1) & f_2(w_2) & \cdots & f_2(w_M) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ f_M(w_1) & f_M(w_2) & \cdots & f_M(w_M) \end{vmatrix}, \qquad (5)$$

заменой соответствующего столбца вектором свободных членов $[B^{c(s)}]=[U_1^{c(s)}\ U_2^{c(s)} \ldots U_M^{c(s)}]^T$,
где $U_j^{c(s)}$ – квадратурные составляющие комплексного отклика j-го БПФ-фильтра, w_j, w_k, w_m – известные частоты поднесущих из множества заданных, выра-

позволит избежать ухудшения в ходе взвешивания отношения "сигнал – шум" в откликах фильтров, в том числе и на "склонах" АЧХ фильтров.

Более строгий учет АЧХ линии связи предполагает формирование оценок квадратурных составляющих амплитуд с учетом коэффициента передачи аналогового тракта K(ω), например, на основе соотношения (8), учитывающего неравномерность коэффициента передачи как для центральных частот фильтров, так и для множества частот поднесущих w_m.

Адаптация сигнально-кодовых конструкций

На этапе вхождения в связь в рамках предлагаемого подхода, подобно OFDM, целесообразно использовать оперативную адаптацию уровней кодирования по амплитуде к помеховой обстановке и мощности шумов на линии. Специфика соответствующего варианта обработки N-OFDM-сигналов на приемной стороне состоит в замере с использованием соотношений (1)–(8) амплитудных составляющих помех на каждой из задействованных поднесущих при выключенном передатчике. По результатам такого тестирования должны соответствующим образом адаптироваться методы модуляции N-OFDM-сигналов многочастотного пакета. Например, на одних частотах может осуществляться процедура 64QAM-кодирования, а на подверженных шумовому воздействию – QPSK или даже BPSK.

Для учета эффекта переотражений в канале связи целесообразно осуществлять оценку уровня соответствующих помех по тестовому сигналу передатчика, квадратурные составляющие амплитуд которого имеют фиксированные и заведомо известные приемной стороне величины. При этом параметры помеховой обстановки оцениваются сопоставлением измеренных по (1)–(8) амплитуд поднесущих многочастотного пакета с эталонными значениями.

Частотное перераспределение поднесущих

Наряду с указанными вариантами повышения помехозащищенности следует отметить, что применение N-OFDM-сигналов позволяет эффективно бороться с узкополосными помехами за счет адаптивной перестройки частот поднесущих. Общую идею такого подхода иллюстрирует рис. 6. На нем представлена узкополосная активная помеха, сосредоточенная в пределах АЧХ двух фильтров БПФ (слева). При этом в OFDM-сигнале приходится исключать работу двумя крайними слева поднесущими, пораженными помехой (рис. 6а). В случае же N-OFDM-сигнала за счет смещения поднесущих, пораженных помехой, в область частот, свободную от мешающих воздействий (в данном случае вправо вдоль оси частот), удается сохранить передачу на всех поднесущих без исключения (рис. 6б).

Таким образом, отсутствие жесткой

женные в долях ширины главного "лепестка" АЧХ БПФ-фильтра.

Для максимального использования энергии сигналов и оптимальной оценки амплитудных составляющих по методу наименьших квадратов целесообразно использовать переопределенную систему уравнений типа (3), задействовав отклики R>M из S синтезированных частотных фильтров для минимизации функции невязок:

$$L = \sum_{j=1}^{R}\left\{U_j^c - \sum_{m=1}^{M} a_m^c \times f_j(w_m)\right\}^2 + \sum_{j=1}^{R}\left\{U_j^s - \sum_{m=1}^{M} a_m^s \times f_j(w_m)\right\}^2 = \min, \quad (6)$$

В результате дифференцирования (6) по неизвестным квадратурным составляющим амплитуд сигналов и приравнивания нулю полученных соотношений для производных несложно записать систему уравнений правдоподобия:

$$\begin{cases} \dfrac{\partial L}{\partial a_n^C} = \sum\limits_{r=1}^{S} 2\left\{U_r^C - \sum\limits_{m=1}^{M} a_m^C f_r(w_m)\right\} f_r(w_n) = 0; \\ \dfrac{\partial L}{\partial a_n^S} = \sum\limits_{r=1}^{S} 2\left\{U_r^S - \sum\limits_{m=1}^{M} a_m^S f_r(w_m)\right\} f_r(w_n) = 0. \end{cases}, \quad (7)$$

