

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

УДК 621.391.

МЕТОДЫ АНАЛИЗА/СИНТЕЗА СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ СО МНОГИМИ НЕСУЩИМИ

В. В. Витязев, зав. кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники РГРТУ, д. т. н.

А. А. Овинников, аспирант РГРТУ; ovinnikovalexey@gmail.com

Ключевые слова: банки фильтров, частотный анализ, ортогональное разделение, мультиплексирование, синтез систем связи со многими несущими, спектральная и энергетическая эффективность.

Введение. В настоящее время в большинстве современных стандартов беспроводной широкополосной передачи информации используется способ приема–передачи сигналов со многими несущими. В частности, метод ортогонального частотного разделения с мультиплексированием (OFDM — Orthogonal Frequency Division Multiplexing) получил наибольшее распространение благодаря следующим достоинствам:

- большая (по сравнению с методами модуляции с одной несущей) длительность символа в совокупности с использованием защитных интервалов, позволяющая вести эффективную борьбу с межсимвольной интерференцией (МСИ);

- высокая спектральная эффективность, как результат адаптивной модуляции на поднесущих, а также возможность применять технологию MIMO;

- вычислительно простой эквалайзер.

Большинство аспектов, связанных с OFDM, детально изучены и изложены в [1–3]. Однако существуют приложения, в которых присущие OFDM недостатки становятся критичными. В частности, алгоритмы многопользовательского детектирования [4] на линии «мобильный абонент — базовая станция» при использовании технологии множественного доступа с ортогональным частотным разделением с мультиплексированием (OFDMA) чрезвычайно сложны из-за проблем с синхронизацией. Эти проблемы усугубляются в системах когнитивного радио, где необходимо разделять пользователей с разным приоритетом. При этом абоненты с большим приоритетом могут быть подвержены межканальным помехам за счет высокого уровня боковых лепестков (БЛ) огибающей поднесущих OFDM.

Постоянный рост трафика в современных сетях, с одной стороны, и все большая загруженность эфира, с другой, приводят к необходимости разработки алгоритмов передачи со все большей спектральной эффективностью и малым уровнем внеполосных излучений. А это может потребовать применения сигналов со многими несущими, основанных на банках фильтров (FBMC — Filter Bank Multicarrier).

В статье приводится обзор методов анализа/синтеза сигналов со многими несущими.

Обобщенная схема анализа/синтеза сигналов со многими несущими. Упрощенная структура приема-передатчика сигналов со многими несущими [5] представлена на рис. 1. Предполагается, что бинарная (и в более общем случае M -уровневая последовательность) преобразуется в N параллельных частотных каналов $S_k(t)$, $k = 0, N-1$, каждый из

которых обрабатывается формирующим фильтром $h_T(t)$ и переносится на частоту, соответствующую k -му каналу. Скорость параллельного цифрового потока в каждом канале уменьшается в N раз по сравнению с последовательным потоком. В результате при общей неизменной битовой скорости и неизменной занимаемой полосе частот в сигнале со многими несущими длительность импульсов в каждом канале увеличивается в N раз.

