

УДК 621.372.542

МНОГОСКОРОСТНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Витязев В.В., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, e-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru
Никишкин П.Б., научный сотрудник Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина

MULTIRATE SIGNAL PROCESSING IN SYSTEMS DATA TRANSMISSION

Vityazev V.V., Nikishkin P.B.

Several options for constructing signal analysis/synthesis systems with the formation of a group signal on several subcarriers and their investigation under the influence of various interfering factors are considered. One system is presented based on the use of a filter bank, the other on the basis of a combined approach, combining filter banks and OFDM technology. The use of a combined approach allows efficient use of spectral and computing resources. Based on the simulation of a system with many carriers, the effect of the Doppler effect on the OFDM signal of various durations using QAM-64 modulation is investigated. It is shown that for the DVB-T digital television standard, the sub-band OFDM (SUB-OFDM, RB-F-OFDM) method largely compensates for the effect of the Doppler effect caused by the movement of the mobile receiving system.

Key words: filter banks, OFDM, F-OFDM, RB-F-OFDM, data transmission, broadband, combine approach, spectral efficiency, adaptation, noise reduction, AWGN.

Ключевые слова: многоскоростная обработка, банки фильтров, анализ/синтез сигналов, гребенчатый фильтр, OFDM, F-OFDM, RB-F-OFDM, SUB-OFDM, широкополосная передача данных, комбинированный способ, спектральная эффективность, адаптация, борьба с помехами, эффект Доплера, AWGN.

Введение

Многоскоростная обработка сигналов (МОС) предполагает, что в процессе преобразования цифровых сигналов возможно изменение частоты дискретизации в сторону уменьшения или увеличения и, как следствие, требуемой скорости обработки. Это приводит к более эффективной обработке сигналов, так как открывается возможность значительного уменьшения требуемой вычислительной производительности проектируемой цифровой системы.

В области МОС достигнуты громадные успехи. Многоскоростная фильтрация и особенности ее применения стали предметом исследований многочисленных научных работ по цифровой обработке сигналов (ЦОС). Появились десятки монографий и учебных пособий, так или иначе связанных с научными и практическими достижениями в этой области [1-8]. Совершенно уникальные возможности дает использование многоскоростной обработки в системах адаптивной и нелинейной фильтрации, сжатия, анализа и восстановления речи, звука и изображений.

В [9] дан обзор работ в области многоскоростной адаптивной обработки сигналов применительно, прежде всего, к радиотехническим и инфокоммуникационным системам. В обзорной работе [10], посвященной 80-летию журнала «Электросвязь», рассматривались вопросы теории и применения МОС в системах телекомму-

Рассматриваются методы построения систем анализа/синтеза сигналов с формированием группового сигнала на нескольких поднесущих и их исследование при воздействии различных мешающих факторов. Одна система строится на основе банка полосовых фильтров, другая на основе комбинированного подхода, сочетающего банки фильтров и технологию OFDM. Использование комбинированного подхода позволяет эффективно использовать спектральные и вычислительные ресурсы. На основе моделирования системы со многими несущими исследовано влияние эффекта Доплера на OFDM-сигнал различной длительности, при использовании QAM-64 модуляции. Показано, что для стандарта цифрового телевидения DVB-T метод субполосного OFDM (SUB-OFDM, RB-F-OFDM) в значительной степени компенсирует влияние эффекта Доплера, обусловленного движением мобильной принимающей системы.

никаций с позиции вклада, который внесли в эту область исследований работы автора, его коллег и учеников, опубликованные в период с 1979 года до 2013 года на страницах журнала «Электросвязь» и «Цифровая обработка сигналов». В настоящей работе вниманию читателей предлагается обзор работ в области применения МОС для построения широкополосных систем передачи данных на основе банков цифровых полосовых фильтров и технологии OFDM, опубликованных за последние десять лет.

Цифровая частотная селекция сигналов: подсистемы анализа-синтеза

Исторически первый цикл работ, направленных на построение цифровых подсистем анализа-синтеза сигналов применительно к системам телекоммуникаций, был связан с разработкой преобразователей вида уплотнения каналов – трансмультиплексоров [11]. Необходимость существования двух способов уплотнения телефонных каналов: частотного (ЧУК) и временного (ВУК) была обусловлена широким распространением в технике связи

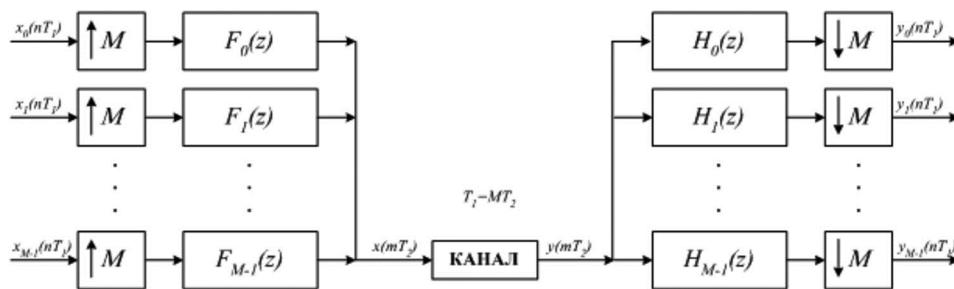


Рис. 1. Цифровой трансмультиплексор

аналогового оборудования, ориентированного на ЧУК, с одной стороны, и тенденцией всё более расширяющегося использования цифрового оборудования на основе ВУК, с другой стороны. Таким образом, возникла проблема преобразования частотного уплотнения каналов во временное и обратно. Эта задача эффективно решается применением трансмультиплексоров (рис. 1).

Преобразование вида уплотнения каналов осуществляется с помощью набора полосовых фильтров с повышением и понижением частоты дискретизации. Например, при преобразовании ВУК-ЧУК на передающей стороне входные сигналы $x_i(nT_1)$, $i = \overline{0, M-1}$ после повышения частоты дискретизации в M раз трансформируются полосовыми фильтрами-модуляторами в свою область частот и с помощью смесителя получают окончательное объединение канальных полосовых сигналов в общий групповой сигнал с ЧУК. Для обратного преобразования на приемной стороне входной сигнал $y(mT_2)$ набором полосовых фильтров-демодуляторов разбивается на M канальных сигналов $y_i(nT)$, $i = \overline{0, M-1}$, с одновременным понижением частоты дискретизации в M раз каждой составляющей группового сигнала с ВУК.

Последующее развитие теории многоскоростной обработки сигналов способствовало быстрому прогрессу в разработке новых эффективных в вычислительном отношении методов анализа/синтеза с применением многоступенчатых пирамидальных структур, полифазной формы реализации и алгоритма БПФ [3-7]. Новым этапом разработки и применения методов и алгоритмов анализа/синтеза сигналов стали широкополосные системы связи со многими несущими, как альтернатива классического OFDM [12-14].

Вместе с тем, как отмечено в работах [13, 15], в некоторых областях, таких как когнитивное радио, системы беспроводной передачи с многопользовательским доступом на линии «мобильный абонент – базовая станция», технология OFDM трудно реализуема из-за проблемы синхронизации. В этих и других приложениях применение технологии FBMC (банков фильтров со многими несущими) дает лучшее решение с позиции спектральной и энергетической эффективности. Поскольку переход от классического OFDM к технологии FBMC приводит к значительному увеличению вычислительных затрат, все внимание исследователей и разработчиков было связано с поиском новых более эффективных в вычислительном отношении методов и алгоритмов FBMC – построению банков цифровых полосовых фильтров [15].

Однако известные технологии и методы, как правило,

ориентируются на одноступенчатую реализацию банка фильтров с понижением и повышением частоты дискретизации и алгоритм прямого и обратного БПФ. Кроме того, предполагается, что на этапе синтеза (генерации передаваемого сигнала) все канальные частотно-разнесенные сигналы формируются на соответствующих поднесущих частотах с предварительным «очищением» от шума (в том числе шума АЦП) и поступают на вход системы на предельно низкой частоте дискретизации (для многоканальных систем с ЧРК) или формируются из высокоскоростного потока путем прореживания отсчетов сигнала с коэффициентом децимации, пропорциональным числу частотных каналов (для систем со многими несущими).