Искомые оценки амплитудных компонент, являющиеся решением системы уравнений (7), будут отличаться от приведенных выше оценок лишь тем, что в знаменатель соотношения (4) следует подставить определитель

$$\det = \begin{vmatrix} \sum\limits_{j=o}^{S-1} f_j^2(w_1) & \sum\limits_{j=o}^{S-1} f_j(w_1) f_j(w_2) & \cdots & \sum\limits_{j=o}^{S-1} f_j(w_1) f_j(w_M) \\ \sum\limits_{j=o}^{S-1} f_j(w_1) f_j(w_2) & \sum\limits_{j=o}^{S-1} f_j^2(w_2) & \cdots & \sum\limits_{j=o}^{S-1} f_j(w_2) f_j(w_M) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \sum\limits_{j=o}^{S-1} f_j(w_1) f_j(w_M) & \sum\limits_{j=o}^{S-1} f_j(w_2) f_j(w_M) & \cdots & \sum\limits_{j=o}^{S-1} f_j^2(w_M) \end{vmatrix}, \quad (8)$$

а в числитель (4) – частный определитель $\det_m^{c(s)}$, сформированный из (8) заменой соответствующего столбца вектором свободных членов [2]:

$$\left[B^{c(s)}\right] = \left[\sum_{j=o}^{S-1} U_j^{c(s)} \times f_j(w_1) \;\; \sum_{j=o}^{S-1} U_j^{c(s)} \times f_j(w_2) \ldots \sum_{j=o}^{S-1} U_j^{c(s)} \times f_j(w_M)\right]^T,$$

где $U_j^{c(s)}$ – квадратурные составляющие комплексного отклика j-го БПФ-фильтра, а в зависимости от принятых допущений $f_j(w_m)$ могут представлять собой произведения

$$K\left(j \times \frac{\pi}{S}\right) \times \left(\sin S \times \left[j \times \frac{\pi}{S} - w_m\right]\right)\left(S \times \sin\left[j \times \frac{\pi}{S} - w_m\right]\right)^{-1}, \text{ либо}$$

$$K(w_m) \times \left(\sin S \times \left[j \times \frac{\pi}{S} - w_m\right]\right)\left(S \times \sin\left[j \times \frac{\pi}{S} - w_m\right]\right)^{-1},$$

причем $K(w_m)$ соответствуют значениям нормированной АЧХ аналоговой линии связи в максимуме j-го частотного фильтра и на заданной частоте w_m, выраженной, к примеру, в долях ширины характеристики БПФ-фильтра.

привязки частот поднесущих к максимумам АЧХ синтезированных с помощью БПФ частотных фильтров создает предпосылки для повышения помехозащищенности радиолиний передачи данных. Вопросы допустимых пределов частотного уплотнения N-OFDM-сигналов будут рассмотрены во второй части статьи.

Литература

1. Пат. 3488445 США, H04L27/26; H04N7/24. Система передачи данных на основе ортогонального частотного мультиплексирования / Chang, Robert W. – Заявлено 14.10.1966; Опубл. 01.06.1970.

2. Chang, R.W. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission // Bell System Technical Journal. – 1966, vol. 45, December – P. 1775–1796.

3. Darwazeh, I. A New look at Frequency Division Multiplexing; Operating below the Orthogonality Limit // The 2nd IET International Conference on Wireless, Mobile & Multimedia Networks (ICWMMN 2008). – Beijing, China, 2008 – Oct. 12–15.

4. Rodrigues, M.R.D. Fast OFDM: A Proposal for Doubling the Data Rate of OFDM Schemes / M.R.D. Rodrigues, Izzat Darwazeh // International Conference on Communications, ICT 2002. – Beijing, China, 2002. – June – P. 484–487.

