

ОБЗОР МЕТОДОВ МНОГОЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ В СОВРЕМЕННЫХ СЕТЯХ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

И. В. Гришин*, А. А. Калинкина

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация
*Адрес для переписки: i.v.grischin@mail.ru

Аннотация—В настоящей статье осуществляется обзор технологий формирования радиосигналов таких как ортогональное частотное мультиплексирование и её модификации: частотное мультиплексирование с универсальной фильтрацией и Частотное мультиплексирование с использованием банка фильтров, применяемых в настоящее время в сетях беспроводной связи. **Предмет исследования.** Методы многочастотной модуляции. **Основные результаты.** Осуществлен обзор современных методов формирования многочастотных сигналов в системах радиосвязи. Произведен ряд вычислительных экспериментов, позволивший сравнить характеристики локализации сигналов, внеполосные излучения и отношения пиковой мощности к средней. **Практическая значимость.** полученные результаты могут быть использованы при выборе вида модуляции в случае разработки систем цифровой радиосвязи.

Ключевые слова—OFDM, UFMC, FBMC, IOTA, окно Дольфа-Чебышева, пик фактор.

Информация о статье

УДК 621.376

Язык статьи – русский.

Поступила в редакцию 27.05.20, принята к печати 15.06.20.

Ссылка для цитирования: Гришин И. В., Калинкина А. А. Обзор методов многочастотной модуляции сигналов в современных сетях беспроводной связи // Информационные технологии и телекоммуникации. 2020. Том 8. № 2. С. 55–66. DOI 10.31854/2307-1303-2020-8-2-55-66.

REVIEW OF THE MULTICARRIER MODULATION TECHNIQUES USED IN MODERN WIRELESS COMMUNICATIONS

I. Grishin*, A. Kalinkina

The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

*Corresponding author: i.v.grischin@mail.ru

Abstract—This article provides an overview of the technologies for generating radio signals, such as orthogonal frequency division multiplexing and its modifications: universal filtered multicarrier and filter bank multicarrier currently used in wireless communication networks. **Subject of research:** methods of multicarrier modulation. **Main results:** Overview of modern methods of forming multicarrier signals in radio communication systems. A number of computational experiments have been performed to compare the characteristics of signal localization, peak-to-average ratios and spurious emissions. **Practical implications:** the results can be used in choosing the type of modulation in the case of the development of digital radio communication systems.

Keywords—OFDM, UFMC, FBMC, IOTA, Dolph-Chebyshev window, peak to average ratio.

Article info

Article in Russian.

Received 27.05.20, accepted 15.06.20.

For citation: Grishin I., Kalinkina A.: Review of the Multicarrier Modulation Techniques used in Modern Wireless Communications // Telecom IT. 2020. Vol. 8. Iss. 2. pp. 55–66 (in Russian). DOI 10.31854/2307-1303-2020-8-2-55-66.

Введение

Увеличение объема трафика, передаваемого в мобильных сетях связи, создание новых приложений, требующих высоких скоростей передачи данных, и появление нового класса мобильных устройств, называемого Интернетом вещей, требует развития нового поколения сетей мобильной связи 5G с гораздо более высокой производительностью по сравнению с существующими системами мобильной связи. Следует отметить, что большая часть всех предлагаемых на сегодняшний день инноваций для сетей 5G сосредоточена в области сети радиодоступа. Для обеспечения требуемых скоростей передачи данных, увеличения объема передаваемого трафика и количества абонентских устройств в сетях 5G потребуются использование широких полос частотных каналов как в линии вниз, так и в линии вверх, с непрерывным спектром шириной от 500 до 1 000 МГц.

В существующих сетях беспроводного доступа четвертого поколения для передачи данных используется технология ортогонального частотного мультиплексирования OFDM. Высокая эффективность использования радиочастотного спектра, объясняемая почти прямоугольной формой огибающей спектра при большом количестве поднесущих, устойчивость к частотно-избирательному замиранию,

а также способность противостоять интерференции между поднесущими обусловили популярность OFDM во всех современных системах связи. Однако, такие недостатки, как: необходимость высокоточной синхронизации по частоте и времени, чувствительность к доплеровскому эффекту, довольно высокое значение пик-фактора, а также защитный интервал, используемый для борьбы с межсимвольной интерференцией, который в свою очередь снижает спектральную эффективность канала, делают OFDM далеко не самой оптимальной технологией для перспективных систем связи.

В целях повышения спектральной эффективности в сетях 5G предлагается использовать новые технологии формирования широкополосных сигналов. Данные соображения приводят к поочередному рассмотрению и анализу в данной статье сигналов со многими несущими, которые могут быть использованы для решения определенных проблем, связанных с OFDM.

