

УДК 621.396.41

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ВОССТАНОВЛЕНИЯ QAM-СИМВОЛОВ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ МЕТОДА ОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ С ФИЛЬТРАЦИЕЙ

© 2024 г. К. А. Будунова^{a,*}, В. Ф. Кравченко^{a,b,c,**}

^aИнститут радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, корп. 7, Москва, 125009 Российская Федерация

^bМосковский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана,
ул. 2-я Бауманская, 5, Москва, 105005 Российская Федерация

^cНаучно-технологический центр уникального приборостроения РАН,
ул. Бутлерова, 15, Москва, 117342 Российская Федерация

E-mail: *1917schw@mail.ru, ** kvf-ok@mail.ru

Поступила в редакцию 24.08.2024 г.

После доработки 07.09.2024 г.

Принята к публикации 15.09.2024 г.

Проанализирован метод ортогонального частотного мультиплексирования с фильтрацией, применяющийся для передачи сигналов, спектры которых расположены в соседних субполосах частот. Описано три вида погрешностей, образующихся при применении метода для передачи символов квадратурной амплитудной модуляции. С целью снижения погрешности разработан модифицированный алгоритм, основанный на свойствах циклической свертки. В численном эксперименте стандартный и модифицированный алгоритмы использованы в сочетании со схемами модуляции высокого порядка.

Ключевые слова: метод OFDM с фильтрацией, QAM модуляция, беспроводная связь

DOI: 10.31857/S0033849424100017, **EDN:** HQSZFK

ВВЕДЕНИЕ

Технология цифровой модуляции, основанная на мультиплексировании с ортогональным частотным разделением каналов [1,2] (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) широко используется для беспроводной передачи данных. Преимущества схемы OFDM заключаются в устойчивости к искажениям в канале, а также в ее гибкости — возможности менять параметры модуляции, например, размер сигнального созвездия и скорость кодирования [1]. Технология OFDM и ее сочетание с методами множественного доступа (orthogonal frequency-division multiple access, OFDMA) применяются в современных стандартах беспроводной связи IEEE 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX), LTE.

Сигналы OFDM имеют медленно спадающий спектр [1]. Из-за этого возникает внеполосное излучение, влияющее на сигналы, спектры которых

расположены в соседних частотных полосах [3–7]. Медленный спад спектра может отрицательно влиять на восстановление данных, передающихся по схеме OFDMA [6], в которой имеющийся диапазон частот разделяется на субполосы, соответствующие различным пользователям. Внеполосное излучение также плохо сказывается на работе когнитивных и программно-определяемых радиосистем [7], где соседние полосы частот используются различными радиосредствами.

Для подавления внеполосного излучения спектра OFDM-сигнала в классической схеме используется оконная обработка [1,8]. Разработаны и другие методы улучшения спектра: схема OFDM с фильтрацией [5–7] и предварительное кодирование [4].

Цель данной работы — исследовать возможность повышения эффективности алгоритма фильтрации OFDM-сигналов.

Алгоритм OFDM с фильтрацией применяется в случае, когда имеющаяся полоса частот разделена на несколько субполос, для каждой из которых формируется свой сигнал. Сигнал, соответствующий субполосе, подвергается фильтрации, что позволяет снизить его излучение вне данной субполосы. При использовании классической схемы OFDM для снижения взаимодействия между соседними спектрами сигналов выделяется набор нулевых защитных поднесущих частот, что приводит к снижению эффективности использования имеющегося частотного диапазона. Технология OFDM с фильтрацией может быть использована при существенно меньшем количестве защитных частот по сравнению с классической схемой [5].

Благодаря низкой сложности расчета в схеме OFDM с фильтрацией наиболее часто применяются цифровые фильтры, полученные усечением идеальной импульсной характеристики (ИХ) весовой оконной функцией [5–7].

1. МЕТОД ОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ

Низкочастотное комплексное представление OFDM-символа имеет вид [1]

$$S(t) = \begin{cases} \sum_{k=0}^{N-1} d_k \exp(2\pi j k (t - t_s) / T), & t \in [t_s, t_s + T], \\ 0, & t \notin [t_s, t_s + T], \end{cases} \quad (1)$$

где t_s — время начала символа, T — его длительность, $d_0, \dots, d_{N-1}$ — символы квадратурной амплитудной модуляции (quadrature amplitude modulation, QAM). Данная формула соответствует OFDM-сигналу с набором поднесущих частот

$$f_c - (k + 1/2) / T, \quad k = -N/2, \dots, N/2 - 1,$$

расположенных симметрично вокруг несущей частоты f_c . Сигнал $S(t)$ на отрезке $t \in [t_s, t_s + T]$ полностью описывается конечным числом своих отсчетов в моменты времени $t - t_s = Tl / N_1$, $l = 0, \dots, N_1 - 1$, $N_1 \geq N$, поэтому OFDM-символу (1) эквивалентен дискретный сигнал s_l , равный

$$s_l = \frac{1}{N_1} \sum_{k=0}^{N_1-1} d_k \exp(2\pi j l k / N_1), \quad 0 \leq l \leq N_1 - 1. \quad (2)$$

Для чисел $N_1 > N$ дискретизация сигнала $S(t)$ имеет запас по частоте. Избыточная дискретизация требуется для реконструкции сигнала $S(t)$ в цифро-аналоговом преобразователе [1]. Формула (2) представляет собой обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ) размера N_1 последова-

тельности QAM-символов, дополненной $N_1 - N$ нулями.

Числа d_k можно восстановить, вычисляя дискретное преобразование Фурье (ДПФ) последовательности s_l :

$$d_k = \sum_{l=0}^{N_1-1} s_l \exp(-2\pi j k l / N_1), \quad k = 0, \dots, N_1 - 1. \quad (3)$$

Сигнал OFDM состоит из набора символов $S(t)$. При прохождении сигнала через канал отдельные поднесущие могут задерживаться. В этом случае возникает эффект, называемый интерференцией между поднесущими [1]. При наличии данного эффекта QAM-символы не могут быть восстановлены в форме ДПФ (3). Для устранения интерференции между поднесущими к каждому OFDM-символу вида (2) слева добавляется циклический префикс (ЦП) — набор из n последних отсчетов символа. Сигнал u_l , состоящий из одного OFDM-символа и ЦП, имеет вид

$$u_l = \begin{cases} s_{N_1-n+l}, & 0 \leq l \leq n-1, \\ s_{l-n}, & n \leq l \leq N_1+n-1. \end{cases}$$

2. МЕТОД OFDM С ФИЛЬТРАЦИЕЙ И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ ПРИ АСИНХРОННОЙ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ

При применении метода OFDM с фильтрацией в частотной области выделяется P субполос

$$[\omega_{p,1}, \omega_{p,2}], \quad p = 1, \dots, P.$$

Каждой субполосе $[\omega_{p,1}, \omega_{p,2}]$ соответствует свой OFDM-сигнал $x_l^{(p)}$, образованный отсчетами K OFDM-символов $\{u_l^{(p,q)}\}_{l=n}^{n+N-1}$ длиной N с ЦП $\{u_l^{(p,q)}\}_{l=0}^{n-1}$ длиной n , $q = 1, \dots, K$:

$$x_l^{(p)} = \sum_{q=1}^K u_{l-l_q}^{(p,q)}, \quad (4)$$

где $l_q = (q-1)(N+n)$. В сумме (4) отсчеты $u_l^{(p,q)}$ удовлетворяют условиям

$$\begin{aligned} u_l^{(p,q)} &= 0, \quad l < 0, \\ u_l^{(p,q)} &= 0, \quad l \geq n + N. \end{aligned}$$

На отрезках $[\omega_{p,1}, \omega_{p,2}]$ расположены центры спектров поднесущих, образующих сигнал $x_l^{(p)}$, а интервалы вида $(\omega_{p,2}, \omega_{p+1,1})$ содержат защитные частоты.

