

---

# ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

---

УДК 519.6

## НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ПЕРЕДАЧИ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ХОРОШО ЛОКАЛИЗОВАННЫХ СИГНАЛЬНЫХ БАЗИСОВ

**В. П. ВОЛЧКОВ**

*Московский  
технический  
университет  
связи и информатики*

*e-mail: volchkovvalery@mail.ru*

Анализируются основные проблемы, возникающие при передаче и обработке сигналов в беспроводных высокоскоростных сетях и существующие методы их решения. Предлагается новый более эффективный подход к формированию и обработке сигналов на основе OFDM технологии, использующей хорошо локализованные сигнальные базисы Вейля-Гейзенберга. Рассматриваются основные преимущества этой технологии и возможные применения для обработки информации в различных технических приложениях.

Ключевые слова: цифровые системы связи, OFDM система, OQAM, базис Вейля-Гейзенберга, ортогональный базис, хорошая локализация.

---

### **1. Постановка проблемы и существующие методы решения**

При построении беспроводных высокоскоростных цифровых систем связи часто возникает ситуация, когда реальный радиоканал (среда распространения) обладает частотно-временным рассеянием. Последнее обычно вызвано тем, что сигнал в точку приема приходит многочисленными путями после многократных отражений от нестационарных неоднородностей среды (городские постройки, движущиеся предметы, гидрометеоры, слои ионосферы и др.).

Примерами таких дисперсионных каналов могут служить, например, КВ и УКВ радиолнии спецназначения, радиолнии мобильных сетей широкополосного доступа (мобильный Wi-Max) и цифрового телевидения (DVB-T /H).

Наиболее эффективной технологией передачи данных в таких каналах является мультиплексирование (уплотнение) с ортогональным частотным разделением (OFDM – Orthogonal Frequency Devision Multiplexing). Поэтому в дальнейшем в качестве сигнала- переносчика информации в радиолнии будет пониматься OFDM сигнал.

В результате частотно-временного рассеяния OFDM сигнала, на приемной стороне наблюдаются эффекты многолучевости, амплитудно-фазовых замираний, доплеровского расширения и частотного сдвига. Их действие на приемник ведет к меж-



символьной (МСИ) и межканальной (МКИ) интерференциям, которые значительно ухудшают характеристики приема [1].

Отметим, что структура и свойства любого цифрового сигнала однозначно определяются собственным конечномерным базисом, из которого он формируется, как некоторая линейная комбинация базисных функций. Коэффициенты линейной комбинации (модулирующие символы) могут быть вещественными или комплексными и определяются выбранным сигнальным созвездием (например QAM, PSK, и др.). Каждая базисная функция является независимым переносчиком модулирующих символов и в дальнейшем ассоциируется с некоторым поднесущим каналом. Обычно, сигнальный базис выбирается ортогональным, чтобы в случае гауссовского канала обеспечить отсутствие межсимвольной интерференции (выполнение теоремы Найквиста) и упростить реализацию оптимального приемника.

В каналах с частотно-временным рассеянием (ЧВР) на сигнал кроме аддитивного шума действует сложная мультипликативная помеха. У такой помехи фактор временного рассеяния характеризуется мультипликативным воздействием в частотной области (сверткой во временной области), а фактор частотного рассеяния – мультипликативным воздействием во временной области (сверткой в частотной области). В результате, базис сигнала деформируется, становясь неортогональным, а теорема Найквиста не выполняется.

Фактически возникновение МСИ и МКИ объясняется потерей ортогональности между «возмущенными» базисными функциями сигнала на выходе канала. В результате чего, процедура демодуляции сигнала на приемной стороне оказывается неоптимальной. Возникает просачивание информации из каждого поднесущего канала, в соседние. Причем, величина этих взаимных помех зависит от частотно-временной локализации (ЧВЛ) сигнальных базисных функций и определяется эффективным носителем их функции неопределенности. Чем быстрее спадают «хвосты» функции неопределенности, тем лучше ЧВЛ сигнального базиса, а значит меньше уровень МСИ и МКИ.