1. Ортогональное частотное мультиплексирование

OFDM – это форма модуляции, которая используется для многих последних стандартов беспроводной связи. В этой технологии общая полоса частот канала разделяется на узкополосные каналы. Ортогональность сигналов, передаваемых в каналах обеспечивается выбором гармонического базиса с обработкой прямоугольной оконной функцией. Однако использование прямоугольного оконной функции приводит к побочным эффектам – высокому уровню внеполосных излучений, а в следствие к снижению эффективности системы. Так на рис. 1. представлен рельеф тела неопределенности прямоугольного радиоимпульса [1].

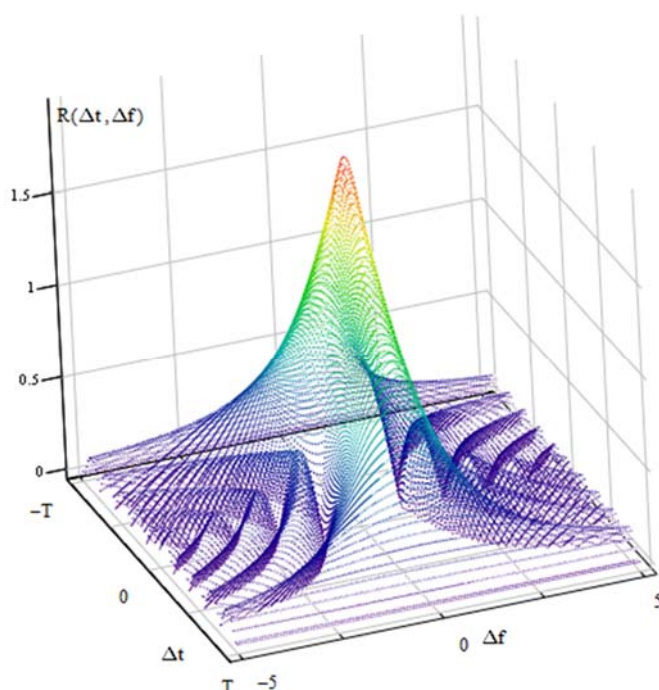


Рис. 1. Рельеф тела неопределенности прямоугольного импульса

Сечение поверхности тела неопределенности по частоте позволяет определить ширину основного лепестка, равную $2T^{-1}$. Таким образом, видно, что сужение тела неопределенности по одной координате, приводит к его расплыванию по другой. То есть наблюдается противоречие в требованиях к высокому разрешению по задержке и по частоте. В связи с этим сигналы с OFDM являются высокочувствительными к расстройке по частоте и фазовому шуму, наблюдаемых в генераторном оборудовании. Также в случае появления доплеровского эффекта в OFDM сигнале происходит изменение значения центральной несущей частоты, это приводит к изменению всего спектра полезного сигнала,

что в свою очередь приводит к нарушению ортогональности поднесущих частот.

Для уменьшения влияния межсимвольной интерференции (МСИ), возникающей вследствие многолучевого распространения, перед каждым символом OFDM помещается защитный интервал, представляющий копию нескольких отсчетов конца символа, называемый циклическим префиксом (ЦП). Несмотря на то, что ЦП позволяет эффективно бороться с МСИ, он снижает спектральную эффективность системы связи.

Второй недостаток технологии OFDM заключается в высоких значениях пик-фактора сигналов, определяемого согласно выражению [2]:

$$P = 10 \log \left(\frac{\max_i |s_i|^2}{E_i[|s_i|^2]} \right), \text{ дБ},$$

где значение $E[|s_i|^2] = \bar{P}$ определяется выражением:

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{m=1}^{N-1} \dot{X}_l \dot{X}_m^* \exp(j(\omega_l - \omega_m)t) dt = \frac{1}{T} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{m=1}^{N-1} \dot{X}_l \dot{X}_m^* \int_0^T \exp\left(j2\pi(l-m)\frac{t}{T}\right) dt,$$

где $\dot{X}_l = X_{c,l} + jX_{s,l}$ – низкочастотный комплексный эквивалент сигнала QAM на l -й поднесущей.

$$\max |s_i|^2 = \max \left(\frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{m=1}^{N-1} \dot{X}_l \dot{X}_m^* \exp\left(j2\pi \frac{i(l-m)}{N}\right) \right).$$

При значительном количестве поднесущих средняя мощность сигналов OFDM может считаться величиной постоянной. При этом, поскольку OFDM сигнал представляет собой большое количество случайных слабо зависимых величин, плотность распределения вероятностей сигнала OFDM согласно предельной теореме близко нормальному закону. На рис. 2 представлено отношение мгновенной мощности сигнала к средней на интервале наблюдения равном длительности одного символа OFDM. В данном случае величина пик-фактора составила: $P = 14,00$ дБ.