В работе [16] рассматривалась задача построения многоступенчатой пирамидальной структуры системы с формированием группового сигнала с ЧРК. Предполагается, что каждый канальный сигнал, исходящий от некоторого датчика информации, в процессе формирования группового сигнала должен одновременно «очищаться» от шума. Поэтому частота дискретизации всех канальных сигналов, фактически разделенных в пространстве, совпадает с высокой частотой дискретизации формируемого группового сигнала с ЧРК.

Прямой способ решения поставленной задачи, очевидно, должен предполагать, что каждый цифровой полосовой фильтр работает независимо от других каналов, обеспечивая предварительное «очищение» сигнала от шума с понижением частоты дискретизации пропорционально числу частотных каналов и последующее формирование группового сигнала с ЧРК известным классическим методом. Это потребует значительных дополнительных затрат, пропорционально числу пространственных каналов предварительной обработки.

Синтез группового сигнала с ЧРК на основе пирамидальной структуры банка цифровых гребенчатых фильтров

Идея метода заключается в поэтапном формировании группового сигнала с ЧРК с одновременным очищением каждого канального сигнала от шума с помощью набора цифровых гребенчатых фильтров (ЦГФ), коэффициент децимации импульсной характеристики которых кратен степени двойки [4, 17].

На рис. 2 а представлена, как пример, пирамидальная структура синтезатора группового сигнала с ЧРК на $M = 8$ пространственных (частотных) каналов с использованием трех ступеней преобразования.

На первой ступени преобразования для разделения частотных каналов, отстоящих друг о друга в общем груп-

повом сигнале на $\Delta\omega_0 = 2\pi f_0 T_{кв} = \pi$ (в приведенных частотах), и одновременной селекции высокочастотной составляющей шума, используются $M = 8$ цифровых сглаживающих фильтров минимального порядка N_0 (для класса КИХ-цепей). Выходы сглаживающих фильтров попарно суммируются с учетом предварительной трансформации одного из каналов в область высоких частот (путем умножения выходного сигнала на $e^{j\pi m}$).

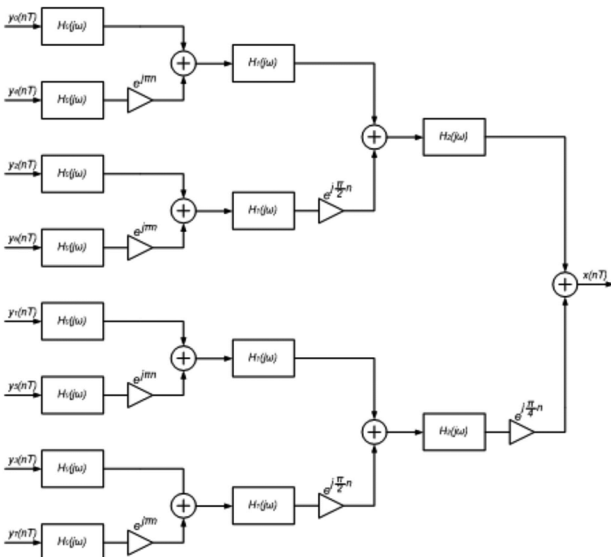


Рис. 2 а. Пирамидальная структура 8-канального синтезатора группового сигнала с ЧРК

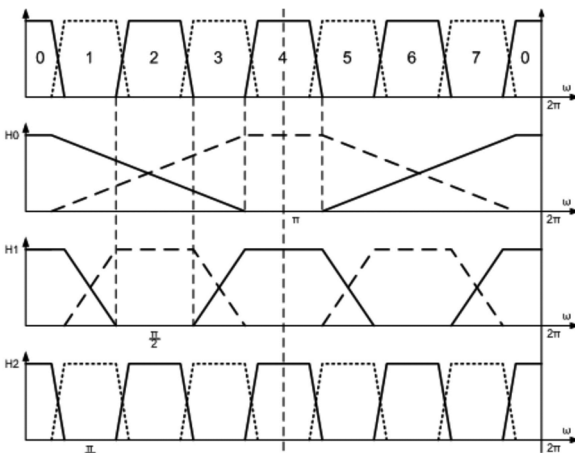


Рис. 2 б. Частотные характеристики набора ЦГФ и способ формирования группового сигнала с ЧРК

На второй ступени преобразования ЦГФ, с передаточной функцией $H_1(z)$ и коэффициентом децимации импульсной характеристики $v_1 = 2$, отделяют частотные каналы с номерами 0,4 от каналов с номерами 2, 6, а также с номерами 1, 5 от каналов с номерами 3, 7; с одновременной трансформацией спектра частот на $\Delta\omega_1 = \pi/2$ (путем умножения выходного сигнала на $e^{j\frac{\pi}{2}n}$). На третьей ступени производится окончательное формирование выходного группового сигнала $x(n)$ с использованием ЦГФ с передаточной функцией $H_2(z)$ и коэффициентом децимации импульсной характеристики $v_2 = 4$, отделяющих друг от друга частотные каналы с

четными и нечетными номерами, обеспечивая заданную высокую прямоугльность АЧХ всех частотных каналов одновременно (рис. 2 б).

Для объединения четных и нечетных частотных каналов сигнал на выходе ЦГФ, выделяющего нечетные каналы, предварительно умножается на трансформирующий

$$\text{множитель } e^{j\frac{\pi}{4}n}.$$

Оценка вычислительной эффективности многоступенчатой пирамидальной структуры синтезатора группового сигнала с ЧРК

Оценим эффективность пирамидальной формы построения M -канальной системы фильтров с позиции требуемых вычислительных затрат в единицу времени $R_T(N, M)$. Вычислительные затраты на реализацию всей системы фильтров определяются затратами на квадратурную «модуляцию» (трансформацию спектра сигналов) и затратами на построение $2(M-1)$ полуполосных ЦГФ. Оценку вычислительных затрат на квадратурную «модуляцию» запишем в виде

$$R_{TM}(M) = 2M\left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \dots + \frac{2}{M}\right) f_{кв} \approx 4Mf_{кв}.$$

Если учесть, что трансформирующие функции первой и второй ступеней преобразования рассматриваемой

структуры $e^{j\pi m}$ и $e^{j\frac{\pi}{2}n}$ представляют собой последовательности чисел $\{(-1)^n\}$ и соответственно $\{1 + j0; 0 + j1; -1 + j0; 0 - j1\}$, то фактические затраты на «модуляцию» составят $R_{TM} = Mf_{кв}$.

При заданных значениях порядков N_i и коэффициентов прореживания v_i , $i = \overline{0, m-1}$, импульсной характеристики фильтров i -й ступени преобразования оценки вычислительных затрат (с учетом затрат на «модуляцию») и емкости памяти данных на реализацию M -канальной системы (M равно степени двойки) по пирамидальной структуре представим в виде

$$\begin{cases} R_T = \left(M + \sum_{i=0}^{m-1} 2^{m-i} \frac{N_i}{v_i} \right) f_{кв}; \\ S = 2 \sum_{i=0}^{m-1} 2^{m-i} N_i, \end{cases} \quad (1)$$

где $m = \log_2 M$.

Пусть $(\alpha, \beta, \varepsilon_{1don}, \varepsilon_{2don})$ — совокупность числовых параметров, определяющих требуемые свойства частотной избирательности канальных фильтров. Выражение для оценки порядка N_i полуполосного ЦГФ i -й ступени преобразования с учетом методики, представленной в работе [4], запишем в виде

$$N_i = \alpha_i \beta L\left(\frac{\varepsilon_1}{m}, \varepsilon_2\right) = \frac{v_i \beta}{\beta - 2v_i} L\left(\frac{\varepsilon_1}{m}, \varepsilon_2\right), \quad (2)$$

где α – прямоугльности АЧХ фильтра, β – показательности узкополосности фильтра, $L(x)$ –логарифмический показатель частотной избирательности (множитель $1/m$ отражает зависимость неравномерности АЧХ канального

фильтра от числа ступеней преобразования m). Коэффициенты прореживания импульсной характеристики ЦГФ принимают значения: $v_i = 2^i$, $i = 0, m-1$.

