

Иоников Алексей Сергеевич,

Сибирский государственный университет телекоммуникаций
и информатики (СибГУТИ), г. Новосибирск

Ionikov Alexey Sergeevich,

Siberian State University of Telecommunications
and Information Science (SibSUTIS), Novosibirsk

Мелентьев Олег Геннадьевич,

доктор технических наук, профессор,
декан факультета автоматической электросвязи,
Сибирский государственный университет телекоммуникаций
и информатики (СибГУТИ), г. Новосибирск

Melentyev Oleg Gennadievich,

Siberian State University of Telecommunications
and Information Science (SibSUTIS), Novosibirsk

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ OFDM И FBMC COMPARATIVE ANALYSIS OF OFDM AND FBMC

Аннотация: в данной работе рассмотрены технологии OFDM и FBMC, как с применением циклического префикса, так и с модуляцией OQAM. Произведен сравнительный анализ представленных технологий. Учитывая особенности каждой схемы, математически описаны процессы, происходящие в приемнике и передатчике при использовании той или иной технологии.

Abstract: in this paper, OFDM and FBMC technologies are considered, both using a cyclic prefix and OQAM modulation. A comparative analysis of the technologies presented. Taking into account the features of each circuit, the processes occurring in the receiver and transmitter using this or that technology are described mathematically.

Ключевые слова: OFDM, FBMC, OQAM, циклический префикс, преобразование Фурье.

Keywords: OFDM, FBMC, OQAM, cyclic prefix, Fourier transform.

Основной принцип мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) заключается в разделении потока входных данных на множество параллельных потоков, каждый из которых передается на своей несущей частоте [1]. При этом должно выполняться условие

$$\int_0^T \sin 2\pi f_i(t) \cdot \sin 2\pi f_j(t) dt = 0, i \neq j \quad (1)$$

где T – длительность передаваемого символа OFDM, с;
 f_i, f_j – частоты i -ого и j -ого несущего сигнала, Гц.
 Т.е. должно выполняться условие

$$\Delta f = f_2 - f_1 = \dots = f_n - f_{n-1} = \frac{1}{T} \quad (2)$$

где Δf – расстояние между несущими частотами, ширина частотного канала, Гц.

Наименьшая несущая частота выбирается согласно теореме Найквиста

$$f_1 \geq 2B \quad (3)$$

где B – скорость передачи, бит/с.

Структура подканала OFDM, содержит следующие типы поднесущих частот: 1) поднесущие информационные частоты для передачи данных; 2) поднесущие частоты для передачи пилот-сигналов (для измерений и синхронизации). Временной интервал T_s , в который передается символ, включает в себя не только информационную пилот-составляющую, но и некоторый защитный интервал.

$$T_s = T_u + T_g \quad (4)$$

где T_u – длительность полезного сигнала, с;
 T_g – длительность защитного интервала, с.

Использование защитного интервала необходимо с точки зрения уменьшения межсимвольных помех в условиях задержки распространения отраженных копий сигнала. Защитный интервал образуется за счет сдвига символа во времени. При этом образовавшийся свободный от сигнала интервал заполняется избыточными битами сигнала, называемыми циклическим префиксом (Cyclic Prefix, CP). Размер префикса составляет от 10 до 25% от сигнала.

Недостатком данной схемы с точки зрения спектральной эффективности является наличие CP. Однако при использовании QAM со сдвигом (offset QAM, OQAM) нет необходимости добавлять CP, что позволит использовать всю длительность символа для передачи полезной нагрузки при этом не теряя устойчивости к межсимвольным помехам.

Схема формирования сигнала OFDM/OQAM на передающем конце представлена на рис. 1. Количество выходов на демультимплексоре определяется количеством поднесущих частот в сигнале OFDM, которые выбираются кратными $2^n(2,4,8,16,\dots)$. На выходе модуляторов на сигналы накладываются ортогональные поднесущие. Благодаря использованию обратного быстрого преобразования Фурье ОБПФ, сигналы дискретизируются по времени [2].

$$X(i) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y(k) e^{j2\pi ik/N} = \sum_{i=0}^{N-1} X(i) W_{\text{ОБПФ}}^{-ik} \quad (5)$$

где $X(i)$ – i -ый отсчет выходной последовательности;

$y(k)$ – k -ый отсчет входного спектра;

$W_{\text{ОБПФ}} = e^{j2\pi/N}$ – коэффициент ОБПФ.