5. Karampatsis, D. Implications of linear phase dispersion on OFDM and Fast-OFDM systems [online] / D. Karampatsis, M.R.D. Rodrigues, Izzat Darwazeh // London Communications Symposium, 2002. – Доступ через http://www.ee.ucl.ac.uk/lcs/previous/LCS2002/LCS112.pdf.

6. Karampatsis, D. Performance Comparison of OFDM and FOFDM Communication Systems in Typical GSM Multipath Environments [online] / D. Karampatsis, I. Darwazeh // London Communications Symposium, 2003 (LCS2003), London, UK. P. 360–372. – Доступ через http://www.ee.ucl.ac.uk/lcs/previous/LCS2003/94.pdf.

7. Li, K. System performance comparison of Fast-OFDM system and overlapping Multi-carrier DS-CDMA scheme [online] / K. Li, I. Darwazeh // London Communications Symposium, 2006. – Доступ через http://www.ee.ucl.ac.uk/lcs/previous/LCS2006/54.pdf.

8. Giacoumidis, E. Performance of Optical Fast-OFDM in MMF-Based Links / E. Giacoumidis, I. Tomkos, J.M. Tang // Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference. – 6–10 March, 2011.

9. Giacoumidis E. Experimental and Theoretical Investigations of Intensity-Modulation and Direct-Detection Optical Fast-OFDM over MMF-Links / E. Giacoumidis, S.K. Ibrahim, J. Zhao, J.M. Tang, A.D. Ellis, I. Tomkos // IEEE Photonics Technology Letters. – 2012, Vol. 24, №1, January 1 – P. 52–54.

10. Zhao, J. Transmission of 4-ASK Optical Fast OFDM With Chromatic Dispersion Compensation / Jian Zhao, Andrew Ellis // IEEE Photonics Technology Letters, 2012, Vol. 24, № 1, January 1 – P. 34–36.

11. Gang, Wu Research Activities on Future Broadband Wireless Access in UESTC [online] – Доступ через http://www.europe.ict-china.eu/fileadmin/filesharing/WS2_Documents/040907_WuGang_Chengdu.pdf.

12. Ioannis D. Kanaras Spectrally Efficient Multicarrier Communication Systems: Signal Detection, Mathematical Modelling and Optimisation. A thesis submitted for the degree of Doctor of Philosophy [online] / Communications and Information Systems Research Group, Department of Electronic and Electrical Engineering // University College London, 2010, June – P. 214 – Доступ через http://discovery.ucl.ac.uk/766544/1/766544.pdf.

13. Kozek, W. Nonorthogonal pulseshapes for multicarrier communications in doubly dispersive channels / W. Kozek, A.F. Molisch // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, № 16(8), Oct. – P. 1579–1589.

14. Пат. 2054684 РФ, МПК6 G01R23/16. Способ измерения амплитудно-частотных характеристик / В.И. Слюсар. – № 5055759/09; заявлено 22.07.1992; опубл. 20.02.96, бюл. № 5.

15. Пат. 47835 А Украина, МПК8 H 04J 1/00, H04L5/00. Способ частотного уплотнения узкополосных информационных каналов / В.И. Слюсар, В.Г. Смоляр. – № 2001106761; заявлено 03.10.2001; опубл. 15.07.02, бюл. №7.

16. Пат. 47918 А Украина, МПК8 H 04J 1/00, H04L5/00. Способ частотного уплотнения узкополосных информационных каналов / В.И. Слюсар, В.Г. Смоляр, А.Н. Степанець, И.И. Слюсар. – № 2001117512; заявлено 05.11.01; опубл. 15.07.02, бюл. № 7.

17. Слюсар В.И. Частотное уплотнение каналов связи на основе сверхрелеевского разрешения сигналов / В.И. Слюсар, В.Г. Смоляр // Известия вузов. Сер.: Радиоэлектроника. – 2003. – Т. 46, № 7. – С. 22–27.

18. Слюсар В.И. Метод неортогональной дискретной частотной модуляции сигналов для узкополосных каналов связи / В.И. Слюсар, В.Г. Смоляр // Известия вузов. Сер.: Радиоэлектроника. – 2004. – Т. 47, № 4. – С. 53–59.

Ваше мнение и вопросы по статье присылайте по адресу

TSS@Groteck.ru