Подставив (2) в выражение (1), с учетом равенств $v_{m-1} = M/2$, $\beta = [(2\alpha + 1)/\alpha]M$, получим

$$\begin{cases} R_r(\alpha, M) = \{M + 2(2\alpha + 1) \times \\ \times \sum_{i=0}^{m-1} 2^{m-i} \frac{1}{(2\alpha + 1) - 2^{-(m-i-1)}\alpha} L\left(\frac{\varepsilon_1}{m}, \varepsilon_2\right)\} f_{кв}; \\ S(\alpha, M) = 2(2\alpha + 1)M \times \\ \times \sum_{i=0}^{m-1} \frac{1}{(2\alpha + 1) - 2^{-(m-i-1)}\alpha} L\left(\frac{\varepsilon_1}{m}, \varepsilon_2\right), \end{cases} \quad (3)$$

где $m = \log_2 M$, $L\left(\frac{\varepsilon_1}{m}, \varepsilon_2\right) = -\frac{2}{3} \lg \frac{10\varepsilon_1\varepsilon_2}{m}$.

Выражения (3) позволяют оценить затраты на реализацию M -канальной пирамидальной структуры фильтров для заданных значений параметров M , α , $\varepsilon_{1доп}$, $\varepsilon_{2доп}$ и $f_{кв}$.

Для рассмотренного контрольного примера указанные параметры принимали следующие значения: $M = 64$; $\alpha = 10$; $\varepsilon_{1доп} = 10^{-2}$; $\varepsilon_{2доп} = 10^{-3}$; $f_{кв} = 10^4$ Гц.

Число ступеней преобразования 64-канальной системы при построении последней по пирамидальной структуре $m = \log_2 64 = 6$; общее число полуполосных ЦГФ равно 124, а суммарные затраты на их реализацию составят $R_r = 9,13 \times 10^6$ умн./с, $vS = 8574$ ячейки. Как показало сравнение с одноступенчатой структурой, применение пирамидальной 6-ти ступенчатой структуры позволяет многократно (в рассмотренном примере в 8 раз) уменьшить требуемую скорость обработки при незначительном увеличении емкости памяти данных.

Анализ вычислительной эффективности предложенной структуры построения синтезатора группового сигнала с ЧРК показал, что возможно многократное (в десятки раз) уменьшение общих вычислительных затрат с увеличением числа частотных каналов.

Субполосная OFDM в системах широкополосной передачи данных со многими несущими

Новым этапом на пути развития теории и применения банков ЦГФ стали широкополосные системы передачи данных со многими несущими, как альтернатива в ряде приложений технологии OFDM [12, 14].

Известны [13] неоспоримые преимущества OFDM в системах высокоскоростной беспроводной передачи данных:

- значительное увеличение длительности символов (по отношению к методам модуляции с одной несущей), позволяющее вести эффективную борьбу с межсимвольной интерференцией (МСИ);
- простая генерация передаваемого сигнала с использованием обратного БПФ и не менее простое разделение принимаемого сигнала с применением прямого БПФ;

- высокая спектральная эффективность, как результат адаптивной модуляции на поднесущих;
- существенное упрощение реализации адаптивного эквалайзера;
- эффективное сочетание технологий OFDM и MIMO.

Вместе с тем, как отмечено в работе [13], в некоторых областях, таких как когнитивное радио, системы беспроводной передачи с многопользовательским доступом на линии «мобильный абонент – базовая станция», технология OFDM трудно реализуема из-за проблемы синхронизации.

Повышенный интерес к использованию банков фильтров для систем передачи данных со многими несущими FBMC (Filter Bank Multicarrier) был связан с поиском путей компенсации потерь спектральной эффективности и обеспечения работоспособности системы передачи данных со многими несущими в условиях частотно-временного рассеивания в многолучевых каналах связи, подверженных замираниям, доплеровскому смещению и расширению частот. Борьба с межсимвольной (МСИ) и межканальной интерференцией (МКИ) в условиях частотно-временного рассеивания – основная проблема на пути дальнейшего повышения эффективности широкополосной передачи данных со многими несущими.

Известен целый ряд подходов к решению этой проблемы как в рамках технологии OFDM, так и с применением банков фильтров, технологии FBMC [15]. В системах связи, использующих OFDM, для борьбы с МСИ применяют циклический префикс (защитный интервал), что приводит к потере спектральной эффективности. Но главная проблема технологии OFDM – это МКИ, обусловленная частотным рассеиванием, высокая чувствительность к доплеровским смещениям и расширениям, неминуемо приводящим к потере ортогональности частотных каналов и, как следствие, срывам синхронизации [13, 15]. Введение защитных интервалов в виде «нулевых» поднесущих и спектральных окон не решает проблему в достаточной степени и приводит к потере спектральной эффективности.

Таким образом, проблема повышения спектральной эффективности и работоспособности систем широкополосной передачи данных в многолучевых дисперсионных каналах связи с использованием технологии OFDM и банков фильтров по-прежнему остается актуальной. В работе [18] предпринималась попытка объединения двух технологий в рамках двухступенчатой и, в более общем случае, многоступенчатой реализации. Предполагается, что весь диапазон рабочих частот широкополосного канала связи предварительно разбивается на отдельные поддиапазоны и внутри каждого поддиапазона частот формируется OFDM сигнал с последующим объединением всех частотных составляющих в общий групповой OFDM с ЧРК. Проводится моделирование и исследование эффективности данного подхода к построению системы широкополосной передачи данных со многими несущими с позиции спектральной эффективности, работоспособности в условиях частотных замираний и доплеровских искажений, а также вычислительных затрат.

Способ субполосной широкополосной передачи данных со многими несущими

В работе [18] авторами был предложен комбинированный подход, предполагающий разбиение всего диапазона рабочих частот широкополосного группового сигнала на M поддиапазонов и реализацию внутри каждого поддиапазона более коротких OFDM сигналов ($OFDM_i$, $i = \overline{1, M}$). На рис. 3 представлена структурная схема синтезатора группового широкополосного OFDM сигнала.

Высокоскоростной поток данных $x(nT_1)$ распределяется адаптивным коммутатором каналов на M частотных поддиапазонов с понижением частоты дискретизации (скорости потоков) в M раз. В каждом частотном поддиапазоне формируется i -й OFDM сигнал, $i = \overline{1, M}$, по классической структуре с применением L -точечного ОБПФ.

Далее частота дискретизации каждого $OFDM_i$ повышается экспандером частоты дискретизации в M раз, низкочастотный фильтр с функцией передачи (частотной характеристикой) $H_0(\omega)$ интерполирует промежуточные данные, а множитель на комплексную функцию $ce^{j\omega_0 i m}$, $i = \overline{1, M}$, «транслирует» сигнал $OFDM_i$ в окрестность центральной частоты ω_{0i} (как по классической схеме трансмультиплексора). Адаптивный синтезатор группового OFDM формирует широкополосный групповой OFDM

сигнал, суммируя выходы всех задействованных частотных каналов.

На приемной стороне (рис. 4) реализуется дуальный процесс – преобразование принятого группового сигнала OFDM с ЧРК в M временных последовательностей с понижением частоты дискретизации в M раз на выходе каждого частотного канала. Эквалайзер, работающий на пониженной в M раз частоте дискретизации, выравнивает ту часть частотной характеристики канала связи, которая соответствует i -у поддиапазону частот. Анализатор OFDM по схеме, дуальной синтезатору OFDM, формирует последовательность выходных данных по каждому частотному каналу. Адаптивный коммутатор каналов формирует общий высокоскоростной поток $x^*(nT_1)$, совпадающий с передаваемым потоком $cx(nT_1)$ в пределах заданной точности.