В общем виде сигнал каждого подканала, полученный после модуляции, запишем [3]

$$S(n) = I(n) + jQ(n) \quad (6)$$

Потоковый сигнал данных $S_B(t)$ является выходом обратного быстрого преобразования Фурье.

$$S_B(t) = \sum_1^N \{I(n) + jQ(n)\} \cdot e^{j2\pi n f_c t} \quad (7)$$

$$S_B(t) = S_{BI}(t) + jS_{BQ}(t) \quad (8)$$

где

$$S_{BI}(t) = \sum_1^N \{I(n) \cos(2\pi n f_c t) - Q(n) \sin(2\pi n f_c t)\} \quad (9)$$

$$S_{BQ}(t) = \sum_1^N \{Q(n) \cos(2\pi n f_c t) + I(n) \sin(2\pi n f_c t)\} \quad (10)$$

После прохождения высокочастотного блока, результирующий сигнал имеет вид

$$S(t) = \sum_1^N \{I(n) \cos(2\pi(n f_c + f_0)t) - jQ(n) \sin(2\pi(n f_c + f_0)t)\} \quad (11)$$

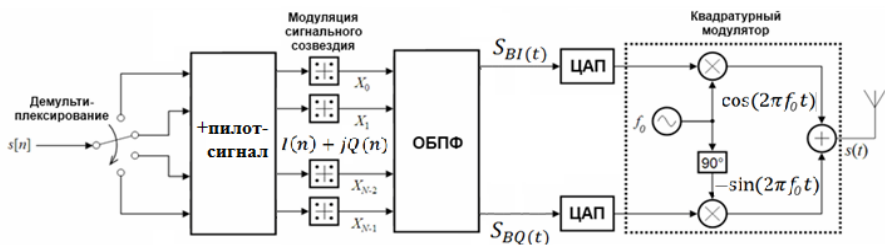


Рисунок 1 – Передатчик OFDM/OQAM

Схема на приемном конце для OFDM /OQAM представлена на рис. 2.

В приемнике OFDM /OQAM конце пришедший сигнал модулируется, используя синусоиды и косинусоиды несущей частоты f_0 . Однако такая демодуляция порождает сигналы с частотой $2f_0$. Поэтому для их подавления используют ФНЧ. Затем сигнал (его мнимая и реальная части) подвергается

дискретизации и квантованию в аналогово-цифровых преобразователях (АЦП) и подвергается прямому быстрому преобразованию Фурье ПБПФ.

$$y(k) = \sum_{i=0}^{N-1} X(i) e^{-j2\pi ik/N} = \sum_{i=0}^{N-1} X(i) W_{\text{БПФ}}^{ik} \quad (12)$$

где $X(i)$ – i –ый отсчет входной последовательности;

$y(k)$ – k –ый отсчет выходного спектра;

$W_{\text{БПФ}} = e^{-j2\pi/N}$ – коэффициент БПФ.

Входной сигнал $S(t)$ раскладывается на составляющие с помощью квадратурного модулятора.

$$r_I(t) = S(t) \cos(2\pi f_0 t) \quad (13)$$

$$r_Q(t) = -S(t) \sin(2\pi f_0 t) \quad (14)$$

После ФНЧ сигналы имеют следующий вид:

$$r_{BI}(t) = \sum_1^N \{I(n) \cos(2\pi n f_c t) - Q(n) \sin(2\pi n f_c t)\} \quad (15)$$

$$r_{BQ}(t) = \sum_1^N \{Q(n) \cos(2\pi n f_c t) - I(n) \sin(2\pi n f_c t)\} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} r_B(t) &= \sum_1^N \{I(n) + jQ(n)\} \cdot \{\cos(2\pi f_c t) + j \sin(2\pi f_c t)\} = \\ &= \sum_1^N \{I(n) + jQ(n)\} \cdot e^{j2\pi n f_c t} \end{aligned} \quad (17)$$