Символы $\{u_l^{(p,q)}\}_{l=n}^{n+N-1}$ — ОДПФ последовательности $\{d_k^{(p,q)}\}_{k=0}^{N-1}$.

$$u_{n+l}^{(p,q)} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d_k^{(p,q)} \exp(j2\pi k l / N), \quad l = 0, \dots, N-1,$$

где числа $d_k^{(p,q)}$, $k = 0, \dots, N-1$, — символы QAM-модуляции при $2\pi k / N \in [\omega_{p,1}, \omega_{p,2}]$ или нулевые коэффициенты $d_k^{(p,q)} = 0$, если $2\pi k / N \notin [\omega_{p,1}, \omega_{p,2}]$.

Блок-схема метода OFDM с фильтрацией для асинхронной передачи данных [6] показана на рис. 1.

После формирования последовательностей $x_l^{(p)}$ в передатчиках выполняется свертка каждого из сигналов $(\cdot)$ с субполосным фильтром $(\cdot)$:

$$y_l^{(p)} = h_l^{(p)} * x_l^{(p)}, \quad p = 1, \dots, P.$$

Фильтры $h_l^{(p)}$ имеют амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) $|H_p(\exp(j\omega))|$, полоса пропускания которых включает в себя отрезок $[\omega_{p,1}, \omega_{p,2}]$. При $\omega \in [0, 2\pi]$ в общем случае у АЧХ $|H_p(\exp(j\omega))|$ должно быть две полосы подавления, одна из которых содержит отрезок $[0, \omega_{p-1,2}]$, а вторая — отрезок $[\omega_{p+1,1}, 2\pi]$. В случае конечной ИХ (КИХ) и физической реализуемости фильтра [9] коэффициенты $h_l^{(p)}$ удовлетворяют следующим условиям:

$$h_l^{(p)} = 0, \quad l < 0,$$

$$h_l^{(p)} = 0, \quad l \geq 2L + 1,$$

где $2L + 1$ — длина фильтра.

Сигналы $y_l^{(p)}$ передаются в различное время, причем допускается запаздывание $y_l^{(p)}$, превыша-

ющее длительность защитного интервала [6]. На вход приемника поступает сигнал r_l :

$$r_l = \sum_{p=1}^P \tilde{h}_l^{(p)} * \tilde{y}_l^{(p)} + z_l,$$

где $\tilde{h}_l^{(p)}$ — ИХ канала между p -м передатчиком и приемником, z_l — аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ), $\tilde{y}_l^{(p)} = y_{l-v_p}^{(p)}$ — сигнал на выходе p -го передатчика с учетом задержки на v_p отсчетов.

Полученный сигнал r_l подается на вход субполосных фильтров $f_l^{(p)}$:

$$r_l^{(p)} = f_l^{(p)} * r_l, \quad p = 1, \dots, P.$$

Коэффициенты ИХ фильтров $f_l^{(p)}$ определяются формулой

$$f_l^{(p)} = \begin{cases} 0, & l < 0, \\ \overline{h_{2L-l}^{(p)}}, & 0 \leq l \leq 2L, \\ 0, & l > 2L. \end{cases}$$

Для произведения частотных характеристик $H_p(\exp(j\omega))$, $F_p(\exp(j\omega))$ фильтров $h_l^{(p)}$, $f_l^{(p)}$ выполняется равенство

$$H_p(\exp(j\omega))F_p(\exp(j\omega)) = \exp(-j2L\omega) |H_p(\exp(j\omega))|^2. \quad (5)$$

После фильтрации для каждой из последовательностей $r_l^{(p)}$ проводится временная синхронизация с p -м передатчиком [6]. Восстановление сим-

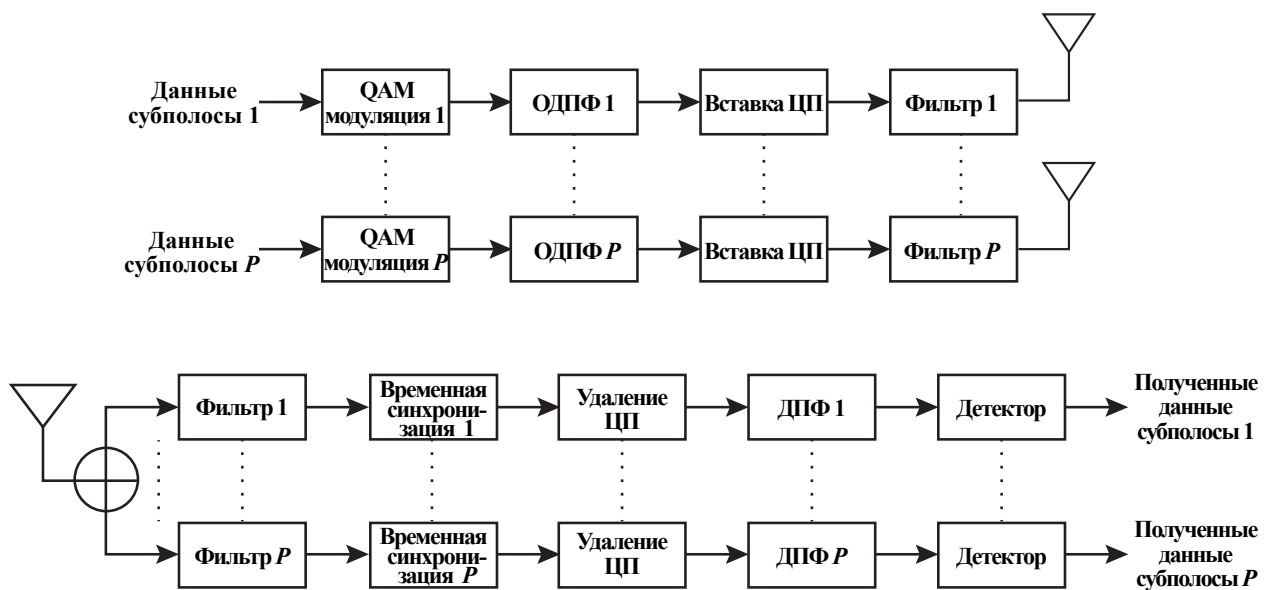


Рис. 1. Блок-схема метода OFDM с фильтрацией.

волов QAM-модуляции $d_k^{(p,q)}$ для чисел $p = 1, \dots, P$, $q = 1, \dots, K$ при $2\pi k / N \in [\omega_{p,1}, \omega_{p,2}]$ осуществляется по формуле

$$\tilde{d}_k^{(p,q)} = \sum_{l=0}^{N-1} r_{l+D_{p,q}}^{(p,q)} \exp(-2\pi jkl / N),$$

где $D_{p,q} = 2L + v_p + n + (q-1)(N+n)$.