Идея построения адаптивной субполосной системы заключается в том, что по результатам предварительного тестирования канала связи и определения зон затухания и подавления, можно управлять скоростью передачи данных, уменьшая или увеличивая ее в зависимости от числа пораженных частотных каналов. Предполагается, что в процесс формирования группового широкополосного OFDM сигнала включаются только те частотные каналы, которые обеспечат устойчивую приемопередачу i -го OFDM сигнала. Необходимо также отметить, что в рамках данной структуры проще обеспечить ортогональность более коротких OFDM сигналов, а

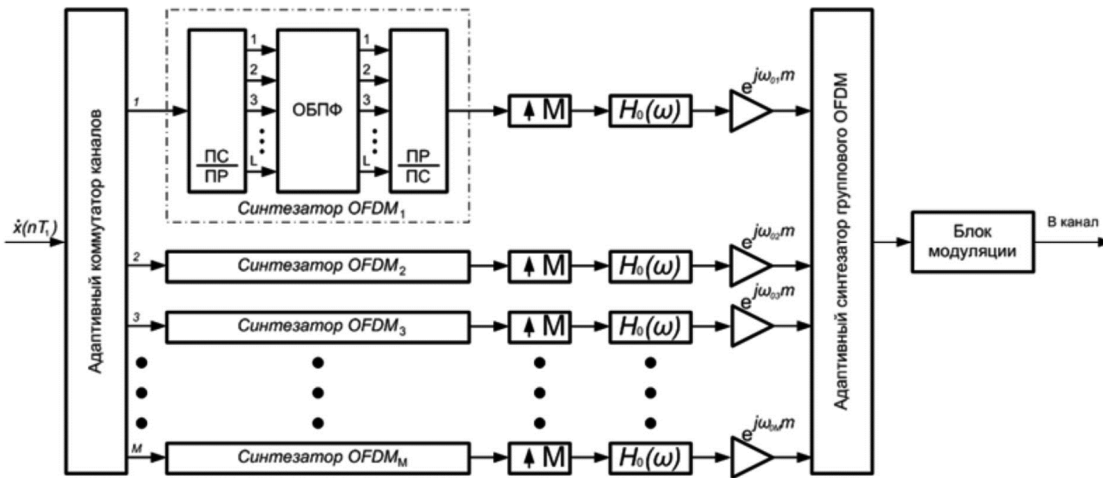


Рис. 3. Структурная схема синтезатора группового широкополосного OFDM сигнала

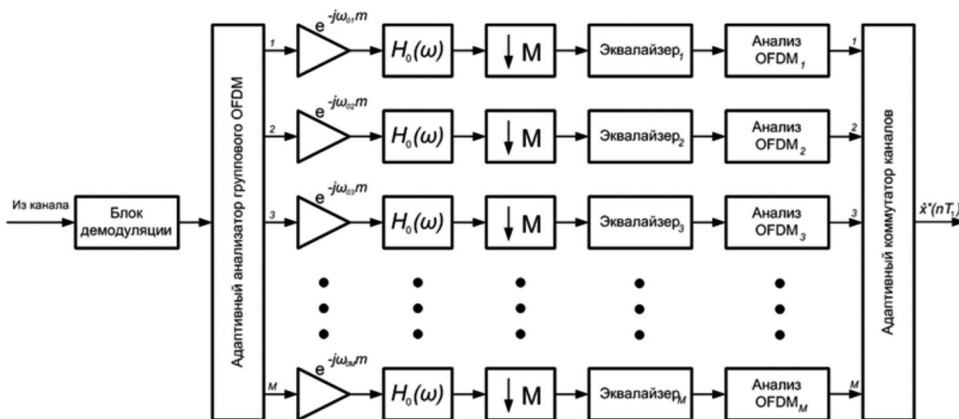
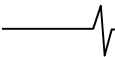


Рис. 4. Структурная схема анализатора группового широкополосного OFDM сигнала



адаптивный эквалайзер, имеющий существенно меньший порядок и работающий на пониженной частоте дискретизации, более эффективно решает задачу выравнивания частотных характеристик в каждом отдельном поддиапазоне частот.

Синтез оптимальной структуры системы широкополосной передачи данных со многими несущими по критерию минимума вычислительных затрат при заданном значении спектральной эффективности прежде всего ставит вопрос о минимизации затрат на реализацию банка цифровых фильтров. При увеличении требований к спектральной эффективности растет число частотных каналов, позволяя более точно локализовать зоны глубоких замираний и подавления сосредоточенными по спектру помехами. С увеличением числа частотных каналов вычислительные затраты могут расти по квадратичной зависимости, так как пропорционально числу каналов растет порядок КИХ-фильтров, используемых для интерполяции и децимации в структуре синтезатора и анализатора группового широкополосного OFDM сигнала. В этой связи целесообразно проведение сравнительного анализа вычислительной эффективности трех основных подходов к построению банка полосовых фильтров [4]: пирамидальной многоступенчатой структуры, полифазной формы с применением ДПФ, прямой параллельной формы на основе алгоритма быстрой свертки, применительно к системе широкополосной передачи со многими несущими. Нельзя не учитывать и влияние собственных шумов децимации, обусловленных «элайзингом» («заворачиванием» боковых лепестков спектра выходного сигнала в область частот OFDM сигнала) [19]. Поэтому альтернативный подход к построению банка фильтров может базироваться на применении цифровых гребенчатых фильтров [4]. В работе [16] предложен метод построения системы сбора и передачи данных с ЧРК на основе пирамидальной структуры цифровых гребенчатых фильтров, отличающийся высокой вычислительной эффективностью и отсутствием шума децимации.

Отмечено, что в ряде приложений применение технологии FBMC (банков фильтров со многими несущими) и реализация системы широкополосной передачи данных со многими несущими на ее основе дает лучшее решение с позиции спектральной и энергетической эффективности.

История появления сигналов OFDM с применением фильтрации

Широкополосная передача данных в последнее время пользуется большим спросом в беспроводных стандартах связи. Одним из таких стандартов является LTE (4G), который в настоящее время основан на схеме модуляции с несколькими несущими, т.е. на OFDM-сигналах. Однако в технологии OFDM существует ряд недостатков, которые не позволяют выполнить требования, предъявляемые к будущему стандарту беспроводной сети 5G [26]. Спектр OFDM-сигнала вызывает сильное внеполосное излучение, ограничивающее его использование в сильно фрагментированном спектре с большим количеством пользователей. Он также очень чувствителен к смещениям по времени и частоте, требуя строгой синхронизации, чтобы избежать помех между

пользователями. Циклический сдвиг вместе с сигнальными сообщениями, необходимый для синхронизации, создает большие накладные расходы, снижая спектральную эффективность.

Для беспроводного стандарта связи 5G необходимо учитывать новые виды модуляции. Новые схемы передачи данных должны сохранять преимущества OFDM, при этом устраняя его недостатки. Поэтому они должны быть спектрально-эффективными, устойчивыми к временным и частотным смещениям, а также демонстрировать меньшие вычислительные и накладные расходы. SUB-OFDM (RB-F-OFDM) формирует каждый поддиапазон с помощью классического передатчика OFDM небольшого размера и создает групповой широкополосный сигнал, сдвигая по частоте отфильтрованный сигнал OFDM нижних частот каждого поддиапазона [27]. SUB-OFDM (RB-F-OFDM) является одной из наиболее перспективных технологий из-за его сходства с классическими системами OFDM. Стоит отметить, что технология SUB-OFDM (RB-F-OFDM) устраняет ранее описанные недостатки систем на основе OFDM, а также является обратно совместимой с ними. Таким образом, приемником SUB-OFDM (RB-F-OFDM) сигналов можно принимать OFDM сигналы. В последующих пунктах будут рассмотрены исследования, связанные с системами на основе OFDM и SUB-OFDM (RB-F-OFDM).

Исследование эффектов Доплера на OFDM и SUB-OFDM сигналы

В работе [18] впервые представлены структурные схемы построения системы передачи данных с применением OFDM и синтезатора/анализатора группового широкополосного сигнала на основе банка цифровых фильтров (субполосного OFDM).

Целью последующих исследований стало моделирование влияния эффекта Доплера на системы модуляции OFDM и SUB-OFDM на примере стандарта цифрового телевидения DVB-T. Для проведения исследований частоту «элементарного» частотного значения принимали равную $F_d = 64/7 \cdot 10^6$ (в соответствии со стандартом DVB-T) и тип модуляции QAM-64 [20]. Принятый стандарт использует длительности OFDM-сигнала, равные 2048 и 8192. Ниже представлены результаты моделирования доплеровского сдвига на сигнале длительностью 2048 и уходом частоты на 200 Гц.