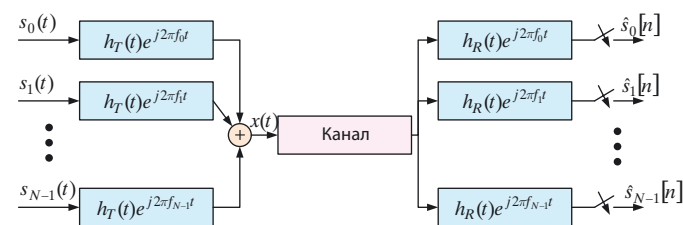


Рис. 1

Приведенная схема может быть использована для синтеза/анализа OFDM и FBMC-сигналов, отличающихся друг от друга длительностью символа T и импульсными характеристиками (ИХ) формирующих фильтров $h_T(t)$ и $h_R(t)$. Для традиционных OFDM-систем $h_T(t)$ имеет форму прямоугольного импульса единичной амплитуды с длительностью T . Она превышает минимально достаточную длительность $T_{\text{БПФ}}$ для разделения поднесущих при отсутствии многолучевости и канальных искажений с использованием, как правило, алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Реализация OFDM в условиях многолучевости требует использования защитного интервала во временной области, обычно содержащего отсчеты так называемого циклического префикса [1–3]. При этом длительность символа увеличивается с $T_{\text{БПФ}}$ до T путем копирования последних G отсчетов OFDM-символа в его начало, что, в свою очередь, уменьшает эффективность использования спектра. Для оценки потерь спектральной эффективности можно ввести показатель, который определяется по формуле

$$\frac{1}{TF} = \frac{T_{\text{БПФ}}}{T} \leq 1.$$

Верхняя граница, равная единице, может быть достигнута только в идеальном канале. На практике же приходится использовать защитный интервал, который в некоторых случаях может достигать $\frac{1}{4}$ от $T_{\text{БПФ}}$. Параметр $T = T_{\text{БПФ}} + T_G$ в дальнейшем будет обозначать длительность символа сигнала со многими несущими во временной области, в том числе с учетом защитного интервала T_G .

Для FBMC-систем нет необходимости использовать защитный интервал, поэтому длительность символа является минимально возможной ($T = T_{\text{БПФ}} = 1/F$) [5, 6].

OFDM и сглаженный OFDM-сигналы. В простейшем случае OFDM-сигнал может быть описан выражением:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k(t) h_T(t) e^{j2\pi f_k t}, \quad (1)$$

где $k = \overline{0, N-1}$ — номер канала; $h_T(t)$ — функция, формирующая огибающую OFDM-символа.

Использование формирующих фильтров с прямоугольной формой ИХ приводит к высокому уровню внеполосных излучений, так как первый БЛ АЧХ фильтра всего на 13 дБ ниже максимального значения. Поэтому на практике обычно применяют различные сглаживающие оконные функции. В частности, с этой целью используется оконная функция в виде приподнятого косинуса (рис. 2):

$$h_{RC}(t) = \begin{cases} 0,5 + 0,5 \cos(\pi(t - \beta T_G / 2 + T_G) / \beta T_G); & -(T_G + \beta T_G / 2) \leq t < -(T_G - \beta T_G / 2); \\ 1, & -(T_G - \beta T_G / 2) \leq t < (T_{БПФ} - \beta T_G / 2); \\ 0,5 + 0,5 \cos(\pi(t + \beta T_G / 2 - T_{БПФ}) / \beta T_G); & (T_{БПФ} - \beta T_G / 2) \leq t \leq (T_{БПФ} + \beta T_G / 2), \end{cases} \quad (2)$$

где T_G — длительность защитного интервала OFDM-символа; β — коэффициент сглаживания.

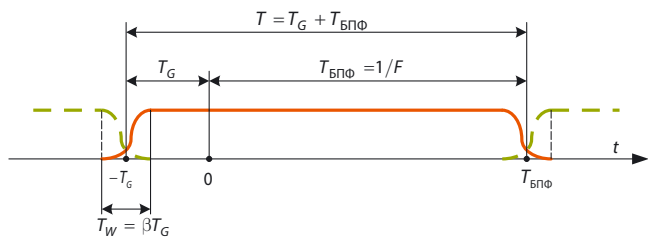


Рис. 2

Сравнение уровней внеполосного излучения для разных значений коэффициент сглаживания приведено на рис. 3.