3. ПОГРЕШНОСТИ, ВОЗНИКАЮЩИЕ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ МЕТОДА OFDM С ФИЛЬТРАЦИЕЙ

При использовании метода OFDM с фильтрацией даже при условии отсутствия помех во время передачи сигналов по каналу QAM-символы в приемнике восстанавливаются с ошибкой. Погрешность, вносимая методом, образуется из нескольких составляющих, которые рассматриваются ниже.

3.1. Погрешность, вызываемая фильтрацией OFDM-символа с циклическим префиксом и усечением полученной последовательности

Для фиксированных чисел p и q положим

$$c_l = \begin{cases} u_l^{(p,q)}, & l = 0, \dots, n-1, \\ 0, & l \geq n, \end{cases}$$

$$s_l = \begin{cases} u_{n+l}^{(p,q)}, & l = 0, \dots, N-1, \\ 0, & l \geq N, \end{cases}$$

где $u_0^{(p,q)}, \dots, u_{n-1}^{(p,q)}$ — отсчеты префикса, $u_n^{(p,q)}, \dots, u_{n+N-1}^{(p,q)}$ — отсчеты OFDM-символа, n и N — длина ЦП и символа соответственно. Здесь и далее последовательности считаются физически реализуемыми, т.е. для любой последовательности x_l предполагается $x_l = 0$ при $l < 0$.

Рассмотрим последовательность

$$u_l = c_l + s_{l-n}, \quad (6)$$

образованную отсчетами одного OFDM-символа с ЦП:

$$\{u_l\}_{l=0}^{N+n-1} = \{c_0, \dots, c_{n-1}, s_0, \dots, s_{N-1}\}.$$

Фильтрация сигнала (6) в передатчике с применением фильтра $h_l^{(p)}$, а затем в приемнике с использованием фильтра $f_l^{(p)}$ эквивалентна линейной свертке w_l последовательности (6) с фильтром, имеющим ИХ $g_l = h_l^{(p)} * f_l^{(p)}$:

$$w_l = g_l * u_l.$$

Если длина ИХ $h_l^{(p)}$ равна $2L+1$, то ИХ g_l будет состоять из $4L+1$ отсчетов и задержка сигнала из-за фильтрации составит $2L$ отсчетов. Запишем w_l в виде суммы

$$w_l = \tilde{c}_l + \tilde{s}_{l-n}, \quad (7)$$

где

$$\tilde{c}_l = g_l * c_l, \quad \tilde{s}_l = g_l * s_l.$$

Символ $d_k^{(p,q)}$ QAM-модуляции, соответствующий поднесущей с номером k , $0 \leq k \leq N-1$, можно найти, вычисляя значение спектра $S(\exp(j\omega))$ сигнала $\{s_l\}_{l=0}^{N-1}$

$$S(\exp(j\omega)) = \sum_{l=0}^{N-1} s_l \exp(-j\omega l)$$

в точке $\omega = 2\pi k / N$.

Фильтр g_l имеет частотную характеристику $G(\exp(j\omega))$, равную, в соответствии с (5),

$$G(\exp(j\omega)) = H_p(\exp(j\omega))F_p(\exp(j\omega)) = \exp(-2j\omega L) |H_p(\exp(j\omega))|^2.$$

Если $[\omega_{p,1}, \omega_{p,2}]$ — полоса пропускания $|H_p(\exp(j\omega))|$ и

$$\gamma_p(\omega) = |H_p(\exp(j\omega))| - 1$$

— неравномерность АЧХ в полосе $[\omega_{p,1}, \omega_{p,2}]$, то в точке $\omega = 2\pi k / N$ при условии $\omega_{p,1} \leq 2\pi k / N \leq \omega_{p,2}$ характеристика $G(\exp(j\omega))$ удовлетворяет равенству

$$\exp(4j\pi kL / N) G(\exp(2\pi k j / N)) = 1 + \delta_k^{(p)}, \quad (8)$$

где

$$\delta_k^{(p)} = 2\gamma_p(2\pi k / N) + \gamma_p^2(2\pi k / N).$$

Поэтому для функции

$$\tilde{S}(\exp(j\omega)) = \sum_{l=-2L}^{N+2L-1} \tilde{s}_{l+2L} \exp(-j\omega l)$$

справедливо выражение

$$\tilde{S}(\exp(j2\pi k / N)) = (1 + \delta_k^{(p)}) S(\exp(j2\pi k / N)).$$

В сигнале w_l отсчеты состоят из сумм вида (7). Для восстановления QAM-символов $d_k^{(p,q)}$ используется формула

$$\tilde{d}_k^{(p,q)} = \sum_{l=0}^{N-1} w_{l+n+2L} \exp(-j2\pi kl / N).$$

Введем функцию

$$\tilde{W}(\exp(j\omega)) = \sum_{l=0}^{N-1} w_{l+n+2L} \exp(-j\omega l).$$

Число $\tilde{d}_k^{(p,q)}$ можно записать в виде

$$\tilde{d}_k^{(p,q)} = \tilde{W}(\exp(j2\pi k / N)) - \tilde{S}(\exp(j2\pi k / N)) + (1 + \delta_k^{(p)})S(\exp(j2\pi k / N)). \quad (9)$$

Из (9) следует, что числа $d_k^{(p,q)}$ и $\tilde{d}_k^{(p,q)}$ связаны

соотношением

$$\tilde{d}_k^{(p,q)} = (1 + \delta_k^{(p)})d_k^{(p,q)} + \varepsilon_{1,k}^{(p,q)}, \quad (10)$$

где

$$\begin{aligned} \varepsilon_{1,k}^{(p,q)} &= \tilde{W}(\exp(j2\pi k / N)) - \tilde{S}(\exp(j2\pi k / N)) = \\ &= \sum_{l=0}^{N-1} \tilde{c}_{l+n+2L} \exp(-j2\pi kl / N) - \\ &- \sum_{l=-2L}^{-1} \tilde{s}_{l+2L} \exp(-j2\pi kl / N) - \\ &- \sum_{l=N}^{N+2L-1} \tilde{s}_{l+2L} \exp(-j2\pi kl / N). \end{aligned}$$

Таким образом, при фильтрации одного OFDM-символа вместе с ЦП и усечении полученной последовательности возникает погрешность, имеющая следующие составляющие:

1) ошибка, возникающая из-за наложения на сигнал $\{\tilde{s}_l\}_{l=2L}^{2L+N-1}$ задержки от фильтрации префикса;

2) погрешность из-за отсечения от последовательности $\{\tilde{s}_l\}_{l=0}^{N+4L-1}$ первых $2L$ и последних $2L$ отсчетов;

3) ошибка, вызванная N отклонением фильтра в полосе пропускания.

Последняя ошибка для качественного фильтра может быть незначительной по сравнению с общей погрешностью. В этом случае теряется выгода от применения фильтров с малым отклонением в полосе пропускания.

3.2. Погрешность, вносимая соседними по времени сигналами

В результате фильтрации каждый OFDM-символ искажается задержкой от соседних по времени сигналов, попавшей в область, где вычисляется

ДПФ. Этот эффект для двух символов показан на рис. 2.

Для фиксированного числа p рассмотрим субполосный сигнал $x_l^{(p)}$ (4), состоящий из OFDM-символов $\{u_l^{(p,q)}\}_{l=n}^{n+N-1}$ длиной N с ЦП $\{u_l^{(p,q)}\}_{l=0}^{n-1}$ длиной n , $q = 1, \dots, K$. Обозначим

$$w_l^{(p,q)} = g_l * u_l^{(p,q)}, \quad q = 1, \dots, K,$$

где $g_l = h_l^{(p)} * f_l^{(p)}$, $u_l^{(p,q)} = 0$ при $l \geq n + N$.