Как видно из рис. 5, смещение частоты несущей, вызванное эффектом Доплера, приводит к повороту сигнально-кодированного созвездия передаваемого сигнала. В результате этого явления ошибки демодуляции сигнала увеличиваются, что приводит к потере информации.

Для исследования влияния эффекта Доплера на OFDM сигнал были использованы сигналы различной длительности, как показано на рис. 6. Оценка эффективности работы OFDM в зависимости от эффекта Доплера производилась как побитное сравнение исходного и принятого сообщения. Из рис. 6 можно сделать вывод, чем больше длина сигнала, тем больше влияние эффекта Доплера.

Для исследования влияния эффекта Доплера на SUB-OFDM сигнал был принят сигнал длительности 2048, по схеме, показанной на рис. 3.

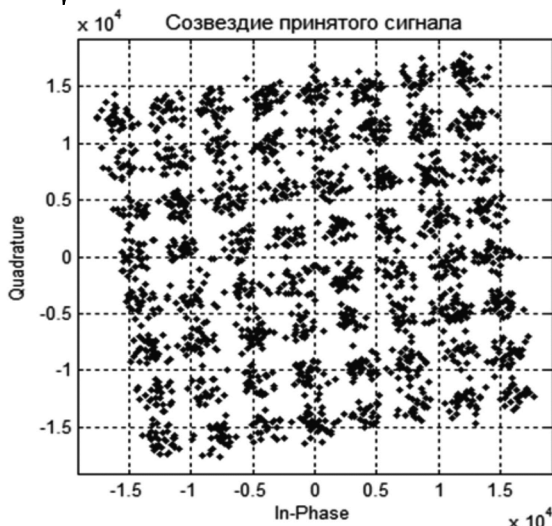


Рис. 5. Сигнально-кодовое созвездие принятого сигнала при наличии доплеровского сдвига в 200 Гц

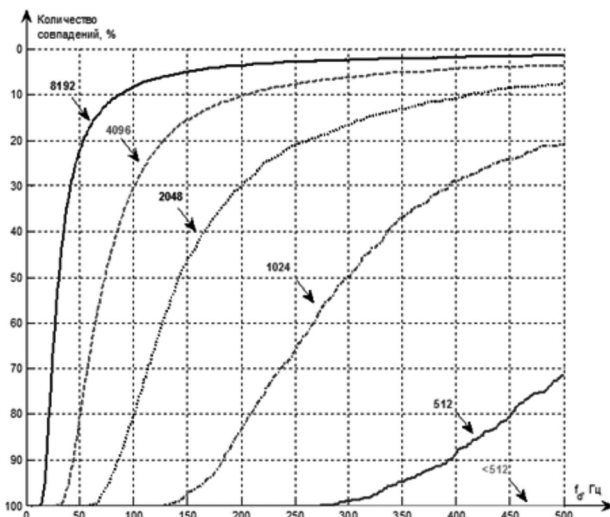


Рис. 6. Количество ошибок демодуляции OFDM сигнала различной длительности при наличии доплеровского смещения частоты

В рассматриваемой схеме происходит разбиение всего диапазона рабочих частот широкополосного группового сигнала на $M = 4$ поддиапазона и реализация внутри каждого поддиапазона более коротких OFDM сигналов.

Поток данных распределяется коммутатором каналов на 4 частотных поддиапазона с понижением частоты дискретизации. В каждом частотном диапазоне формируется OFDM сигнал по классической структуре. Далее частота дискретизации каждого OFDM повышается экспандером частоты дискретизации в M раз. В результате создания субполосного OFDM формируется широкополосный групповой OFDM сигнал, суммируя выходы всех задействованных частотных каналов.

Из рис. 7 можно сделать вывод, что при использовании банка ЦПФ предварительной обработки из 4 частотных каналов и коэффициента прореживания $M = 4$, возможно получить уменьшение влияния эффекта Доплера.

В данной работе было проведено исследование влияния доплеровского смещения частот относительно разной длительности OFDM-сигнала. Как показало моделирование, при длине OFDM меньше или равной 256, эф-

фект Доплера оказывает слабое влияние на сигнал, но передавать сообщения такими маленькими пакетами не эффективно по частоте. При использовании метода, предложенного в [18] возможно уменьшение влияния эффекта Доплера.

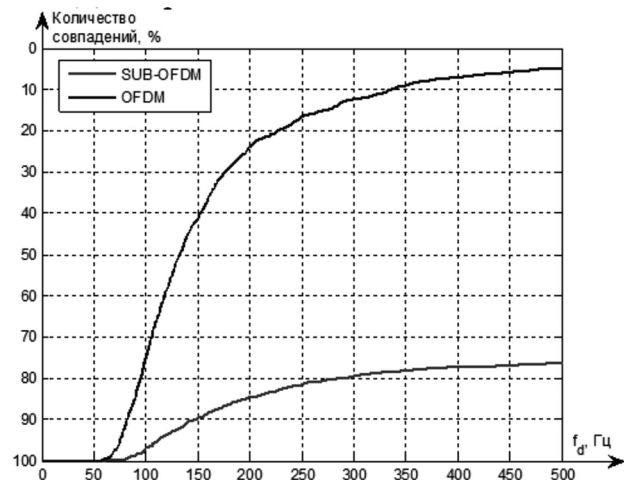


Рис. 7. Количество ошибок демодуляции OFDM и SUB-OFDM сигналов при наличии доплеровского смещения частоты

Дальнейшие исследования были направлены на оценку общей эффективности SUB-OFDM модуляции по отношению к прямой OFDM в зависимости от длительности сигнала и величины доплеровского смещения при оптимальном выборе числа частотных каналов предварительной обработки.

Исследование эффективности технологий OFDM и SUB-OFDM при различных мешающих воздействиях в канале связи

В реальных условиях работы систем радиосвязи возникают искажения передаваемого сигнала, связанные с переотражением радиоволн и многолучевым распространением, что приводит к появлению нескольких копий исходного сигнала. Одним из простых способов борьбы с данными искажениями является увеличение длительности передаваемого сигнала. Однако это приводит к возникновению ограничений по повышению максимальной скорости передачи данных. Одним из перспективных способов решения данной проблемы является использование сигналов с несколькими несущими, например, системы OFDM.

В работе [18] были представлены структурные схемы построения системы передачи данных с применением OFDM и синтезатора/анализатора группового широкополосного сигнала на основе банка цифровых фильтров. На основе данных схем ставилась задача моделирования различных эффектов, возникающих в канале связи. За основу модели OFDM-сигнала, как и ранее, принимался стандарт DVB-T и тип модуляции QAM-64 [20].

Как показали исследования, проведенные в [21] доплеровское расширение спектра проявляется следующим образом. Если расширение спектра полезного сигнала происходит равномерно, то в сигнально-кодовом созвездии будет наблюдаться случай, показанный на рис. 8 б. Если расширение происходит неравномерно, т.е. со смещением в левую или правую сторону, то вид сигнально-