Проделав преобразование Фурье, получим $I(n)$ и $Q(n)$ исходного сигнала:

$$S(n) = I(n) + jQ(n) \quad (18)$$

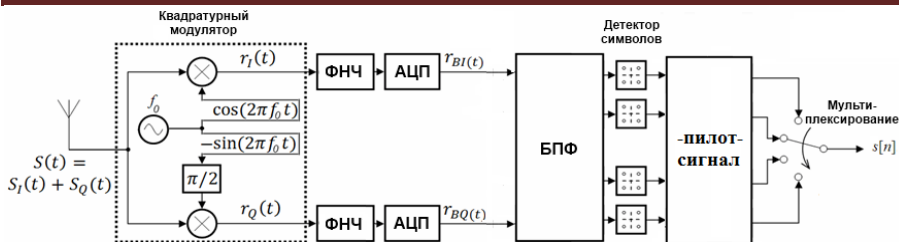


Рисунок 2 – Приемник OFDM

Наряду с технологией OFDM существует технология мультиплексирования с неортогональным частотным разделением каналов (Non-Orthogonal Frequency Division Multiplexing N-OFDM). Одной из разновидностей данной технологии является метод частотного мультиплексирования с множеством несущих, использующий банк (гребенку) частотных фильтров (Filter-Bank Multi-Carrier Modulation, FBMC) [4].

Главная идея этого метода заключается в использовании на передающем и приемном конце фильтры с высокой избирательностью. Широкое распространение получила реализация фильтров на основе ОБПФ с многофазной сетью (PPN). Как и OFDM FBMC может быть реализован как с использованием CP, так и без него случае с модуляцией FBMC/OQAM. При использовании OQAM независимость символов достигается за счет того, что мнимая часть помехи от соседнего символа пересекает нулевую ось при целом кратном числе периода символа T , а действительная часть - при нечетных кратных числах $T/2$ [5].

Схема передатчика FBMC/OQAM с использованием PPN представлена на рис. 3, а приемник – на рис. 4. В данных схемах используются ОБПФ и БПФ, работающие с удвоенной скоростью, т.е. с количеством входов и выходов $2N$. Это обусловлено наличием OQAM.

Сдвиг частотной характеристики фильтра $H(f)$ на величину $1/N$ по оси часто приводит к следующей функции

$$B_1(f) = H\left(f + \frac{1}{N}\right) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{-j2\pi i(f + \frac{1}{N})} \quad (19)$$

Выражая полученную функцию через функции передачи $Z = e^{-j2\pi f}$, получим

$$B_1(Z) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{-j2\pi i/N} Z^{-i} \quad (20)$$

Что так же может быть записано при $L = NK$, как

$$B_1(Z) = \sum_{p=0}^{N-1} H_p(Z^N) e^{-j2\pi p/N} \cdot Z^{-p} \quad (21)$$

Важно, что $H_p(Z^N)$ не зависит от частотного сдвига. Т.к.

$W_{\text{ОБПФ}} = e^{j2\pi/N}$ – коэффициент ОБПФ, получим матрицу

$$\begin{bmatrix} B_0(Z) \\ B_1(Z) \\ \vdots \\ B_{N-1}(Z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_{\text{ОБПФ}}^{-1} & \dots & W_{\text{ОБПФ}}^{-(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_{\text{ОБПФ}}^{-(N-1)} & \dots & W_{\text{ОБПФ}}^{-(N-1)^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_0(Z^N) \\ H_1(Z^N)Z^{-1} \\ \vdots \\ H_{N-1}(Z^N)Z^{-(N-1)} \end{bmatrix} \quad (22)$$

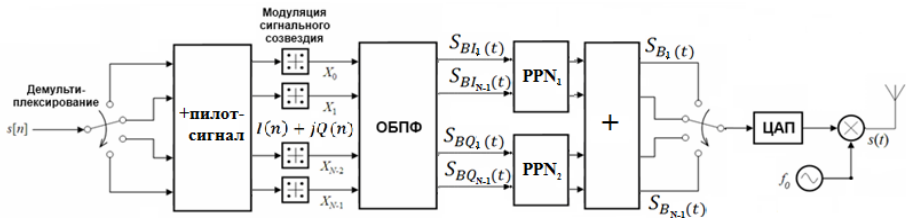


Рисунок 3 – Передатчик FVMS/OQAM с использованием PPN

В группе фильтров приемника разница только в том, что частотные сдвиги кратны $-1/N$.