После фильтрации сигнала $x_l^{(p)}$ с применением фильтра g_l в интервале ДПФ OFDM-символа с номером q , $1 \leq q \leq K$, будут располагаться отсчеты, заданные суммами

$$w_{l+n+N}^{(p,q-1)} + w_l^{(p,q)} + w_{l-n-N}^{(p,q+1)}, \quad (11)$$

$$l = n + 2L, \dots, n + 2L + N - 1.$$

В формуле (11) $w_l^{(p,q)} = 0$ для $q = -1$ и $q = K + 1$.

Для восстановления символа QAM-модуляции $d_k^{(p,q)}$, соответствующего поднесущей с номером k , $0 \leq k \leq N - 1$, используется выражение

$$\begin{aligned} d_k^{(p,q)} &= \sum_{l=L+n}^{2L+n+N-1} w_{l+n+N}^{(p,q-1)} + w_l^{(p,q)} + \\ &+ w_{l-n-N}^{(p,q+1)} \exp(-2\pi jk(l - 2L - n) / N). \end{aligned} \quad (12)$$

Обозначим

$$\begin{aligned} \varepsilon_{2,k}^{(p,q)} &= \sum_{l=2L+n}^{2L+n+N-1} (w_{l+n+N}^{(p,q-1)} + w_{l-n-N}^{(p,q+1)}) \times \\ &\times \exp(-2\pi jk(l - 2L - n) / N). \end{aligned}$$

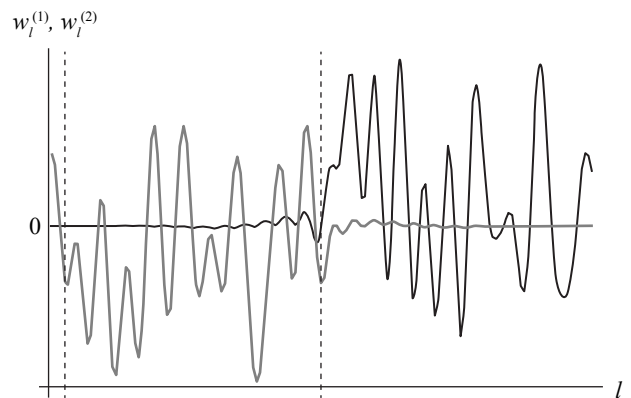


Рис. 2. Последовательности $w_l^{(1)}$ и $w_l^{(2)}$ (светлая и темная кривые соответственно), полученные в результате фильтрации двух соседних OFDM-символов $u_l^{(1)}$ и $u_l^{(2)}$ с циклическим префиксом; задержка от фильтрации сигнала $u_l^{(2)}$ попадает в область взятия ДПФ сигнала $u_l^{(1)}$, границы которой показаны штриховыми линиями.

Учитывая (10), из (12) получим

$$\tilde{d}_k^{(p,q)} = (1 + \delta_k^{(p)})d_k^{(p,q)} + \varepsilon_{1,k}^{(p,q)} + \varepsilon_{2,k}^{(p,q)}.$$

Таким образом, если рассматривается сигнал из нескольких OFDM-символов, к ошибке $\varepsilon_{1,k}^{(p,q)}$, возникающей при фильтрации и усечении последовательности отсчетов отдельного символа, добавляется ошибка $\varepsilon_{2,k}^{(p,q)}$, вызванная наличием соседних по времени символов.

3.3. Погрешность, возникающая при фильтрации сигналов из других субполос

В общую погрешность метода входит еще одна составляющая, появляющаяся из-за применения субполосного фильтра к сигналам, спектры которых сосредоточены вне данной субполосы.

При отсутствии шума в канале в приемник поступает сумма y_l сигналов $y_l^{(p)} = h_l^{(p)} * x_l^{(p)}$, полученных в результате свертки последовательностей $x_l^{(p)}$ с фильтрами $h_l^{(p)}$, $p = 1, \dots, P$:

$$y_l = \sum_{p=1}^P y_l^{(p)}. \quad (13)$$

Поскольку в приемнике выполняется синхронизация, запаздывание при передаче сигналов здесь не учитывается.

Для выделения из (13) одного из сигналов $y_l^{(p)}$ выполняется свертка y_l с фильтром $f_l^{(p)}$, имеющим АЧХ $|F_p(\exp(j\omega))|$:

$$y_l^{(p)} \approx f_l^{(p)} * y_l. \quad (14)$$

Правая часть (14) равна

$$f_l^{(p)} * y_l = g_l * x_l^{(p)} + w_l,$$

где $g_l = h_l^{(p)} * f_l^{(p)}$, а w_l определяется формулой

$$w_l = \sum_{\substack{r=1, \\ r \neq p}}^P f_l^{(p)} * y_l^{(r)}. \quad (15)$$

Из последовательности w_l при дальнейшей обработке выбирают наборы отсчетов, т.е. выполняется ее усечение. Для OFDM-символа с номером q , $1 \leq q \leq K$, усеченная последовательность имеет вид

$$\{w_{l_q}, \dots, w_{l_q+N-1}\}, \quad (16)$$

где $l_q = 2L + n + (q-1)(N+n)$.

При фильтрации в приемнике переходная полоса АЧХ фильтра захватывает небольшую часть эффективного носителя спектра соседнего субполосного сигнала (см. рис. 3а). После усечения w_l получаем последовательность (16) с плохо локализованным спектром $\tilde{W}(\exp(j\omega))$, распространяющимся в субполосу $[\omega_{p,1}, \omega_{p,2}]$ (см. рис. 3б).

Результат восстановления $\tilde{d}_k^{(p,q)}$ QAM-символа $d_k^{(p,q)}$, соответствующего поднесущей с номером k , определяется выражением

$$\tilde{d}_k^{(p,q)} = (1 + \delta_k^{(p)})d_k^{(p,q)} + \varepsilon_{1,k}^{(p,q)} + \varepsilon_{2,k}^{(p,q)} + \varepsilon_{3,k}^{(p,q)}, \quad (17)$$

где $\varepsilon_{3,k}^{(p,q)}$ — ДПФ последовательности (16):