Известно, что в каналах с частотно-временным рассеянием технология OFDM позволяет очень эффективно бороться с межсимвольной интерференцией (МСИ), благодаря циклическому префиксу (защитному интервалу), передаваемому в начале каждого OFDM символа. В результате, влияние временного рассеяния на сигнал можно практически полностью скомпенсировать. Учитывая это, в дальнейшем основное внимание будет уделено борьбе с МКИ, возникающей из-за частотного рассеяния сигнала.

Рассмотрим некоторые известные подходы к подавлению МКИ, которые предлагались в разное время разными авторами в журнальных публикациях и докладах научно-технических конференций и семинаров.

В системах связи, использующих принцип OFDM передачи (Wi-Fi, Wi-Max, DVB-T/H и др. ), сигнальные базисные функции представляют собой отрезки гармоник, а их амплитудный спектр имеет узкий основной лепесток и медленно спадающие хвосты, как у функции  $|\sin(kx)/kx|$ . В этих условиях уменьшить чувствительность к доплеровским эффектам канала связи можно, расширяя спектр базисных функций, т.е. уменьшая длительность передаваемых гармоник. Это ведет к расширению спектра OFDM сигнала и увеличению расстояния между поднесущими каналами, что не всегда допустимо в рамках используемого стандарта связи. Кроме того, это не спасает от межканальных помех, вызванных просачиванием информации через боковые лепестки спектра  $|\sin(kx)/kx|$  соседних гармоник. Однако, поскольку МКИ действует во всей полосе частот OFDM сигнала, ее дополнительное подавление может быть получено созданием защитных интервалов (в виде «нулевых» поднесущих) на границах частотного диапазона и между информационными поднесущими.

Отметим, что оба указанных инструмента борьбы с МКИ (расширение спектра и «нулевые» поднесущие) уменьшают спектральную эффективность системы связи.



Однако на это идут и в разумных пределах используют при разработке соответствующих стандартов.

Другой подход к уменьшению МКИ связан с применением оконного преобразования Фурье [2]. В этом случае, мы ничего не меняем на передающей стороне, но в алгоритме демодуляции OFDM сигнала исходный ортогональный базис БПФ заменяем на неортогональный базис взвешенного БПФ, обладающий хорошей локализацией в частотной области. Это позволяет уменьшить составляющую межканальной помехи, вызванную просачиванием информации через боковые лепестки спектров соседних гармоник. Однако, весовая функция окна расширяет полосу каждого поднесущего канала приемника, увеличивая просачивание информации через основной лепесток спектра. Кроме того, нарушение свойства ортогональности в случае оконного БПФ увеличивает шумовую составляющую.

Третий подход к решению описанной проблемы связан с различными обобщениями теоремы Котельникова [3]. Суть их сводится тому или иному варианту «пересыщения» (oversampling) отсчетами и использовании для интерполяции сигналов обобщенных рядов Котельникова с хорошо локализованным по частоте ядром. Последнее означает, что принимаемый сигнал дискретизируется с частотой гораздо большей, чем критическая частота Найквиста, а для восстановления или цифровой обработки сигнала используются, так называемые, атомарные функции. Набор таких равномерно сдвинутых по частоте атомарных функций образует сигнальный базис, который хорошо локализован в частотной области, но не является обязательно ортогональным.

За счет «пересыщения» отсчетами, основной лепесток спектра атомарной базисной функции может быть выбран по ширине таким же, как у функции  $|\sin(kx)/kx|$ , описывающей поднесущий канал OFDM сигнала. Причем сохраняется быстрый спад боковых лепестков спектра. Это является достоинством третьего подхода. Однако, к сожалению, подходящий (по локализации в частотной области) сигнальный базис из атомарных функций обычно оказывается неортогональным. Это усложняет вычислительную реализацию и уменьшает помехоустойчивость по отношению к шумовым помехам.