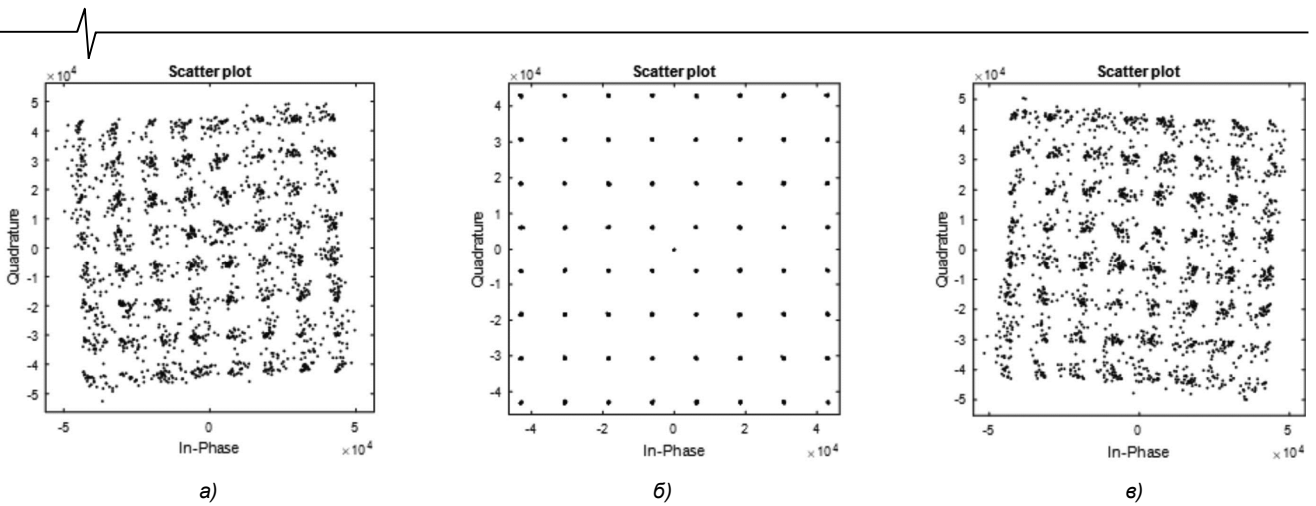


Рис. 8. Влияние Доплеровского расширения спектра на OFDM-сигнал

кодового созвездия будет принимать вид, представленный на рис. 8 а, в).

Как видно из рис. 5 и 8, смещение или расширение частоты несущей, вызванные различными эффектами Доплера, приводит к повороту сигнально-кодового созвездия передаваемого сигнала. В результате этого явления ошибки демодуляции сигнала увеличиваются, что приводит к потере информации.

Следующим шагом было произведено исследование поведения OFDM-системы в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (AGWN). Результат работы при различных видах фазовой модуляции показан на рис. 9.

Дальнейшие исследования были направлены на получение результатов для SUB-OFDM системы.

В статьях [21, 22, 23] рассмотрены возникающие проблемы при наличии эффекта Доплера, приводящего к расширению спектра, и нелинейностям в канале связи. Математическое описание влияния эффекта Доплера можно представить как

$$f_d = f_0 \frac{v}{c} \cos \theta,$$

где, f_0 – частота передаваемого сигнала, v – скорость относительно приемника, θ – угол между направлением на приемник и вектором скорости в системе.

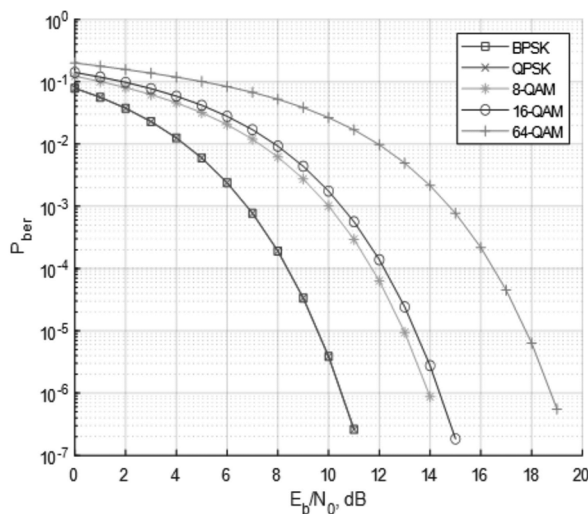


Рис. 9. Зависимости вероятности битовой ошибки OFDM-системы при различных видах модуляции

В [22] было показано, как эффект Доплера влияет на OFDM-сигнал различной длительности. Исходя из этого,

был сделан вывод, что чем больше длина передаваемого сигнала, тем больше величина искажений на приемной стороне. Например, при длине OFDM-сигнала 8192 символов значительные искажения появляются при уходе частоты в 100 Гц относительно истинного значения. А при длине OFDM-сигнала, равной 1024, значительные искажения получается только при 500 Гц. Соответственно, чем меньше размер OFDM-сигнала, тем меньше он подвергнут искажениям.

Предположим, что мы работаем по стандарту DVB-T в режиме 8K, тогда разнос между крайними несущими в символе OFDM будет 7,6 МГц [20]. Несущую частоту выберем равной 594 МГц. На основе этих данных, рассчитаем разнос по частоте между крайними несущими (эффект Доплера показан на рис. 10):

$$f_{d1} = 594 \cdot 10^6 \text{ Гц} \frac{28 \text{ м/с}}{3 \cdot 10^8 \text{ м/с}} = 55,44 \text{ Гц.}$$

$$f_{d2} = (594 + 7,6) \cdot 10^6 \text{ Гц} \frac{28 \text{ м/с}}{3 \cdot 10^8 \text{ м/с}} = 56,15 \text{ Гц.}$$

Из рассчитанных значений можно сделать вывод, что при скорости движения около 100 км/ч эффект Доплера сводится к сдвигу несущей частоты на величину значительно меньшую, чем расстояние между соседними несущими символа OFDM, и в OFDM-символе не будет существенных искажений информации. Моделирование, проведенное в [21], подтверждает данное утверждение.

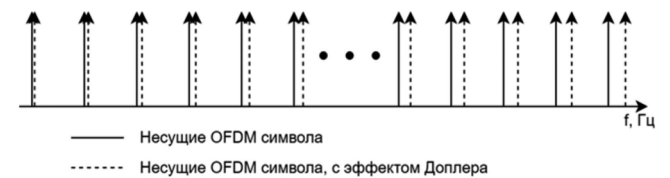


Рис. 10. Влияние эффекта Доплера на несущие OFDM сигнала

Стоит отметить, что как система связи с OFDM, так и с SUB-OFDM примерно одинаково работают в условиях AWGN и эффекте Доплера. В этих случаях нет необходимости использовать систему с SUB-OFDM из-за сложности реализации банка цифровых фильтров.

Однако, система связи с OFDM также подвержена таким искажениям и рассогласованиям, как расстройка частоты; расстройка временной синхронизации; фазовый шум несущей; разбалансировка квадратурных составляющих; проблемы, вызванные многолучевостью и пик-фактором [24].

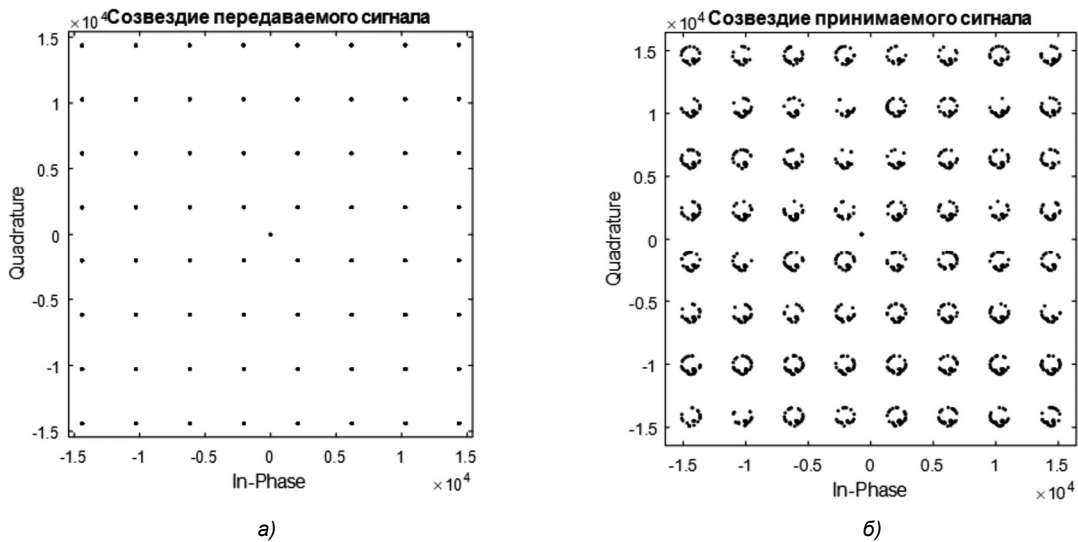


Рис. 11. Влияние рассогласования частоты на OFDM сигнал

В результате анализа рассогласования частоты тактовых генераторов на приеме (рис. 11, б) и передаче (рис. 11, а) можно заметить, что рассогласование частоты расширяет сигнально-кодированное созвездие принимаемого сигнала.