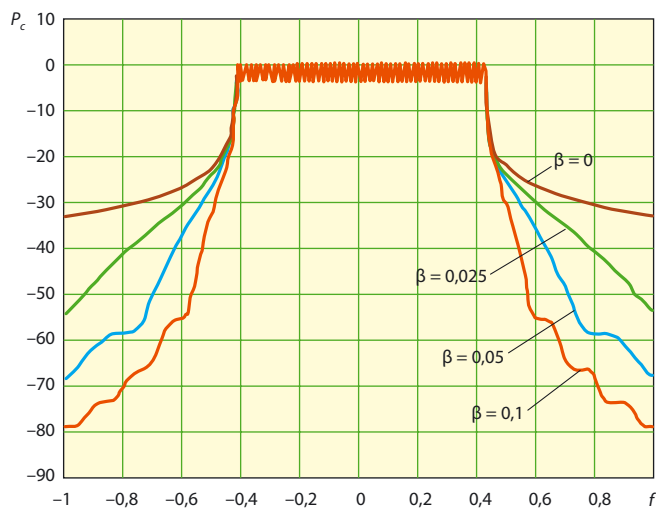


Рис. 3

Системы со многими несущими, основанные на банках фильтров. Применение банков фильтров для разделения частотных каналов имеет свои преимущества и недостатки по сравнению с системами OFDM. Для FBMC характерно отсутствие защитных интервалов, что, в свою очередь, ведет к увеличению спектральной эффективности, но и усложнению реализации алгоритмов оценки частотно-временных характеристик канала. В отличие от систем с ортогональ-

ным частотным разделением и мультиплексированием банки фильтров позволяют значительно уменьшить не только уровень внеполосного излучения, но и степень влияния соседних каналов друг на друга за счет малого уровня БЛ АЧХ формирующего фильтра. Обобщенная структурная схема приемо-передатчика FBMC представлена на рис. 4.

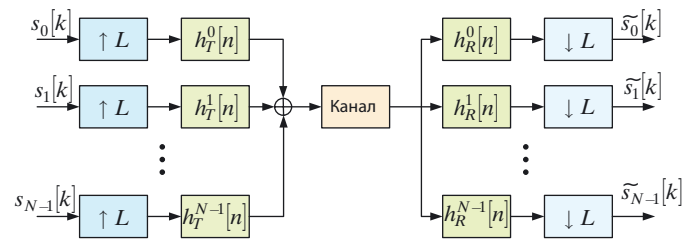


Рис. 4

Существует ряд сигналов, построенных с применением банков фильтров, которые можно классифицировать [5, 6] в соответствии со схемой, изображенной на рис. 5. Наименьшей спектральной эффективностью обладают так называемые сглаженные многотональные сигналы (FMT-filtered multitone) без перекрытия поднесущих, а наибольшей — косинус-модулированные многотональные сигналы (CMT — cosine modulated multitone) и многотональные сигналы со сдвигом квадратурных компонент (SMT — staggered multitone). Это связано с величиной смещения частотных поднесущих друг относительно друга, причем минимальное значение, равное $1/T$, где T — длительность одного символа FBMC, соответствует случаю ортогональности частотных каналов.

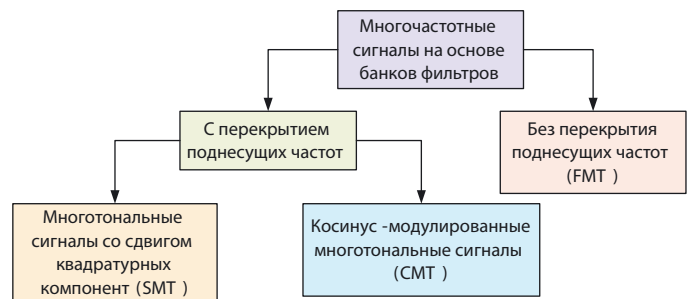


Рис. 5

Сглаженные многотональные сигналы (FMT). Ключевой особенностью FMT является увеличенный, по сравнению с OFDM, SMT и CMT, частотный разнос между соседними поднесущими. Это, с одной стороны, приводит к уменьшению скорости передачи в отведенной полосе частот, а с другой, позволяет применять формирующие фильтры с малыми БЛ АЧХ, снижая тем самым уровень внеполосного излучения. Отметим, что коэффициент интерполяции L формирующего фильтра-интерполятора (см. рис. 4) оказывается больше числа поднесущих N , причем разница