Напомним, что все перечисленные подходы использовались для каналов связи с частотным рассеянием, которые характерны для мобильных систем передачи и сетей широкополосного доступа (например, DVB-H, мобильный Wi-Max и др.). При разработке стандартов для этих мобильных приложений складывалась не самая лучшая ситуация, когда ряд положений стандартов были сформулированы раньше, чем производители приступили к выпуску соответствующей аппаратуры. Кроме того, фактор времени и конкуренция не позволяли тщательно проверить и обосновать выбор всех параметров сигнально-кодовой конструкции. В результате, первые попытки производителей создать работающую аппаратуру мобильной связи по этим стандартам, используя свои старые наработки, натолкнулись на серьезные проблемы.

Часто возникала следующая ситуация – аппаратура прекрасно работает, если мобильный абонент передвигается с небольшой скоростью, и связь резко ухудшается или обрывается, если абонент увеличивает скорость. Причина – срыв синхронизации и недостаточно точная оценка параметров канала в условиях частотного рассеяния сигнала, т.е. повышенного уровня МКИ.

Поскольку принятый стандарт изменить нельзя, у разработчиков оставался только один выход – соревноваться между собой в совершенствовании приемной аппаратуры, применяя более сложные методы обработки сигналов и оптимизируя вычислительные и аппаратные затраты на их реализацию.

**Вывод:** Задача борьбы с межканальной интерференцией в мобильных OFDM системах является очень актуальной, и во многих случаях пока не находит удовлетворительного решения.

## 2. Разработка новых методов формирования и обработки сигналов для мобильных беспроводных широкополосных систем связи

### 2.1. OFTDM технология

Как уже отмечалось выше, борьба с частотным рассеянием представляет серьезную проблему в мобильных сетях. Возникающие при этом взаимные помехи между поднесущими (МКИ) действуют во всем диапазоне частот OFDM сигнала, а их интервал корреляции в частотной области зависит от формы основного лепестка и скорости убывания боковых лепестков спектра базисной функции. Причем, природа межканальных помех такова, что их нельзя скомпенсировать или отфильтровать обычными методами цифровой обработки, а уровень МКИ зависит от структуры сигнального базиса.

С другой стороны, если одновременно эффективно не бороться с временным рассеянием сигнала, многолучевое сложение в точке приема принесет дополнительную составляющую в МКИ.

Поэтому в качестве основного метода борьбы с частотно-временным рассеянием (ЧВР) сигнала *предлагается разработка и применение специальных ортогональных хорошо локализованных сигнальных базисов*, минимизирующих уровень взаимного влияния поднесущих каналов, как в частотной, так и во временной областях, но при этом не ухудшающих спектральную эффективность системы [4–8].

Оптимально локализованным назовем такой ортогональный сигнальный базис  $B = \{\psi_{k,l}(t)\}_{k=0, l=0}^{M-1, L-1}$ , который в условиях ЧВР приводит к минимальным значениям МСИ и МКИ и обладает максимальной частотно-временной плотностью упаковки.

Последнее требование означает, что упаковка, составленная из эффективных носителей функций неопределенности всех базисных функций  $\psi_{k,l}(t)$ , образует в частотно-временной плоскости прямоугольную однородную решетку с параметрами  $\tau_o, \nu_o : \tau_o \nu_o = 1/2$ , т.е. с минимальным фундаментальным объемом (см. рис. 1).