$$\varepsilon_{3,k}^{(p,q)} = \sum_{l=0}^{N-1} w_{l+l_q} \exp(-j2\pi kl / N).$$

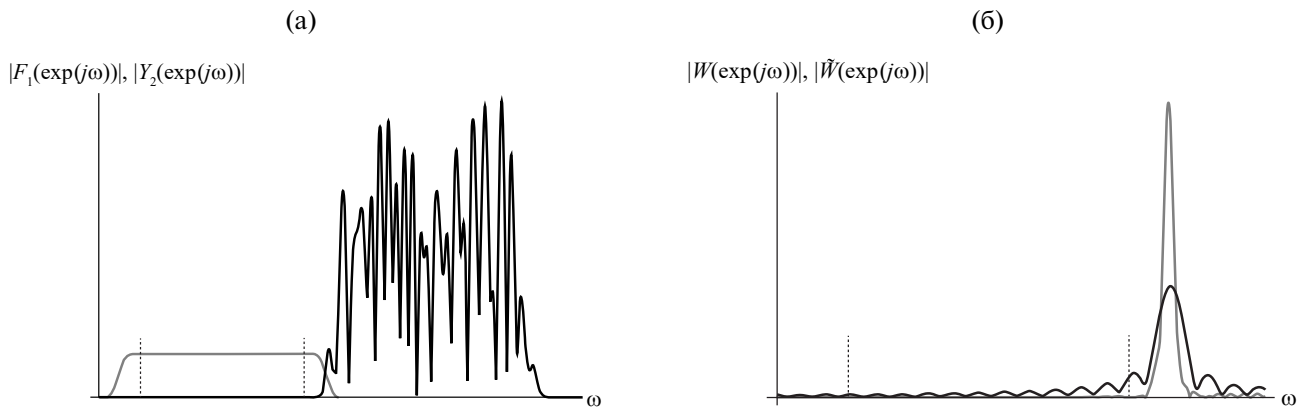


Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики: а) $|F_1(\exp(j\omega))|$ (светлая кривая), $|Y_2(\exp(j\omega))|$ (темная) фильтра $f_l^{(1)}$ и сигнала $y_l^{(2)}$ (пунктир — границы полосы пропускания $|F_1(\exp(j\omega))|$); б) $|W(\exp(j\omega))|$ (светлая кривая), $|\tilde{W}(\exp(j\omega))|$ (темная) последовательностей (15) и (16).

Формула (17) определяет общий вид восстанавливаемых QAM-символов $d_k^{(p,q)}$ чисел $\tilde{d}_k^{(p,q)}$, получаемых в результате применения метода OFDM с фильтрацией при передаче по идеальному каналу.

4. ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ МЕТОДА OFDM С ФИЛЬТРАЦИЕЙ

Пусть s_l — последовательность, заданная формулой

$$s_l = \begin{cases} u_{n+l}^{(p,q)}, & 0 \leq l \leq N-1, \\ 0, & l > N-1, \end{cases}$$

где $u_n^{(p,q)}, \dots, u_{n+N-1}^{(p,q)}$ — отсчеты OFDM-символа длины N , а p и q — фиксированные числа. Рассмотрим сигнал u_l , образованный суммой

$$u_l = s_l + s_{l-N} + s_{l-2N}.$$

Последовательность $\{u_l\}_{l=0}^{3N-1}$ составлена из трех одинаковых OFDM-символов $\{s_l\}_{l=0}^{N-1}$:

$$\{u_l\}_{l=0}^{3N-1} = \{s_0, \dots, s_{N-1}, s_0, \dots, s_{N-1}, s_0, \dots, s_{N-1}\}.$$

Предполагая, что $2L+1 \leq N$, применим к последовательности u_l КИХ-фильтр $h_l^{(p)}$ с ИХ $\{h_l^{(p)}\}_{l=0}^{2L}$.

Обозначим

$$\tilde{s}_l = h_l^{(p)} * s_l.$$

Свертка v_l последовательности u_l с фильтром $h_l^{(p)}$ равна

$$v_l = h_l^{(p)} * u_l = \tilde{s}_l + \tilde{s}_{l-N} + \tilde{s}_{l-2N}. \quad (18)$$

Вычислим свертку (18) для индексов $l = L+N, \dots, L+2N-1$:

$$\begin{aligned} v_l &= \sum_{r=l-N+1}^{2L} h_r^{(p)} s_{l-r} + \sum_{r=0}^{l-N} h_r^{(p)} s_{l-N-r}, \\ &\quad l = L+N, \dots, 2L+N-1; \\ v_l &= \sum_{r=0}^{2L} h_r^{(p)} s_{l-N-r}, \quad l = 2L+N, \dots, 2N-1; \\ v_l &= \sum_{r=l-2N+1}^{2L} h_r^{(p)} s_{l-N-r} + \sum_{r=0}^{l-2N} h_r^{(p)} s_{l-2N-r}, \\ &\quad l = 2N, \dots, L+2N-1. \end{aligned}$$

Можно убедиться, что последовательность $\tilde{v}_l$, равная

$$\tilde{v}_l = v_{L+N+l}, \quad l = 0, \dots, N-1,$$

представляет собой циклическую свертку сигнала

$$\{s_L, \dots, s_{N-1}, s_0, \dots, s_{L-1}\} \quad (19)$$

с последовательностью

$$\{h_0^{(p)}, \dots, h_{2L-1}^{(p)}, \underbrace{0, \dots, 0}_{N-2L}\}. \quad (20)$$

Кроме того, справедливо

$$\begin{aligned} v_l &= v_{l+N}, \quad l = N, \dots, L+N-1, \\ v_l &= v_{l-N}, \quad l = L+2N, \dots, 2L+2N-1. \end{aligned}$$

Рассматривая линейную свертку

$$w_l = f_l^{(p)} * v_l,$$

можно получить аналогичный результат. Сигнал

$$\tilde{w}_l = w_{2L+N+l}, \quad l = 0, \dots, N-1, \quad (21)$$

является циклической сверткой последовательностей

$$\begin{aligned} &\{\tilde{v}_L, \dots, \tilde{v}_{N-1}, \tilde{v}_0, \dots, \tilde{v}_{L-1}\}, \\ &\{f_0^{(p)}, \dots, f_{2L-1}^{(p)}, \underbrace{0, \dots, 0}_{N-2L}\}. \end{aligned}$$

Формула для ДПФ $\tilde{W}_k$ последовательности (21) вытекает из свойств циклической свертки:

$$\begin{aligned} \tilde{W}_k &= \sum_{l=0}^{N-1} \tilde{w}_l \exp(-j2\pi lk / N) = \\ &= \exp(2\pi jkL / N) F_p(\exp(j2\pi k / N)) \times \\ &\quad \times \sum_{l=0}^{N-1} \tilde{v}_l \exp(-j2\pi lk / N) = \\ &= \exp(4\pi jkL / N) F_p(\exp(j2\pi k / N)) \times \\ &\quad \times H_p(\exp(j2\pi k / N)) \sum_{l=0}^{N-1} s_l \exp(-j2\pi lk / N) = \\ &= \left| H_p(\exp(j2\pi k / N)) \right|^2 \sum_{l=0}^{N-1} s_l \exp(-j2\pi lk / N). \end{aligned}$$

Легко показать, что такое же соотношение будет справедливо для свертки

$$w_l = h_l^{(p)} * f_l^{(p)} * u_l,$$

где сигнал u_l равен

$$u_l = \begin{cases} s_{l+N-2L} + s_{l-2L} + s_{l-N-2L}, & l = 0, \dots, N+4L-1, \\ 0, & l > N+4L-1. \end{cases}$$

Последовательность $\{u_l\}_{l=0}^{N+4L-1}$ в этом случае образована добавлением к OFDM-символу $\{s_l\}_{l=0}^{N-1}$ ЦП длиной $2L$ и циклического продолжения длиной $2L$

$$\{u_l\}_{l=0}^{N+4L-1} = \{s_{N-2L}, \dots, s_{N-1}, s_0, \dots, s_{N-1}, s_0, \dots, s_{2L-1}\}.$$

Сформулируем полученный результат в форме утверждения.