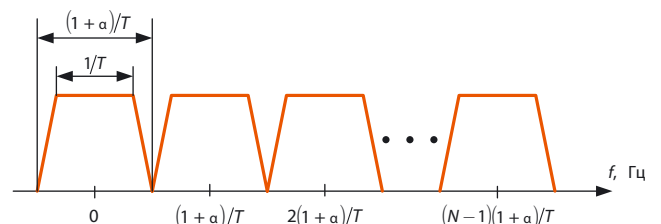


Рис. 6

между ними обычно определяется коэффициентом расширения [7—9]

$$\alpha = L/N - 1.$$

Представленная на рис. 6 спектральная маска ФМТ наглядно демонстрирует отличительные особенности рассматриваемого класса сигналов.

Многотональные сигналы со сдвигом квадратурных компонент. Впервые мультиплексирование SMT было предложено в [12], где было показано, что использование формирующего фильтра Найквиста с симметричной ИХ при наличии смещения на половину тактового интервала между квадратурными компонентами QAM-символов позволяет достичь максимально плотного расположения поднесущих без МСИ и межканальной интерференции (МКИ). Кроме того, оказалось, что благодаря применению формирующих фильтров с малым частотно-временным рассеянием можно отказаться от циклического префикса в многоточечных каналах. Блок-схема приемопередатчика SMT представлена на рис. 7.

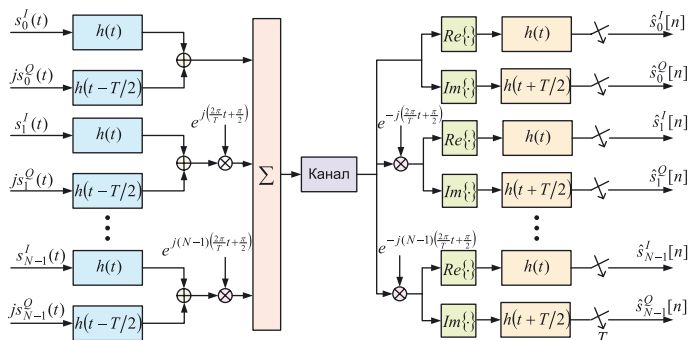


Рис. 7

Непрерывный сигнал SMT можно записать в виде:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [s_k^I(t)h(t-nT) + js_k^Q(t)h(t-T/2-nT)]e^{jk(\frac{2\pi}{T}t + \frac{\pi}{2})},$$

где $s_k^I(t)$ и $s_k^Q(t)$ – синфазные и квадратурные отсчеты QAM-символов, передаваемых на k -й поднесущей; $h[t]$ —

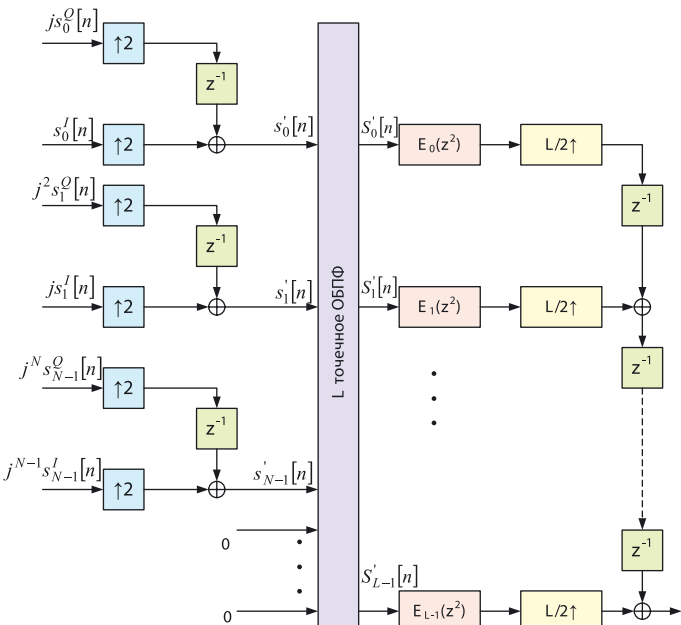


Рис. 8

ИХ формирующего фильтра. Смещение квадратурных компонент информационных символов на половину тактового интервала выполняется путем задержки на $T/2$. При работе в канале без искажений достигается безошибочное восстановление квадратурных компонент передаваемого сигнала при условии выполнения ряда требований, накладываемых на ИХ формирующего фильтра:

- симметричность ИХ ($h(t) = h(-t)$) необходима для борьбы с МСИ;
- влияние БЛ АЧХ фильтра должно быть ограничено смежными подканалами для уменьшения МКИ.

Основным недостатком практической реализации данной схемы являются в десятки раз большие по сравнению с OFDM вычислительные затраты. В [9] предлагается использовать полифазную схему, которая при прочих равных условиях позволяет значительно снизить вычислительную сложность алгоритмов мультиплексирования SMT-сигналов. Одна из возможных реализаций такой системы изображена на рис. 8, где L — число полифазных компонент формирующего фильтра, определяющее коэффициент интерполяции.

Косинус-модулированные многотональные сигналы. В середине 60-х годов XX века в [11] была представлена система, передающая параллельный поток импульсов с амплитудной модуляцией (ПМ) в минимально возможной полосе частот с использованием банка фильтров. Спустя 30 лет в [13] авторы предложили использовать вейвлет-функции для разделения соседних каналов. При этом на поднесущих, смещенных друг относительно друга на $1/2T$, передавались вещественные символы.

Кроме того, для увеличения спектрального уплотнения данных сотрудниками колледжа Лондонского университета был предложен метод [14] разнесения спектральных компонент OFDM-сигнала с вдвое меньшим частотным сдвигом. В основе метода лежит тот факт, что действительная часть коэффициента корреляции двух гармонических составляющих равна нулю при кратности частотного разнесения величине $1/2T$. Следует отметить, что мнимая компонента не обладает этим же свойством, что делает невозможным передачу комплексных отсчетов в подобной системе. Позднее авторами [15] было сделано обобщение систем СМТ, которые могут формировать сигналы с вдвое большим по сравнению с OFDM частотным уплотнением.

Рассмотрим процедуру синтеза СМТ-сигнала. На вход формирователя косинус-модулированных многотональных сигналов поступает высокоскоростной поток ПМ импульсов, который разбивается на множество низкоскоростных каналов в соответствии с их количеством в используемом банке фильтров. Далее в каждом канале выполняется процедура фильтрации и переноса спектра сигнала на поднесущую частоту. Из-за того, что все модулированные символы являются вещественными, разнос поднесущих оказывается в 2 раза меньшим по сравнению с OFDM и SMT, однако из-за передачи лишь реальных компонент спектральная эффективность систем СМТ и SMT оказывается одинаковой.

Система анализа/синтеза СМТ сигналов представлена на рис. 9. Ключевая роль в представленной схеме отводится формирующему фильтру, который позволит избежать МСИ и МКИ, благодаря выполнению ряда накладываемых на него требований [5, 6].

1. Отсутствие МСИ достигается за счет применения фильтра Найквиста (в качестве формирующего), ИХ которого пересекается с осью абсцисс в точках $2nT$, где n — целое. В частотной области это эквивалентно равенству

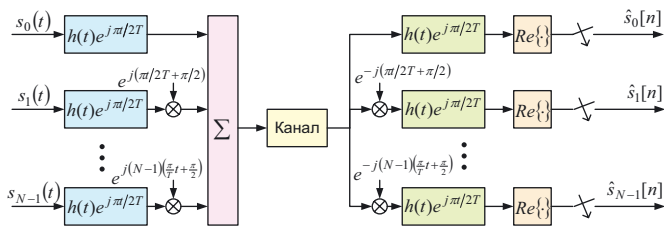


Рис. 9

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} P\left(f - \frac{k}{2T}\right) = 1,$$

где $P(f) = H(f)H^*(f) = |H(f)|^2$.