Для детального анализа, как влияет рассогласование частоты генераторов, было проведено исследование этого эффекта на различных модуляциях. Результат исследований представлен на рис. 12.

На данный момент нестабильность кварцевых резонаторов составляет от 10^{-5} до 10^{-8} . Поэтому, если система связи работает на несущей частоте 594 МГц, рассогласование частот может быть от 6 Гц до 5,9 кГц. Как показано на рис. 12, рассогласование частот генераторов проявляется только при больших уходах частоты. Вид используемой модуляции влияет на качество восстанавливаемого сигнала. Чем выше уровень фазовой манипуляции, тем рассогласование частоты проявляется более наглядно.

Стандарт DVB-T [20] предполагает работу с такими видами модуляции, как QPSK, QAM-16, QAM-64. В данной системе соседние поднесущие OFDM-символа могут быть разнесены на 4,464 кГц или 1,116 кГц. Соответственно, используется длина OFDM-символа, равная 2048 (2K) или 8192 (8K). Рис. 12 показывает зависимость вероятности битовой ошибки относительно частоты рассогласования тактовых генераторов. Произведено сравнение систем OFDM и SUB-OFDM при длине символа равной 2048 и модуляциях QAM-16 и QAM-64 (см. рис. 12). Вид модуляции QPSK не представлен на рисунке, т.к. до 1 кГц (длина 2048) не наблюдается существенных искажений.

Исследование OFDM, F-OFDM и SUB-OFDM при работе в канале связи с аддитивным белым гауссовским шумом

Высокое значение пик-фактора в сигналах на основе OFDM приводит к сложной структуре приемного устройства, так как требуется наличие выходных усилителей мощности с большим динамическим диапазоном. В настоящее время для борьбы с пик-фактором используются

следующие технологии: предсказания сигнала, кодирования и скремблирования. Доплеровский сдвиг оказывает существенное влияние на OFDM сигналы с использованием узкополосных поднесущих (меньше 15 кГц).

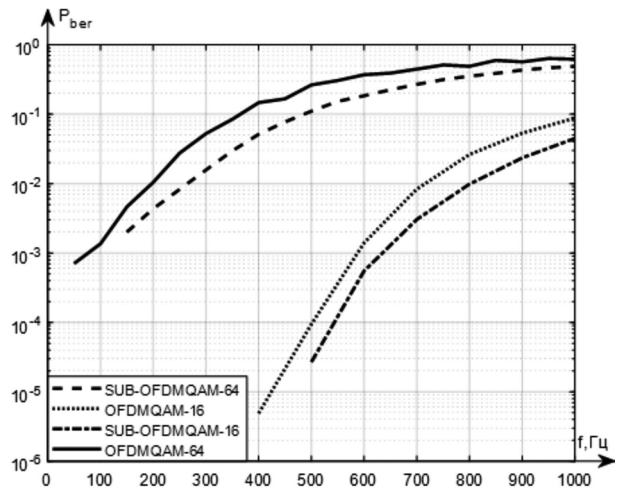


Рис. 12. Зависимость влияния рассогласования тактовых генераторов по частоте при различных видах модуляции

Как было показано в статье [25], доплеровский сдвиг практически не оказывает какого-либо влияния на сигналы с широкополосными поднесущими. Так для системы, работающей по стандарту DVB-T в режиме 8K, доплеровский уход на краях сигнала составляет десятки герц, при скорости движения объекта около 100 км/ч. В тоже время нарушение синхронизации (по частоте или времени) приводит к неправильному приему данных и появлению битовых ошибок в принимаемом сигнале.

Одним из перспективных способов решения данных проблем является использование сигналов на основе F-OFDM и SUB-OFDM. Предполагается, что при использовании таких систем уменьшаются требования к защитным интервалам и синхронизации. Важной особенностью является то, что с помощью приемников сигналов F-OFDM и SUB-OFDM также можно принимать OFDM сигналы. На рис. 13 показаны спектральные плотности мощности для сигналов на основе OFDM и F-OFDM на пере-

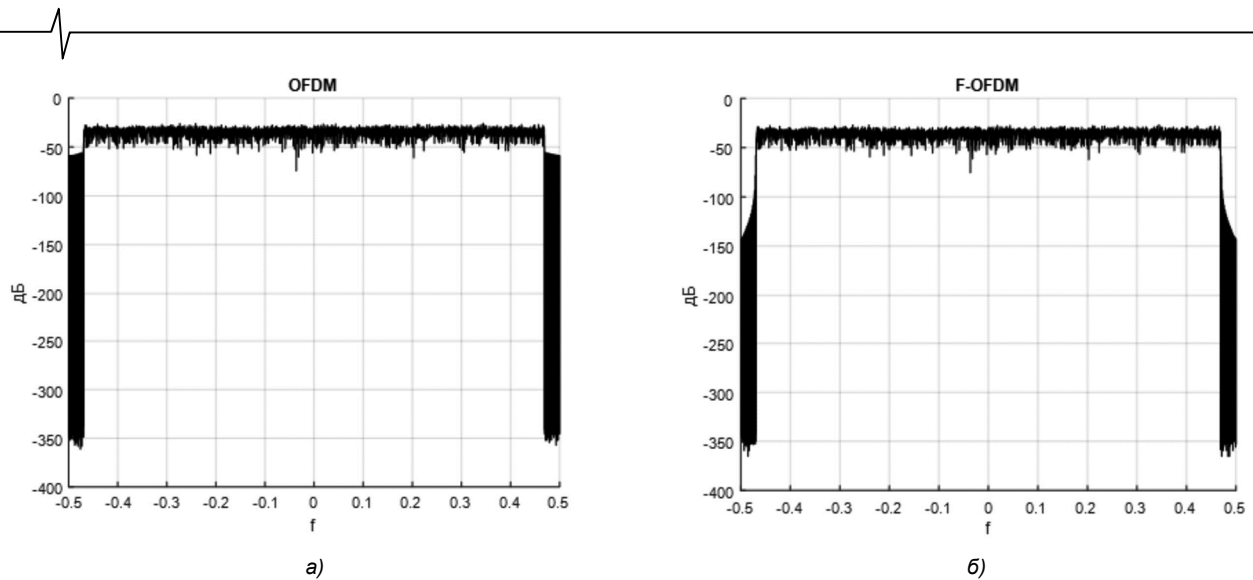


Рис. 13. Спектральные плотности мощности для OFDM-сигнала (а) и для F-OFDM-сигнала (б)

дающей стороне (размерность OFDM символа равна 2048). Как можно заметить из рис. 13 б, уровень боковых лепестков у сигнала на основе F-OFDM значительно меньше (за счет использования фильтрации), чем у OFDM (рис. 13, а).

Стоит отметить, что как система связи с OFDM, F-OFDM так и с SUB-OFDM, примерно одинаково работают в каналах с аддитивным белым гауссовским шумом (AWGN) и в каналах с эффектом Доплера при низких отношениях сигнал/шум (ОСШ). Т.е. при постоянной работе системы при наличии низких ОСШ нет необходимости использовать системы с F-OFDM и SUB-OFDM из-за сложности реализации цифровых фильтров. Однако, при высоких значениях ОСШ разница может достигать примерно 1 дБ (см. рис. 14).