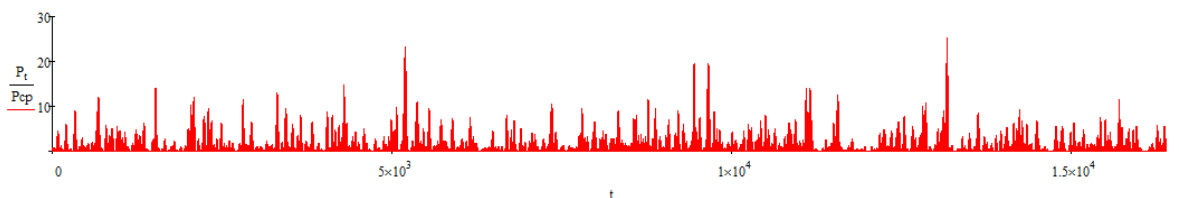


Рис. 2. Отношение мгновенной мощности сигнала OFDM к средней

Высокие значения пиковой мощности отрицательно сказываются на работе усилителей мощности [3], у которых, как видно из рис. 3, амплитудные характеристики являются линейными в области малых амплитуд. Попадание амплитуды входного сигнала на нелинейный участок амплитудной характеристики усилителя будет приводить к возникновению нелинейных помех на выходе устройства.

Таким образом, желательно, чтобы значения пиковой и средней мощности как можно меньше отличались друг от друга.

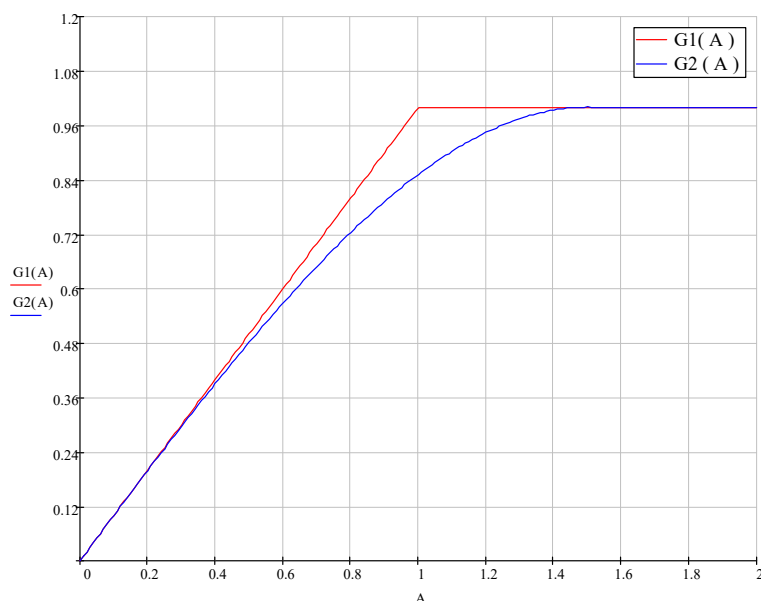


Рис. 3. Амплитудные характеристики усилителей мощности

Третий недостаток технологии OFDM заключается в высоком уровне внеполосных излучений сигналов, в результате чего данные сигналы могут быть восприняты оборудованием приема, работающим в смежных полосах частот. Пример символа OFDM с прямоугольной оконной функцией, размерностью БПФ $N = 512$ и длиной циклического префикса $M = N/8$, а также спектр данного сигнала представлены на рис. 4. Рис. 4б демонстрирует пологость спада уровня спектральных составляющих, расположенных вне полосы частот, отведенной под передачу.

Устранение недостатков, свойственных системам с ортогональным частотным мультиплексированием, возможно за счёт применения оконных функций отличных от окна Дирихле и близких по форме к гауссовой, которая обладает наилучшей частотно-временной локализацией.