2. Компенсация МКИ осуществляется за счет дополнительного фазового сдвига между соседними поднесущими на величину $\pi/2$.

3. Ширина АЧХ формирующего фильтра должна быть ограничена и не выходить за границы смежных поднесущих.

Для уменьшения вычислительных затрат на анализ и синтез СМТ-сигналов по аналогии с СМТ предлагается использовать полифазную схему [5], представленную на рис. 10. В качестве характерной особенности передатчика СМТ, реализованного по полифазной схеме, можно выделить применение $2L$ точечного БПФ. В блоках задержки функция W_{2L} вычисляется по формуле

$$W_{2L} = e^{-j2\pi/(2L)} = e^{-j\pi/L}.$$

Полифазные компоненты фильтра принимают вид [5]:

$$E_l(z) = \dots + h[l - 2L]z + h[l] + h[l + 2L]z^{-1} + \dots, \\ l = 0, 1, \dots, 2L - 1.$$

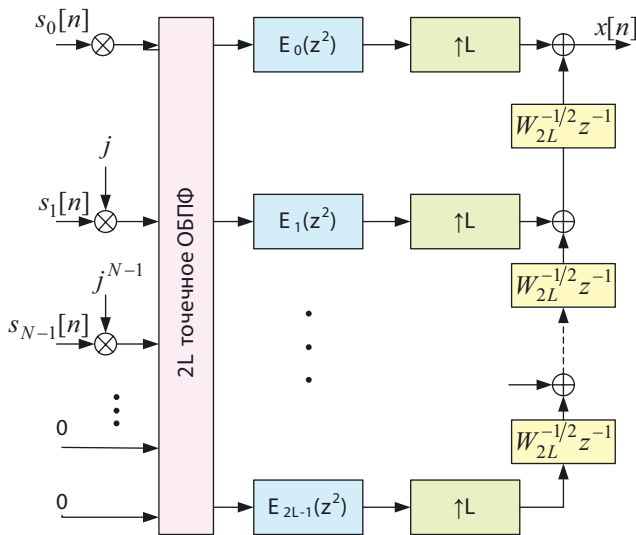


Рис. 10

Сравнение рассмотренных технологий с точки зрения вычислительных затрат, спектральной и энергетической эффективности. Сегодня самое широкое применение находит технология OFDM, однако большое число исследований последних лет [5, 16—18] направлено на развитие и других многочастотных систем передачи информации, в особенности SMT. Поэтому целесообразно сравнить эти технологии по нескольким критериям: вычислительным затратам на

один квадратурный символ; задержке передачи; спектральной и энергетической эффективности.

Будем считать, что все поднесущие передают квадратурные символы с данными, пилоты отсутствуют. В качестве первого критерия оценки используем число действительных умножений на один ФВМС-символ. Во всех схемах, реализующих многочастотные системы передачи, значительную нагрузку вносит процедура БПФ. Так, для OFDM количество действительных умножений определяется числом поднесущих N и равно $2N \log_2(N)$. При реализации технологии SMT по схеме, представленной на рис. 8, вычислительные затраты на процедуру БПФ за счет вдвое большей частоты дискретизации увеличиваются по сравнению с OFDM минимум в 2 раза. Дополнительные операции вносит полифазный банк фильтров пропорционально длине формирующих фильтров L_g . В результате суммарные затраты определяются как $4L \log_2(L) + 8L_g L$. Для СМТ число действительных умножений определяется по формуле $2L \log_2(2L) + 8L_g L$.

В [19, 20] были предложены модификации полифазной схемы SMT, позволяющие уменьшить вычислительные затраты на один символ до $2L \log_2(L) + 8L_g L + 4L - 8$ и $2L \log_2(L) + 4L_g L + 4L - 8$, соответственно.