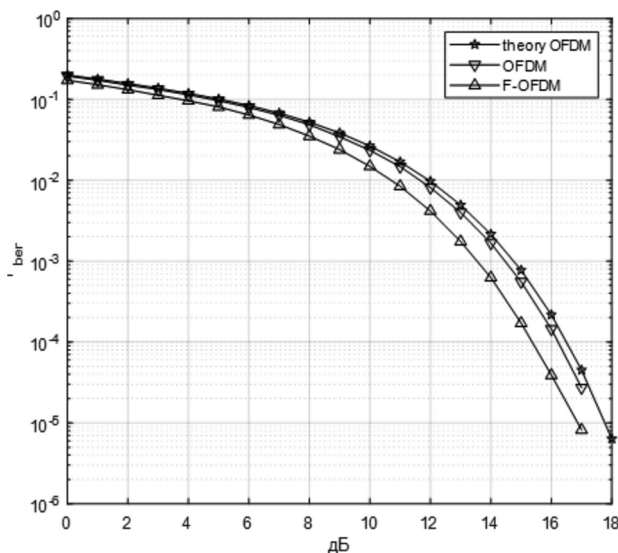


Рис. 14. Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум

При моделировании систем на основе OFDM и F-OFDM можно заметить, что у F-OFDM-символов наблюдается увеличение значения пиковой мощности к средней примерно на 1,5 дБ. Данный эффект наблюдается из-за вносимых фильтром искажений. Таким образом, борьба с пик-фактором остается также актуальной и для систем на основе F-OFDM и SUB-OFDM технологий.

Детальный анализ влияния рассогласования частоты генераторов для различных типов модуляции был проведен в [25]. Было отмечено, что рассогласование частоты генератора одинаково влияет, как на системы OFDM, так и на системы F-OFDM и SUB-OFDM.

Заключение

В настоящей статье вниманию читателей предложен обзор работ авторов в области применения МОС для построения широкополосных систем передачи данных на основе банков цифровых полосовых фильтров и технологии OFDM, опубликованных за последние десять лет. Показано, что использование субполосной OFDM (SUB-OFDM) и F-OFDM, сочетающих полезные свойства систем ортогональной модуляции и банков полосовых фильтров, позволяет повысить спектральную эффективность широкополосных систем передачи данных.

Особое внимание было направлено на исследование систем передачи данных на основе F-OFDM и SUB-OFDM при работе с такими искажениями и рассогласованиями, как: расстройка частоты, расстройка временной синхронизации, фазовый шум несущей, разбалансировка квадратурных составляющих, проблемы, вызванные многолучевостью и пик-фактором.

Литература

1. Витязев В.В. Цифровая обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние // Электросвязь. 1997. № 6.
2. Зубарев Ю.Б., Витязев В.В., Дворкович В.П. Цифровая обработка сигналов – информатика реального времени // Цифровая обработка сигналов. 1999. № 1. С. 5-17.
3. Crochiere R.E., Rabiner L. Multirate Digital Signal Processing. Prentice Hall. Englewood Cliffs. NJ, 1983.
4. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993. 240 с.
5. Vaidyanathan P.P. Multirate Systems and Filter Banks. Prentice Hall. Englewood Cliffs. NJ, 1993.
6. Mitra S.K. Digital Signal Processing: a computer-based approach. McGraw-Hill. Comp. Inc., 1998.
7. Айфичер Э.С., Джервис Б.У. Цифровая обработка

сигналов: практический курс: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. 992 с.

8. The Digital Signal Processing Handbook / Ed. Vijay K. Madisetti, Douglas B. Williams by CRC Press LLC, 1998.

9. Витязев В.В. Многоскоростная адаптивная обработка сигналов // Радиотехника. 2012. № 3. С. 17-29.

10. Витязев В.В., Никишкин П.Б. Многоскоростная обработка сигналов в системах телекоммуникаций // Электросвязь. 2013. № 11. С. 49-56.

11. Шойерманн Х., Геклер Х. Систематизированный обзор цифровых методов преобразования вида уплотнения каналов // ТИИЭР. 1981. Т. 69. № 11. С. 52-84.

12. Farhang-Boroujenu B. Signal Processing Techniques for Software Radios// Lulu publishing house, 2010.

13. Behrouz Farhang-Boroujenu. OFDM Versus Filter Bank Multicarrier // IEEE Signal Processing Magazine, 2011, Vol. 28, № 3, P. 92-112.

14. Lin L. and Farhang-Boroujenu B. Cosine modulated multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines // EURASIP J. Appl. Signal Processing, -2006, Article ID 19329.

15. Витязев В.В., Овинников А.А. Методы анализа/синтеза сигналов в системах беспроводной связи со многими несущими // Электросвязь. 2013. № 9. С. 28-32.

16. Витязев В.В., Никишкин П.Б. Метод анализа/синтеза сигналов в системе передачи данных с частотным уплотнением каналов // Электросвязь, 2014. № 12. С. 4-9.

17. Витязев В.В., Витязев С.В., Зайцев А.А. Многоскоростная обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние, часть 2 // Цифровая обработка сигналов. 2008. № 3. С. 2-9.

18. Витязев В.В. Никишкин П.Б. Банки фильтров и OFDM в системах широкополосной передачи данных. // Цифровая обработка сигналов. 2015 № 4, С. 30-34.

19. Витязев В.В., Горюшкин Р.С. Анализ шумов квантования многоскоростных структур узкополосных КИХ-

фильтров // Цифровая обработка сигналов. 2015. № 4. С. 35-39.

20. Гельгор А.Л., Попов Е.А. Система цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T: Учеб. пособие. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2010. 207 с.

21. Витязев В.В., Никишкин П.Б. Исследование эффектов Доплера на OFDM и SUB-OFDM сигналы // 1-я Всероссийская конференция «Современные технологии обработки сигналов», Москва, Россия, доклады конференции, 2018.

22. Витязев В.В., Никишкин П.Б. Сравнение эффективности технологий OFDM и SUB-OFDM при различных мешающих воздействиях в канале связи. // 21-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2019», Москва, Россия, доклады. 2019. Книга 1. С. 6-10

23. Майков Д.Ю., Вершинин А.С. Влияние эффектов Доплера на OFDM сигнал. Молодой ученый. 2014. № 21. С. 175-179. URL <https://moluch.ru/archive/80/14271/>.

24. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM: Учебное пособие для вузов / М.: Горячая линия – Телеком, 2017. 352 с. ISBN 978-5-9912-0549-8.

25. Витязев В.В., Никишкин П.Б. Исследование технологий OFDM и SUB-OFDM при различных мешающих воздействиях в канале связи. // 22-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2020», Москва, Россия, доклады. 2020.

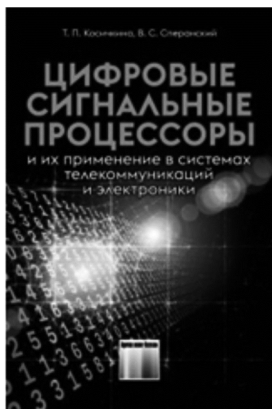
26. JG Andrews, S Buzzi, W Choi, SV Hanly, A Lozano, ACK Soong, JC Zhang, What will 5G be? IEEE J. Sel. Areas Commun. 32(6), 1065-1082 (2014). DOI:10.1109/JSAC.2014.2328098

27. J Li, E Bala, R Yang, Resource Block Filtered-OFDM for Future Spectrally Agile and Power Efficient Systems. Phys. Commun. 11, 36-55 (2014). DOI:10.1016/j.phycom.2013.10.003.

НОВЫЕ КНИГИ

Косичкина Т.П., Сперанский В.С.

Цифровые сигнальные процессоры и их применение в системах телекоммуникаций и электроники: Учебное пособие для вузов - М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2022 г. – 316 с.: ил.



Рассмотрены вопросы теории и практики использования цифровых сигнальных процессоров. Описаны основные операции цифровой обработки сигналов, структура, архитектура, классификация и характеристики современных процессоров. Представлен обзор процессоров ведущих фирм-производителей: Analog Devices, Ceva, Feecsale, Texas Instruments. Отдельная глава посвящена российским цифровым процессорам. Существенное внимание уделено многоядерным процессорам и их характеристикам. В разделе, связанным с программируемыми логическими микросхемами и системами на

кристалле показаны возможности их использования в качестве сигнальных процессоров. Даны примеры реализации цифровых устройств с помощью САПР на языке программирования VHDL, рассмотрены его элементы. В приложениях даны примеры реализации формирователей двоичных последовательностей, генераторов сигналов и медианных фильтров.

Для студентов радиотехнических и инфокоммуникационных специальностей, будет полезна аспирантам и специалистам.