Утверждение 1. Пусть $\{s_l\}_{l=0}^{N-1}$ — OFDM-символ, состоящий из N отсчетов и имеющий ДПФ

$$\sum_{l=0}^{N-1} s_l \exp(-2j\pi kl / N) = d_k, \quad k = 0, \dots, N-1,$$

$\{h_l\}_{l=0}^{2L}$, $\{f_l\}_{l=0}^{2L}$ — импульсные характеристики КИХ-фильтров длиной $2L+1 \leq N$, имеющих частотные характеристики $H(\exp(j\omega))$ и $F(\exp(j\omega))$ соответственно, причем

$$H(\exp(j\omega))F(\exp(j\omega)) = \exp(-2jL\omega) |H(\exp(j\omega))|^2.$$

Тогда результатом применения к последовательности

$$\begin{cases} s_{l+N-2L}, & l = 0, \dots, 2L-1, \\ s_l, & l = 2L, \dots, 2L+N-1, \\ s_{l-N+2L}, & l = 2L+N, \dots, 4L+N-1, \\ 0, & l > 4L+N-1 \end{cases}$$

фильтров h_l и f_l будет последовательность

$$w_l = h_l * f_l * u_l,$$

отсчеты которой при $l = 2L, \dots, 2L+N-1$ обладают следующим свойством:

$$\sum_{l=0}^{N-1} w_{2L+l} \exp(-2j\pi kl / N) = d_k |H(\exp(j2\pi k / N))|^2.$$

Рассмотрим теперь для фиксированного числа p сигнал $x_l^{(p)}$, равный

$$x_l^{(p)} = \sum_{q=1}^K u_{l-l_q}^{(p,q)},$$

где $l_q = (N+4L)(q-1)$, $\{u_l^{(p,q)}\}_{l=2L}^{2L+N-1}$ — OFDM-

символ длиной N , $\{u_l^{(p,q)}\}_{l=0}^{2L-1}$ — префикс символа

длиной $2L$, $\{u_l^{(p,q)}\}_{l=2L+N}^{4L+N-1}$ — циклическое продол-

жение символа из $2L$ отсчетов и

$$u_l^{(p,q)} = 0, \quad l > 4L+N-1,$$

$$u_l^{(p,q)} = 0, \quad l < 0.$$

Осуществляя свертку сигнала $x_l^{(p)}$ с фильтрами

$h_l^{(p)}$, $f_l^{(p)}$, получим последовательность

$$w_l = h_l^{(p)} * f_l^{(p)} * x_l^{(p)}.$$

Символы QAM-модуляции для q -го OFDM символа $\{u_l^{(p,q)}\}_{l=2L}^{2L+N-1}$ восстанавливаются по формуле

$$\tilde{d}_k^{(p,q)} = \sum_{l=0}^{N-1} w_{l+2L+l_q} \exp(-j2\pi kl / N).$$

Связь между числами $\tilde{d}_k^{(p,q)}$ и исходными QAM-символами

$$d_k^{(p,q)} = \sum_{l=2L}^{2L+N-1} u_l^{(p,q)} \exp(-j2\pi kl / N)$$

задается соотношением

$$\tilde{d}_k^{(p,q)} = |H_p(\exp(j2\pi k / N))|^2 d_k^{(p,q)}.$$

Если фильтр $h_l^{(p)}$ имеет полосу пропускания

$$[\omega_{p,1}, \omega_{p,2}] \text{ и } 2\pi k / N \in [\omega_{p,1}, \omega_{p,2}],$$

то в соответствии с (8) имеем

$$d_k^{(p,q)} = (1 + \delta_k^{(p)}) d_k^{(p,q)}.$$

Добавление к OFDM-символу циклического продолжения длиной $2L$ и расширение ЦП до $2L$ отсчетов позволило полностью исключить возникающую при фильтрации одного символа погрешность $\epsilon_{1,k}^{(p,q)}$, рассмотренную в разд. 3.1. Отсчеты ЦП и циклического продолжения, располагающиеся между символами, препятствуют появлению погрешности $\epsilon_{2,k}^{(p,q)}$, обусловленной фильтрацией соседних по времени символов (разд. 3.2).

При дополнении каждого символа префиксом и продолжением из $n < 2L$ отсчетов погрешности вида $\epsilon_{1,k}^{(p,q)}$, $\epsilon_{2,k}^{(p,q)}$ подавляются частично.

5. ЧИСЛЕННЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ

Рассмотрим применение стандартного и модифицированного методов OFDM с фильтрацией для передачи данных. В примере имеющаяся полоса частот разделена на три субполосы, каждой из которых соответствует свой набор из M подне-

сущих. Между соседними субполосами располагается g защитных частот.

Используемые в схеме субполосные фильтры получены из трех различных КИХ-фильтров низких частот, синтезированных методом оконного взвешивания идеальной характеристики [10]. Для построения фильтров применялись некоторые из весовых функций, использованных в других работах о методе OFDM с фильтрацией: Хэмминга $w_1(x)$, Ханна $w_2(x)$ и Блэкмана $w_3(x)$ [5–7]. Функции $w_1(x)$, $w_2(x)$, $w_3(x)$ определяются выражениями [11]

$$w_1(x) = \begin{cases} \frac{21}{46} \cos(2\pi x) + \frac{25}{46}, & |x| \leq \frac{1}{2}, \\ 0, & |x| > \frac{1}{2}, \end{cases}$$

$$w_2(x) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cos(2\pi x) + \frac{1}{2}, & |x| \leq \frac{1}{2}, \\ 0, & |x| > \frac{1}{2}, \end{cases}$$

$$w_3(x) = \begin{cases} \frac{1}{50} (25 \cos(2\pi x) + 4 \cos(4\pi x) + 21), & |x| \leq \frac{1}{2}, \\ 0, & |x| > \frac{1}{2}. \end{cases}$$

Все фильтры низких частот имеют частоту среза $\omega_c = (M + g)\pi / N$, где N — размер ОДПФ. Для эффективного восстановления QAM-символов граничные частоты полос пропускания и подавления ω_0 и ω_1 должны удовлетворять неравенствам

$$\omega_0 \geq \omega_c - (g + 1)\pi / N, \quad \omega_1 \leq \omega_c + (g + 1)\pi / N.$$

Для используемых в примере фильтров были вычислены отклонения АЧХ $|H(\exp(j\omega))|$ в полосах $[0, \omega_c - (g + 1)\pi / N]$, $[\omega_c + (g + 1)\pi / N, \pi]$:

$$\delta_0 = \max \|H(\exp(j\omega)) - 1\|, \quad \omega \in [0, \omega_c - (g + 1)\pi / N],$$

$$\delta_1 = \max |H(\exp(j\omega))|, \quad \omega \in [\omega_c + (g + 1)\pi / N, \pi].$$

Характеристики используемой схемы передачи данных приведены в табл. 1, параметры фильтров — в табл. 2.

В первой части численного эксперимента предложенный в работе метод сравнивали со стандартным. В модифицированном алгоритме к каждому OFDM-символу, помимо ЦП длиной n , добавлялась справа последовательность из n первых отсчетов символа.

Для фильтрации сигналов были использованы фильтры на основе оконных функций $w_k(x)$, $k = 1, 2, 3$. Длина ИХ фильтров равна $2L + 1 = 301$. Помимо ЦП размером $n = 300$, обеспечивающего

выполнение утверждения 1, рассматривались ЦП из меньшего числа отсчетов, вплоть до $n = 36$, что соответствует стандартной длине префикса для применяемой схемы. Выполнялось моделирование асинхронной передачи сигналов — принято, что сигнал, соответствующий субполосе 2, запаздывает на $n + 10$ отсчетов относительно субполосных сигналов 1 и 3. Чтобы иметь возможность оценить погрешность, вносимую в восстановленные QAM-символы в процессе реализации метода, была рассмотрена передача по идеальному каналу без помех.