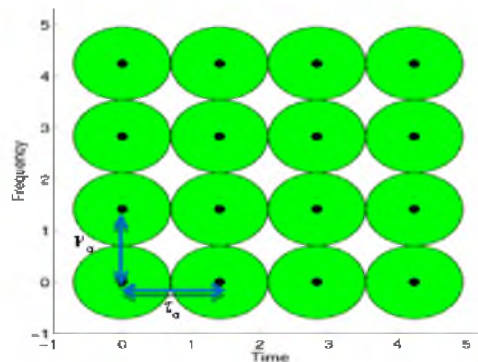


Рис. 1. Упаковка носителей WH-базисных функций в частотно-временной области

Можно показать, что в наиболее плотный хорошо локализованный ортогональный базис с указанной структурой может быть получен из равномерно сдвинутых по времени и частоте версий нескольких комплексных инициализирующей функций  $\psi_{k,l}(t)$  с хорошей частотно-временной локализацией (обобщенный базис Вейля-Гейзенберга) и представляется в виде

$$B = \{\psi_{k,l}(t) = \Phi_{k,l}(t - l\tau_o) \exp(2\pi j k \nu_o t)\}, \quad k = 0, \dots, M-1, \quad l = 0, \dots, 2L-1 \quad (1)$$

$$\Phi_{k,l}(t) = (-j)^{\text{rem}(l,2)} g(t) \exp(j\alpha k), \quad (2)$$

где  $g(t)$  – вещественный формирующий импульс;  $\text{rem}(l,2)$  – остаток от деления  $l/2$ ;  $\alpha$  – фазовый параметр. Количество различных инициализирующих функций зависит от значения фазового параметра  $\alpha$  и равно  $p = 2 \text{fix}(2\pi/\alpha)$ , где  $\text{fix}(\cdot)$  – оператор взятия целой части числа. Размерность соответствующего сигнального пространства, натянутого на базис (1), равна  $N_0 = 2ML$ .



Параметры локализации базисных функций в частотной и временной областях (размеры осей эллипсов на рис. 1) можно настраивать и размещать между собой в любом требуемом соотношении, адаптируя их к конкретным условиям решаемой задачи.

Для сравнения отметим, что хорошо локализованных ортонормированных базисов той же размерности  $N_0$  и состоящих из равномерно сдвинутых по времени и частоте версий одной инициализирующей функции  $\Phi(t) = g(t)$  (классический базис Вейля-Гейзенберга):

$$B = \{ \psi_{k,l}(t) = \Phi(t - l\tau_o) \exp(2\pi j k v_o t) \}, \quad k = 0, \dots, M-1, \quad l = 0, \dots, 2L-1, \quad (3)$$

не существует (теорема Balian-Low, [2]). Более того, при  $M > 2$  базисы (3) оказываются плохо локализованными, как в частотной, так и во временной области.

Таким образом, наличие нескольких инициализирующих функций является важнейшим требованием существования плотно упакованных хорошо локализованных ортогональных базисов.

В дальнейшем базисы (1) будем выделять аббревиатурой WH (Weyl-Heisenberg), а методы формирования и обработки сигналов с использованием WH-базисов будем называть OFTDM технологией (Orthogonal Frequency-Time Devision Multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотно-временным разделением).

Систему цифровой связи, построенную на основе данной технологии, будем называть WH-OFTDM или, сокращенно, OFTDM системой (т.е. системой с ортогональным частотно-временным мультиплексированием).

Пакетная передача информации в такой системе осуществляется с помощью OFTDM символов, представляющих собой линейную комбинацию базисных функций (2):

$$s(t) = \sum_{l=0}^{2L-1} \sum_{k=0}^{M-1} a_{k,l} \psi_{k,l}(t), \quad (4)$$

где  $a_{k,l}$  – реальные (при  $l$  четном) или мнимые (при  $l$  нечетном) части комплексных QAM символов  $c_{k,l} = a_{k,2l} + j a_{k,2l+1}$ . В результате, пакет информации из  $N = ML$  комплексных модулирующих QAM символов с помощью WH-базисных функций равномерно распределяется по частотно-временной плоскости в прямоугольнике размером  $(T, W) = (2L\tau_o, Mv_o)$ .