Таким образом,

$$B_1(f) = H\left(f - \frac{1}{N}\right) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{-j2\pi i(f - \frac{1}{N})} \quad (23)$$

$$B_1(Z) = \sum_{p=0}^{N-1} H_p(Z^N) e^{j2\pi p/N} \cdot Z^{-p} \quad (24)$$

Т.к. $W_{\text{БПФ}} = e^{-j2\pi/N}$ – коэффициент БПФ, получим матрицу

$$\begin{bmatrix} B_0(Z) \\ B_1(Z) \\ \vdots \\ B_{N-1}(Z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_{\text{БПФ}}^{-1} & \dots & W_{\text{БПФ}}^{-(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_{\text{БПФ}}^{-(N-1)} & \dots & W_{\text{БПФ}}^{-(N-1)^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_0(Z^N) \\ H_1(Z^N)Z^{-1} \\ \vdots \\ H_{N-1}(Z^N)Z^{-(N-1)} \end{bmatrix} \quad (25)$$

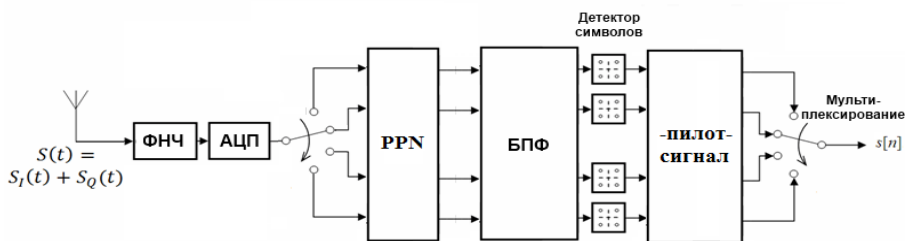


Рисунок 4 – Приемник FBMC/OQAM с использованием PPN

Характеристики, по которым в данной работ сравниваются OFDM, OFDM/OQAM, FBMC и FBMC/OQAM представлены в таблице 1 [6,7].

Таблица 1

Сравнительный анализ OFDM и FBMC

Характеристика	Технология			
	OFDM	OFDM/OQAM	FBMC	FBMC/OQAM
Устойчивость к импульсной помехе	да	да	да	да
Адаптивность метода с точки зрения модуляции	да (BPSK, QPSK, 8-PSK, QAM и др.)	нет (только OQAM)	да (BPSK, QPSK, 8-PSK, QAM и др.)	нет (только OQAM)

Характеристика	Технология			
	OFDM	OFDM/ OQAM	FBMC	FBMC/ OQAM
Устойчивость к межканальной интерференции	да	да	да	да
Способ достижения устойчивости к межканальной интерференции	Ортогональность частот $\Delta f == \frac{1}{T}$	Ортогональность частот $\Delta f == \frac{1}{T}$	Использование группы высоко избирательных фильтров	Использование группы высоко избирательных фильтров
Устойчивость к межсимвольным искажениям	да	да	да	да
Способ достижения устойчивости к межсимвольным искажениям	Использование CP	Использование OQAM	Использование CP	Использование OQAM
Наличие фазовых шумов	да	да	нет	нет
Спектральная эффективность	средняя	высокая	средняя	высокая
Скорость передачи	средняя (4G)	высокая (5G)	средняя (4G)	высокая (5G)
Чувствительность к эффекту Доплера	высокая	высокая	низкая	низкая
PAR	высокое	высокое	высокое	высоко
Задержки	короткая	короткая	длинная	длинная
Необходимость синхронизации	да	да	нет	нет
Сложность реализации	простая	средняя	средняя	высокая
Стоимость	низкая	средняя	средняя	высока

Были рассмотрена одна из распространенных технологий 4G технология OFDM с ее характеристиками и возможностями. Наряду с простотой реализации данная технология позволяет в целом передавать информацию с достаточно высокой скоростью.

Благодаря своей особенности увеличения скорости передачи информации вдвое в сравнении с технологией OFDM, FBMC является наилучшим претендентом на использование в сетях 5G. Однако вычислительная сложность схемы FBMC еще какое-то время будет предметом исследовательских дискуссий.

Список литературы:

1. Покаместов Д.А. Формирование и обработка OFDM сигналов. – «Молодой учёный», Серия Технические науки, 2016, №14.
2. Алешкин В.Н., Грачев А.Ю. Использование преобразования Фурье в система с OFDM модуляцией.
3. Нестеренко А.Н. Математическая модель MIMO-OFDM сигнала. – Интернет-журнал «НАУКОВЕДЕНИЕ», 2014, №4.
4. Singh S., Tensubam B.D. A Review on FBMC: An Efficient Multicarrier Modulation System. International Journal of Computer Applications, Vol. 98 – No.17, July 2014.
5. "FQAM-FBMC Design and Its Application to Machine Type Communication".
6. He Q., Schmeink A. Comparison and evaluation between FBMC and OFDM systems. WSA, 2015.
7. Payaro M., Pascual-Iserte A., Najar M. Performance Comparison between FBMC and OFDM in MIMO Systems under Channel Uncertainty. European Wireless Conference, 2010.