Таблица 1. Характеристики схемы передачи данных

Ширина канала, МГц	5
Расстояние между поднесущими, кГц	15
Количество субполос	3
Число M поднесущих в субполосе	72
Число защитных частот g	8
Размер ОДПФ N	512
Схемы модуляции	QAM 256, QAM 1024, QAM 4096
Длина фильтров $2L + 1$	301, 401, 501

Таблица 2. Параметры фильтров для $L = 150$

Окно	δ_0	δ_1
w_1	0.0016	0.0016
w_2	0.0019	0.0019
w_3	0.0004	0.0004

В стандартном методе передачи OFDM-сигналов с фильтрацией использовали ЦП из 36 отсчетов. Помимо фильтров длиной $2L + 1 = 301$ применяли фильтры с $2L + 1 = 401, 501$. Увеличение порядка фильтра уменьшает ширину переходной полосы и неравномерность АЧХ в полосах пропускания и подавления.

Для полученных после работы модифицированного и стандартного алгоритмов восстановленных QAM-символов $\tilde{d}_k$ были вычислены абсолютная и среднеквадратическая погрешности:

$$e_1 = \max_{0 \leq k \leq 3M-1} |\tilde{d}_k - d_k|, \quad e_2 = \sqrt{\sum_{k=0}^{3M-1} |\tilde{d}_k - d_k|^2 / (3M)}.$$

Результаты применения при передаче данных модифицированной схемы OFDM с фильтрацией приведены в табл. 3. Наименьшие погрешности e_1 и e_2 получены при добавлении к OFDM-символам слева и справа периодических продолжений, со-

стоящих из $n = 150$ и $n = 300$ отсчетов. Для $n = 150, 300$ погрешности сопоставимы. Далее при уменьшении n ошибки e_1 и e_2 возрастают. Модифицированный метод позволил осуществить эффективную передачу данных даже при периодическом продолжении OFDM-символа длиной в стандартный ЦП $n = 36$ для всех рассмотренных схем QAM-модуляции, в том числе для схемы высокого порядка QAM 4096, где среднеквадратическая погрешность составила $e_2 \approx 0.2$.

Ошибки e_1, e_2 , полученные при использовании стандартного метода с фильтрацией, приведены в табл. 4. Метод достаточно хорошо работает для схемы QAM 256. При повышении порядка схемы модуляции погрешности e_1, e_2 возрастают. Для схемы QAM 4096 получены погрешности $e_2 \approx 1$ и $e_1 > 2.5$. При таких значениях e_1 и e_2 теряется возможность безошибочного восстановления данных при переходе от чисел $\tilde{d}_k$ к последовательности бит.

Из табл. 3 также видно, что повышение длины КИХ-фильтров не оказало существенного влияния на ошибку. Оконные фильтры высокого порядка позволяют уменьшить в формуле (17) числа δ_k и погрешность $\epsilon_{3,k}^{(p,q)}$, но не подавляют погрешности $\epsilon_{1,k}^{(p,q)}$ и $\epsilon_{2,k}^{(p,q)}$.

В следующей части эксперимента была рассмотрена передача данных при наличии в канале АГБШ. Наборы чисел преобразовывались в последовательности из нулей и единиц. Для получен-

ных последовательностей вычислено число ошибочно восстановленных бит. В эксперименте рассматривались двоичные последовательности из N_b бит, $N_b > 10^4$.

Значения коэффициента ошибок на 1 бит (bit error ratio, BER) вычисляли для различных значений отношения энергии бита к спектральной плотности шума E_b / N_0 . Величина E_b / N_0 связана с отношением сигнал/шум (ОСШ) формулой [1]

$$\text{ОСШ} = \frac{E_b}{N_0} \frac{1}{BT_b},$$

где B — ширина полосы частот входного шума, T_b — длительность бита.

Графики величины BER, полученные при применении стандартного и модифицированного методов для схем QAM 256, QAM 1024, QAM 4096 показаны на рис. 4. В обоих методах использовались КИХ-фильтры на основе окна Хэмминга $w_1(x)$. Длина фильтров составляет $2L + 1 = 301$, размер ЦП равен $n = 36$.

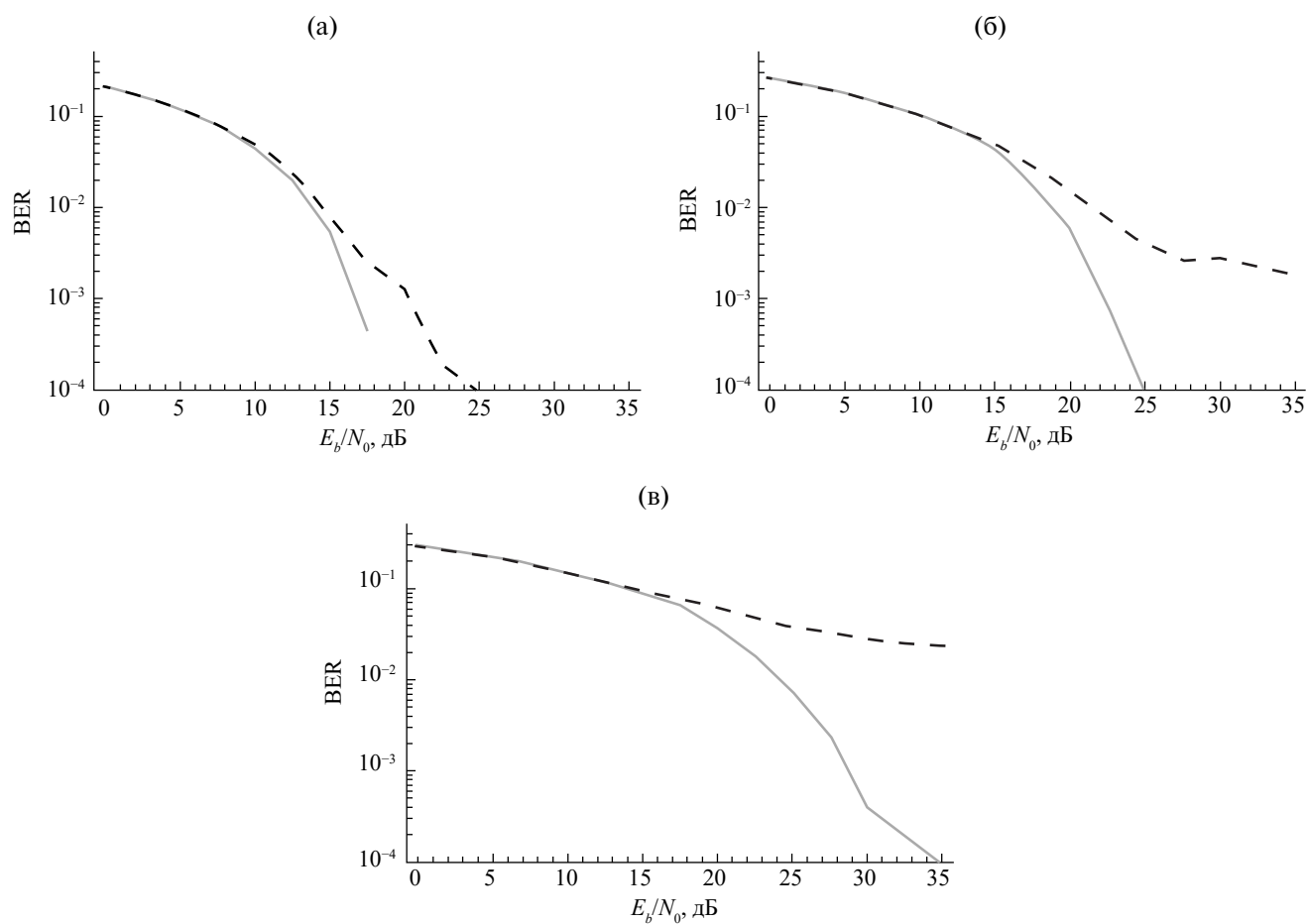
Для всех схем модуляции модифицированный метод при $E_b / N_0 > 15$ дБ позволил получить меньшее количество ошибок. Новый метод эффективно работает для схем высокого порядка QAM 1024 и QAM 4096. Для стандартного алгоритма в сочетании со схемами QAM 1024, QAM 4096 число ошибок остается высоким при уменьшении уровня шума.