Так как WH-базис (1) обладает наибольшей (критической) частотно-временной плотностью, то спектральная эффективность OFTDM системы максимальна и, без учета защитных интервалов, равна  $\eta = \beta / (2\tau_o v_o)$ , где  $\beta$  – количество бит, передаваемых в одном QAM символе.

Заметим, что если  $L = 1$ , а формирующий импульс  $g(t)$  имеет прямоугольную форму, то формулы (1)-(2) описывают гармонический базис Фурье классического OFDM сигнала, который плохо локализован в частотной области. Соответствующее выражение для OFDM символа преобразуется к виду

$$s(t) = \sum_{k=0}^{M-1} c_{k,l} \psi_{k,l}(t). \quad (5)$$

Из (4), (5) следует, что каждая базисная функция в OFTDM символе переносит только одну (вещественную) размерность, а в OFDM символе – две размерности. Поэтому, без учета защитных интервалов, спектральные эффективности OFDM и OFTDM систем одинаковы.

С другой стороны, если для обеих систем определены одна и та же полоса частот  $W$  и количество поднесущих  $M$ , то за счет выбора  $L > 1$  OFTDM система в рамках одного символа (4) позволяет получить дополнительное внутрисимвольное уплотнение каналов во временной области. Причем, это уплотнение практически идеальное, поскольку на каждой поднесущей частоте  $k$  соседние сдвинутые по времени базисные функции  $\psi_{k,l}(t)$  и  $\psi_{k,l+1}(t)$  хорошо локализованы и ортогональны, а защитные интервалы между ними отсутствуют (см. рис. 1)



Отметим, что в OFDM системах внутрисимвольное временное уплотнение отсутствует ( $L=1$ ), и для временного уплотнения символов (5) в кадр приходится использовать специальные защитные интервалы (циклические префиксы). Величина циклического префикса для стандартов Wi-Max и DVB-T может достигать 1/4 длительности OFDM символа, что ведет к значительным энергетическим потерям и снижению реальной спектральной эффективности системы.

**Вывод 1.** Применение OFTDM технологии (вместо технологии OFDM) в каналах с частотно-временным рассеянием позволяет за счет организации внутрисимвольного временного уплотнения существенно повысить, как спектральную, так и энергетическую эффективность системы.

Другое преимущество связано с хорошей локализацией базисных функций (1) в частотной области. В результате, спектр OFTDM символа (4) имеет быстро спадающие хвосты, а значит низкий уровень внеполосного излучения. Это существенно снижает требования к фильтрации сигнала на выходе передатчика, и, как следствие, уменьшению необходимого числа защитных «нулевых» поднесущих на границах частотного диапазона. Освободившиеся поднесущие могут быть использованы для передачи полезной информации.

**Вывод 2.** Применение OFTDM технологии позволяет значительно понизить уровень внеполосного излучения, и тем самым ослабить требования к выходному фильтру передатчика и защитному интервалу на границах частотного диапазона.

Третье преимущество связано с устойчивостью (робастностью) системы к МСИ и МКИ внутри каждого OFTDM символа. Оно обусловлено тем, что квадрат модуля WH-базисной функции и ее спектра (т.е. соответствующие сечения функции неопределенности) имеют достаточно плоские вершины и быстро спадающие хвосты. В результате, частотно-временные возмущения деформируют каждую базисную функцию (2) не столь значительно (как в случае OFDM символа), а возникающее при этом просачивание информации в соседние поднесущие каналы распространяется только на ближайших соседей.

Чтобы минимизировать уровень взаимных помех, параметры функции неопределенности WH-базиса должны быть согласованы с параметрами функции рассеяния канала. Базис с такими свойствами мы выше определили как оптимально локализованный.

**Вывод 3.** Применение OFTDM технологии позволяет повысить устойчивость телекоммуникационной системы к межканальной и межсимвольной интерференции и адаптировать ее к параметрам частотно-временного рассеяния среды.