Любая многочастотная система передачи вносит задержку равную $(N - 1)T_s$ в сигнал из-за необходимости преобразования последовательного в параллельный поток символов, где T_s — длительность квадратурно-модулированного символа. Кроме того, в OFDM задержка величиной NT_s вносится схемами модулятора и демодулятора [21]. При использовании технологии SMT дополнительная задержка величиной $(L_g + 1/2)T_s$ вносится схемой фильтрации.

Исходя из теоремы Найквиста, максимальная эффективность использования спектра достигается при передаче QAM-символов со скоростью $1/T_s$. В случае применения технологии OFDM спектральная эффективность уменьшается за счет защитных интервалов, циклического префикса, а также пилотных поднесущих. Поскольку пилоты в общем случае содержатся в любой многочастотной системе передачи, то их влияние не будет учитываться в предлагаемом сравнении.

Пусть N_g — число нулевых поднесущих, используемых для уменьшения внеполосных излучений, а G — количество отсчетов циклического префикса. Тогда спектральную эффективность OFDM можно оценить по формуле

$$\eta_{BW} = \frac{N - N_g}{N + G}.$$

Технология SMT не требует применения циклического префикса и защитного интервала, однако из-за наличия формирующего фильтра с коэффициентом ската α (для приподнятого косинуса) длительность символа SMT увеличивается до $N + \alpha$, что сказывается на спектральной эффективности следующим образом:

$$\eta_{BW} = \frac{N}{N + \alpha}.$$

Сравнение многочастотных систем по критерию энергетической эффективности сводится к определению отношения вида $\eta = N/(N + G)$, отражающего степень избыточности расширения OFDM-символа при использовании циклического префикса. Для SMT и СМТ этот критерий равен единице, так как $G = 0$ (табл. 1).

Таблица 1

Параметр	Тип сигнала		
	OFDM	SMT	CMT
Количество комплексных умножений на один символ, $L \geq N$	$2N \log_2 N$	$4L \log_2 L + 8L_g L$	$4L \log_2 2L + 8L_g L$
Задержка	$D_T = (2N - 1)T_s$	$D_T = ((L_g + 3/2)L - 1)T_s$	$D_T = ((L_g + 2)L - 1)T_s$
Спектральная эффективность	$\eta_{BW} = \frac{N - N_g}{N + G}$	$\eta_{BW} = \frac{L}{L + \alpha}$	$\eta_{BW} = \frac{L}{L + \alpha}$
Энергетическая эффективность	$\eta = \frac{N}{N + G}$	$\eta = 1$	$\eta = 1$

Рассмотрим для примера многочастотную систему с $L = N = 128$ поднесущими, из которых $N_g = 4$ являются нулевыми, а под циклический префикс отведены $G = 32$ отсчета. Для SMT необходимо дополнительно задать параметры $L_g = 8$ и $\alpha = 1$. Численные результаты расчета представлены в табл. 2.

Таблица 2

Критерий	OFDM	SMT	CMT
Вычислительные затраты	1792	11 776	12 288
Задержка	$255T_s$	$1215T_s$	$1279T_s$
Спектральная эффективность, %	75	99,2	99,2
Энергетическая эффективность, %	80	100	100

Из проведенного сравнения можно сделать вывод о высокой спектральной и энергетической эффективности систем SMT и CMT, по сравнению с OFDM.

Заключение. Проведенный обзор методов анализа и синтеза многочастотных сигналов на основе банков фильтров позволяет сделать вывод: возможно достижение большей спектральной и энергетической эффективности приема-передачи сигналов со многими несущими по сравнению с OFDM-сигналами. И несмотря на то, что вычислительные затраты и задержка в системе при этом увеличиваются, для ряда приложений эти характеристики не являются критичными. Все это может послужить толчком к практическому внедрению SMT и CMT-технологий.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант № 12-07-00605-а).