Таблица 3. Абсолютная и среднеквадратическая погрешности e_1, e_2 восстановления QAM-символов, полученные при применении модифицированного метода OFDM с фильтрацией

w_k	QAM 256				QAM 1024				QAM 4096			
	$n = 36$	75	150	300	36	75	150	300	36	75	150	300
Погрешность e_1												
w_1	0.211	0.110	0.075	0.055	0.581	0.248	0.095	0.106	0.886	0.601	0.243	0.277
w_2	0.244	0.124	0.065	0.074	0.626	0.263	0.127	0.151	0.903	0.576	0.289	0.258
w_3	0.204	0.097	0.068	0.078	0.518	0.200	0.107	0.132	0.901	0.312	0.349	0.335
Погрешность e_2												
w_1	0.044	0.024	0.016	0.015	0.116	0.050	0.027	0.028	0.203	0.106	0.063	0.060
w_2	0.043	0.023	0.012	0.011	0.118	0.050	0.020	0.022	0.203	0.105	0.048	0.046
w_3	0.040	0.018	0.015	0.012	0.109	0.038	0.019	0.023	0.197	0.072	0.051	0.049

Таблица 4. Абсолютная и среднеквадратическая погрешности e_1 , e_2 восстановления QAM-символов, полученные при применении стандартного метода OFDM с фильтрацией

w_k	QAM 256			QAM 1024			QAM 4096		
	$L=150$	200	250	150	200	250	150	200	250
Погрешность e_1									
w_1	0.822	0.793	0.754	1.566	1.483	1.514	2.506	2.501	2.456
w_2	0.840	0.794	0.768	1.520	1.513	1.505	2.918	2.563	2.486
w_3	0.924	0.834	0.796	1.651	1.518	1.508	2.656	2.440	2.426
Погрешность e_2									
w_1	0.291	0.286	0.284	0.722	0.711	0.706	0.976	0.960	0.955
w_2	0.291	0.287	0.284	0.724	0.713	0.706	0.976	0.963	0.952
w_3	0.297	0.290	0.287	0.744	0.723	0.713	1.010	0.976	0.963

**Рис. 4.** Зависимости величины BER от отношения E_b / N_0 для схем модуляции QAM 256 (а), QAM 1024 (б), QAM 4096 (в), полученные при использовании стандартного (штриховая кривая) и модифицированного (сплошная) алгоритмов OFDM с фильтрацией.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проанализирован алгоритм передачи данных на основе ортогонального частотного мультиплексирования с фильтрацией. Показано, что при применении метода OFDM с фильтрацией возникают погрешности трех различных видов.

1. Погрешность, вызываемая фильтрацией OFDM-символа с циклическим префиксом и усечением полученной последовательности.

2. Погрешность из-за фильтрации соседних по времени символов.

3. Погрешность, появляющаяся при применении субполосного фильтра к сигналам из других субполос.

Для подавления погрешностей, указанных в п.1 и п.2, разработан модифицированный алгоритм, основанный на свойствах циклической свертки. Выполнено экспериментальное сравнение эффективности предложенного и стандартного алгоритмов. Модифицированный метод OFDM с фильтрацией позволил получить QAM-символы с меньшей погрешностью и обеспечил качественное восстановление данных для схем высокого порядка QAM 1024 и QAM 4096.

Авторы данной работы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM. М.: Горячая линия—Телеком, 2017.
2. Arslan H. Wireless Communication Signals: a Laboratory-based Approach. Hoboken: Wiley, 2021.
3. Zayani R., Medjahdi Y., Shaiek H., Roviras D. // Proc. 2016 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). Washington. 04–08 Dec. N.Y.: IEEE, 2016. Paper No. 7849087. doi: 10.1109/GLOCOMW.2016.7849087
4. Mohamad M., Nilsson R., Beek J.v.d. // Proc. of Europ. Wireless 2015. 21th Europ Wireless Conf. Budapest. 20–22 May. Berlin: VDE Verlag, 2015. Paper No. 53604. doi: 10.13140/RG.2.2.27153.53604
5. Zhang X., Jia M., Chen L. et al. // Proc. 2015 IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM). San Diego. 06–10 Dec. N.Y.: IEEE, 2015. Paper No. 7417854. doi: 10.1109/GLOCOM.2015.7417854
6. Abdoli J., Jia M., Ma J. // Proc. 2015 IEEE 16th Int. Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Commun. (SPAWC). Stockholm, 28 Jun.—02 Jul. N.Y.: IEEE, 2015. P. 66.
7. Ali D.M., Yahya Z.Z. // Int. J. Microwave and Optical Technology. 2022. V. 17. № 1. Paper No. 172247.
8. Кравченко В.Ф., Назаров Л.Е., Пустовойт В.И. // Докл. РАН. Математика, информатика, процессы управления. 2020. Т. 495. С. 95.
9. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация. М.: Мир, 1982.
10. Айфичер Э.С., Джервис Б.У. Цифровая обработка сигналов. М.: ИД «Вильямс», 2008.
11. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Окonné функции для гармонического анализа сигналов. М.: Техносфера, 2016.

INCREASING OF THE QAM SYMBOLS RECONSTRUCTION ACCURACY WHEN APPLYING THE FILTERED ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING METHOD

K. A. Budunova^{a,*}, V. F. Kravchenko^{a,b,c,**}

^aKotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics, Russian Academy of Sciences, Mokhovaya Str., 11, Build. 7, Moscow, 125009 Russian Federation

^bBauman State Technical University, 2nd Baumanskaya Str., 5, Build. 1, Moscow, 105005 Russian Federation

^cScientific and Technological Center of Unique Instrumentation, Russian Academy of Sciences, Butlerova Str., 15, Moscow, 117342 Russian Federation

E-mail: *1917schw@mail.ru, ** kyf-ok@mail.ru

Received August 24, 2024, revised September 07, 2024, accepted September 15, 2024

The filtered orthogonal frequency division multiplexing method used for the transmission of the signals with spectra in adjacent frequency subbands has been analyzed. Three types of errors appearing when applying the method for quadrature amplitude modulation symbols transmission have been described. For the error reduction the modified algorithm based on cyclic convolution properties has been developed. In the numerical experiment, the classical and modified algorithms have been applied in combination with modulation schemes of large order.

Keywords: filtered OFDM method, QAM modulation, wireless communication