Из проведенного выше сравнительного анализа следует, что *технология OFTDM является очень перспективным направлением для разработки новых мобильных широкополосных систем, как специального, так и гражданского назначения.*

## **2.2. Применение OFTDM технологии для борьбы с межканальной интерференцией в рамках существующих стандартов Wi-Max и DVB**

Отметим, что в наиболее полном объеме преимущества OFTDM технологии реализуются, если WH-базис применяется и для формирования сигнала, и для его обработки на приемной стороне (см. выше выводы 1-3).

Однако, если стандарт мобильной связи или вещания уже принят и основан на использовании классической OFDM технологии (например, мобильная сеть Wi-Max или DVB-T/H), то WH-базис может быть успешно использован для проектирования приемной части, устойчивой к действию МСИ и МКИ. (Поскольку практически любой стандарт оставляет большую степень свободы для разработчиков приемной аппаратуры).

В этом случае для расфилтровки и демодуляции OFDM сигнала предлагается использовать модифицированный вариант OFTDM технологии, при которой сигнал обрабатывается в сдвинутых по времени ортогональных окнах, формируемых с помощью WH-базиса (1). В каждом окне выполняется расфилтровка сигнала на  $M$  ор-



тогональных поднесущих каналов. Параметры локализации этих каналов в частотной области, их количество  $M$  и расстояние между ними  $\nu_0$  согласуются со структурой передаваемого OFDM символа и выбираются с учетом максимально возможного подавления МКИ. Далее выполняются оптимальное комплексирование результатов расфилтровки и демодуляция OFDM символа.

Отметим, что такая обработка сигналов в неявном виде содержит  $L$ -кратный oversampling (пересыщение отсчетами), т.е. может рассматриваться как дальнейшее развитие метода атомарных функций на случай, когда равномерным сдвигам по времени и частоте подвергается не одна, а несколько таких функций при обязательном сохранении их взаимной ортогональности.

### 2.3. Экспериментальное сравнение базисных функций OFTDM и OFDM систем

В качестве иллюстрации, на рис. 2 приведены графики модулей базисных функций классической OFDM системы и оптимальной WH-OFTDM системы, а на рис. 3 и рис. 4 – графики модулей спектров этих же функций в линейном и логарифмическом масштабах, соответственно. Для наглядности, на рисунках изображены только по одному представителю из соответствующих сигнальных базисов, отвечающих одному и тому же сдвигу по времени и частоте.

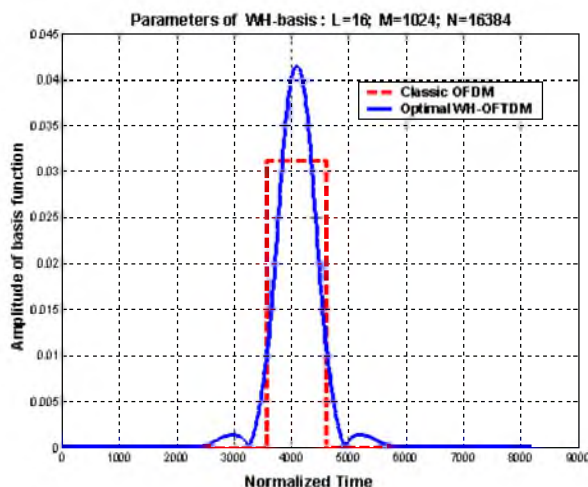


Рис. 2. Модули базисных функций OFDM и OFTDM систем

Число временных и частотных сдвигов в сигнальном базисе WH-OFTDM системы обозначается, соответственно, через  $L$  и  $M$ . Их произведение  $N = LM$  определяет размерность WH-базиса.

Чтобы корректно сопоставить базисные функции OFDM и WH-OFTDM систем, их эффективная ширина спектра в частотной области (равная расстоянию между поднесущими частотами) и общее число поднесущих частот выбраны одинаковыми.