ЛИТЕРАТУРА

- R. Van Nee, Prasad R. OFDM for Wireless Multimedia Communications // Boston, MA: Artech House.— 2000.
- Li Y., Stuber G. L. eds. Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications // New York, NY: Springer-Verlag.— 2006.
- Дворкович В. П., Дворкович А. В. Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика).— М.: Техносфера, 2012.— 1008 с.
- Morelli M., Jay Kuo C.-C., Pun M.-O. Synchronization techniques for orthogonal frequency division multiple access (OFDMA): A tutorial review // Proc. IEEE.— 2007.— Vol. 95, № 7.— P. 1394—1427.
- Farhang-Boroujeny B. Signal Processing Techniques for Software Radios// Lulu publishing house, 2010.
- Farhang-Boroujeny B. OFDM Versus Filter Bank Multicarrier // IEEE Signal Processing Magazine.— 2011.— Vol. 28, № 3.— P. 92—112.
- Cherubini G., Eleftheriou E., Olcer S. Filtered multitone modulation for VDSL // Proc. IEEE Globecom'99.— 1999.— Vol. 2.— P. 1139—1144.
- Cherubini G., Eleftheriou E., Olcer S., Cioffi J. M. Filtered multi-tone modulation techniques for very high speed digital subscriber lines // IEEE Commun. Mag.— 2000 — Vol. 38, № 5.— P. 98—104.
- Cherubini G., Eleftheriou E., Olcer S. Filtered multitone modulation for very high speed digital subscriber lines // IEEE J. Select. Areas Commun.— 2002.— Vol. 20, № 5.— P. 1016—1028.
- Hirosaki. An orthogonally multiplexed qam system using the discrete fourier transform // IEEE Transactions on Communications.— 1981.— Vol. 29, № 1.— P. 982—989.
- Chang R. W. High-speed multichannel data transmission with bandlimited orthogonal signals // Bell Syst. Tech. J.— 1966.— Vol. 45 — P. 1775—1796.
- Saltzberg B. R. Performance of an efficient parallel data transmission system // IEEE Transactions on Communication Technology.— 1967.— Vol. 15.— P. 805—811.
- Tzannes M. A., Tzannes M. C., Resnikoff H. The DWMT: A multicarrier transceiver for ADSL using M-band wavelet transforms // Aware, Inc., Cambridge, MA, ANSI Contribution T1E1.4/93—067.— 1993.
- Rodrigues M. R. D., Darwazeh Izzat. Fast OFDM: A Proposal for Doubling the Data Rate of OFDM Schemes // International Conference on Communications, ICT 2002, Beijing, China.— 2002.— P. 484—487.
- Lin L., Farhang-Boroujeny B. Cosine modulated multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines // EURASIP J. Appl. Signal Processing.— 2006, Article ID 19329.
- Strohmer T., Beaver S. Optimal OFDM design for time-frequency dispersive channels // IEEE Trans. Commun.— 2003.— Vol. 51, № 7.— P.1111—1122.
- Bolskei H. Blind estimation of symbols timing and carrier frequency offset in wireless OFDM systems // IEEE Trans. Commun.— 2001.— Vol. 49, № 6.— P. 988—999.
- Siohan P., Siclet C., Lacaille N. Analysis and design of OFDM-OQAM systems based on filterbank theory // IEEE Trans. Signal Processing.— 2002.— Vol. 50, № 5.— P. 1170—1183.
- Cariolaro G., Vagliani F. C. An OFDM Scheme with a Half Complexity // IEEE Journal on Selected Areas in Communications.— 1995.— Vol. 13.— P. 1586—1599.
- Vangelista L., Laurenti N. Efficient implementations and alternative architectures for OFDM-OQAM systems // IEEE Transactions on Communications.— 2001.— Vol. 49, № 4.— P. 664—675.
- Lin G., Lundheim L., Holte N. Optimal pulses robust to carrier frequency offset for OFDM/QAM systems // to submit to IEEE Communications Letters.— 2006.