Из сравнения кривых на рис. 3 видно, что спектр базисных функций классической OFDM системы имеет достаточно острый пик и медленно спадающие «хвосты» типа  $|\sin(kx)/kx|$ . В то время, как аналогичный спектр у WH-OFTDM системы имеет пологую вершину, быстро спадает и практически не имеет боковых лепестков.

Согласно рис. 4, первый боковой лепесток подавляется на 60 дБ, а на расстоянии двух поднесущих от главного лепестка подавление составляет более 80 дБ. Последнее означает, что резервируя на границах частотного диапазона OFTDM сигнала как минимум две нулевых поднесущих, можно уже гарантировать уровень подавления внеполосного излучения 80 дБ без применения специальных фильтров.



Во временной области (рис. 2) хорошая локализация у WH-базисных функций сохраняется, но по форме они существенно отличаются от прямоугольных базисных функций классической OFDM системы.

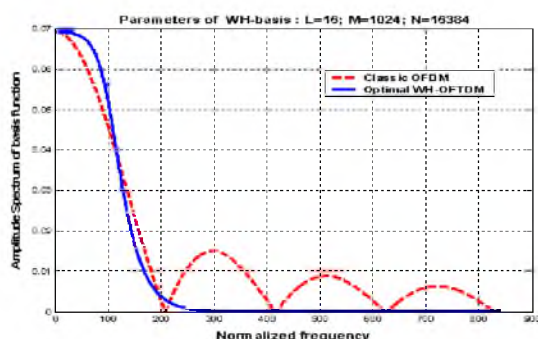


Рис. 3. Модули спектров базисных функций OFDM и OFTDM систем в линейном масштабе

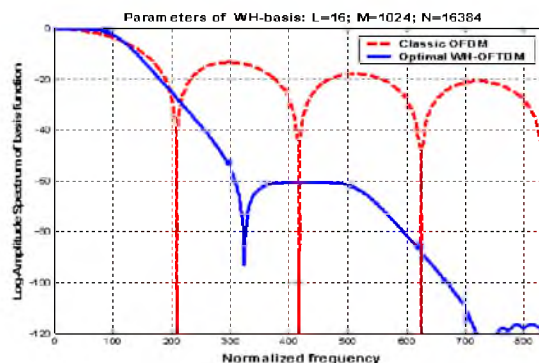


Рис. 4. Модули спектров базисных функций OFDM и OFTDM систем в логарифмическом масштабе

### 3. Другие области применения OFTDM технологии

Кроме перечисленных связанных приложений, области практического применения WH-базисов гораздо шире. Наиболее важные из них перечислены ниже.

#### 3.2. Применение хорошо локализованных базисов для эффективного спектрально-временного анализа различных процессов

В этом случае удастся получить гибкие многоуровневые алгоритмы анализа процессов, наблюдаемых на выходе различных устройств регистрации. В качестве таких устройств, например, могут выступать

- датчики биомедицинских приборов;
- приемники эхо сигналов в радиолокаторах (или гидролокаторах) различного назначения;
- сейсмографические датчики, и т.д.

Особенность спектрально-временного WH-анализа состоит в том, что базисные функции, по которым разлагается наблюдаемый процесс, ортогональны и обладают хорошим разрешением, как в частотной, так и во временной области (см. рис. 1 – 4). Более того, уровень разрешения в этих двух областях может гибко изменяться, позволяя исследователю более детально изучать свойства наблюдаемого процесса. Важным достоинством является также существование быстрых прямых и обратных алгоритмов спектрального WH-анализа.

#### 3.3. Применение хорошо локализованных базисов для идентификации и классификации объектов (процессов) по частотно-временным признакам

Преимущество использования WH-базисов в этом случае состоит в том, что процесс (объект), подлежащий обнаружению или различению (на фоне других аналогичных), аппроксимируется многофакторной параметрической моделью в частотно-временной области. В качестве факторов выступают задействованные временные и частотные размерности базиса (1), а в качестве параметров – коэффициенты разложения процесса по соответствующему этим факторам ортогональному WH-базису. При этом, характеристики частотно-временной локализации базисных функций могут гибко меняться и служат дополнительным параметром для адекватной настройки модели. Достоинства такой WH-модели :

- хорошие аппроксимирующие свойства (широкий диапазон аппроксимации, обусловленный большим набором факторов и параметров);
- существование быстрого оптимального алгоритма идентификации, который фактически строится на быстром разложении процесса в ортогональном WH-базисе.





### **Заключение**

Благодаря высокой плотности упаковки  $WH$ -базисных функций, их взаимной ортогональности, возможности гибкой перестройки параметров локализации и существованию быстрых вычислительных алгоритмов, OFTDM технология может быть использована для эффективной частотно-временной обработки практически любой информации природного характера. Более того, во многих приложениях эта технология составляет мощную конкуренцию вейвлет-технологии [2], где совместить хорошую локализацию, симметрию и ортогональность базисных функций не всегда удается.

### **Литература**

1. Прокис Дж. Цифровая связь [Текст]: пер. с англ. / Под ред. Д. Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000.
2. Добеши И. Десять лекций по вейвлетам [Текст]: пер. с англ. / Под ред. А.П. Петухова. – Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2001.
3. Кравченко В. Ф. Цифровая обработка сигналов и изображений [Текст]/Под ред. В. Ф. Кравченко. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007.
4. Волчков В.П., Казаков Д.Ю. Синтез оптимальных сигнальных базисов Вейля-Гейзенберга для OFDM систем [Текст]// Научные ведомости БелГУ. Серия «Информатика и прикладная математика», №1(21), Вып. 2. – Белгород: Изд-во БелГУ, 2006. – С.107-118.
5. Волчков В.П. Сигнальные базисы с хорошей частотно-временной локализацией [Текст] // Электросвязь, №2. – Москва, 2007. – С. 21-25.
6. Волчков В.П., Петров Д.А. Оптимизация ортогонального базиса Вейля-Гейзенберга для цифровых систем связи, использующих принцип OFDM/OQAM передачи [Текст]// Научные ведомости БелГУ. Серия «История. Политология. Экономика. Информатика», №1(56), Вып. 9/1. – Белгород: Изд-во БелГУ, 2009. – С.102-110.
7. Волчков В.П., Петров Д.А. Обобщенная теорема Найквиста для OFTDM сигналов [Текст] // Сборник докладов. Всероссийский научно-технический семинар «Системы синхронизации формирования и обработки сигналов для связи и вещания» – Воронеж, 2009. – С. 28-32.
8. Volchkov V.P., Petrov D.A. Orthogonal Well-Localized Weyl-Heisenberg Basis Construction and Optimization for Multicarrier Digital Communication Systems [Электронный ресурс] // International Conference on Ultra Modern Telecommunications (ICUMT 2009), St. Petersburg, Russia, Oct 12-14, 2009, ISBN: 978-1-4244-3941-6, IEEE Catalog Number: CFP0963G-CDR (<http://ieeexplore.ieee.org>)

## **A NEW TECHNOLOGY OF TRANSMITTING AND PROCESSING OF INFORMATION BASED ON WELL-LOCALIZED SIGNAL BASIS**

**V. P. VOLCHKOV**

*Moscow Technical University of Communications and Informatics*

*e-mail: volchkovvalery@mail.ru*

There are analysed main problems of transmitting and processing of signals in wireless high rate networks and known methods of their decision. There are proposed a new more effective approach for transmitting and processing of signals based on OFTDM technology with using well-localized Weyl-Heisenberg basis. In the article are discussed main advantages of this technology and possibility applications for processing of information in various kind of natural science.

Key words: digital mobile wideband communication systems, digital processing, OFDM system, OFTDM system, Weyl-Heisenberg basis, well localization, orthogonalization, OQAM, well-localized basis.