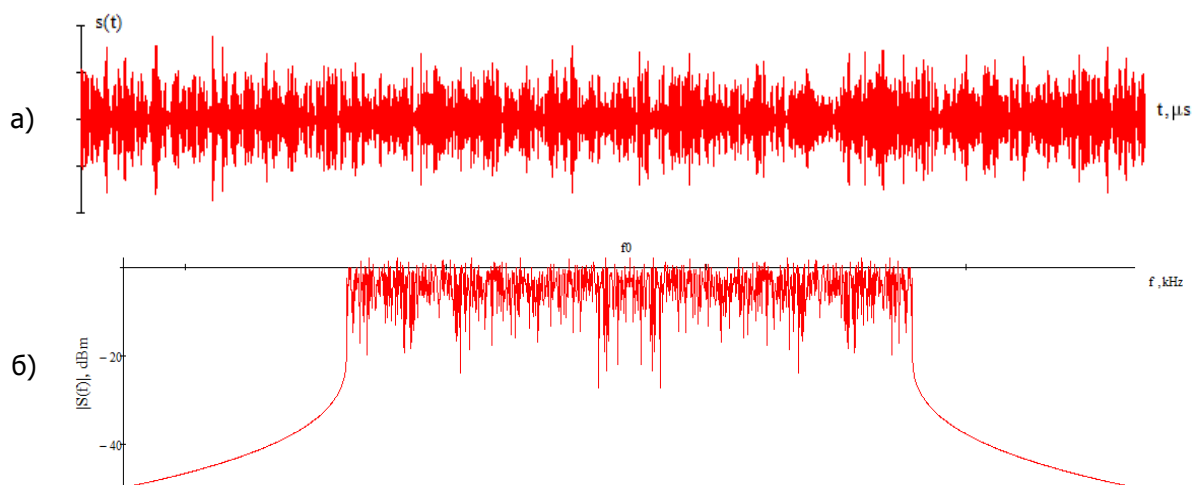


Рис. 4. а) сигнал OFDM; б) спектр сигнала OFDM

2. Частотное мультиплексирование с универсальной фильтрацией

В случае передачи универсальных фильтрованных многочастотных сигналов UFMC низкочастотный эквивалент l -го символа формируется путем объединения нескольких G групповых сигналов, состоящих из N/G канальных сигналов [4]. Каждый групповой сигнал формируется с использованием оконной функции Дольфа-Чебышева, что может быть описано выражением:

$$\dot{x}_{ufmc}^i = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{g=0}^{G-1} \sum_{m=1}^{N-1} p(t - iT_u) \dot{X}_m^i \exp\left(j2\pi \frac{m \cdot ((k-1) \cdot G + g)}{N}\right),$$

где, $p(t - iT_u)$ – оконная функция Дольфа-Чебышева, которая в дискретном виде описывается выражением:

$$p(l) = \sum_{n=0}^l \frac{(-1)^l (N - n - 2)! \beta^{-2n}}{(N - l - n - 1)! n! (l - n)!},$$

где $\beta = \text{ch}\left(\frac{\text{arch}(10^\alpha)}{N}\right)$ и α – относительная амплитуда бокового лепестка, дБ.

Равенство амплитуд всех боковых лепестков спектра данной оконной функции обеспечивает максимальное подавление боковых лепестков при заданной ширине центрального лепестка (рис. 5) [5].

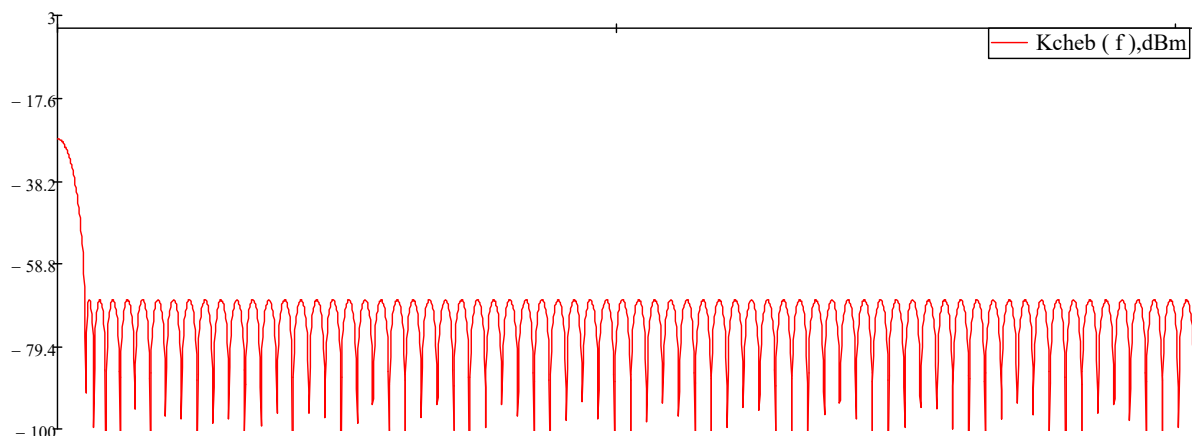


Рис. 5. Спектр функции Дольфа-Чебышева

Спектр UFMC сигнала и сигналов отдельных групп представлен на рис. 6. Как видно из рисунка, уровень спектральных составляющих, расположенных за пределами занимаемой полосы, оказывается значительно ниже уровня спектральных составляющих сигналов OFDM.

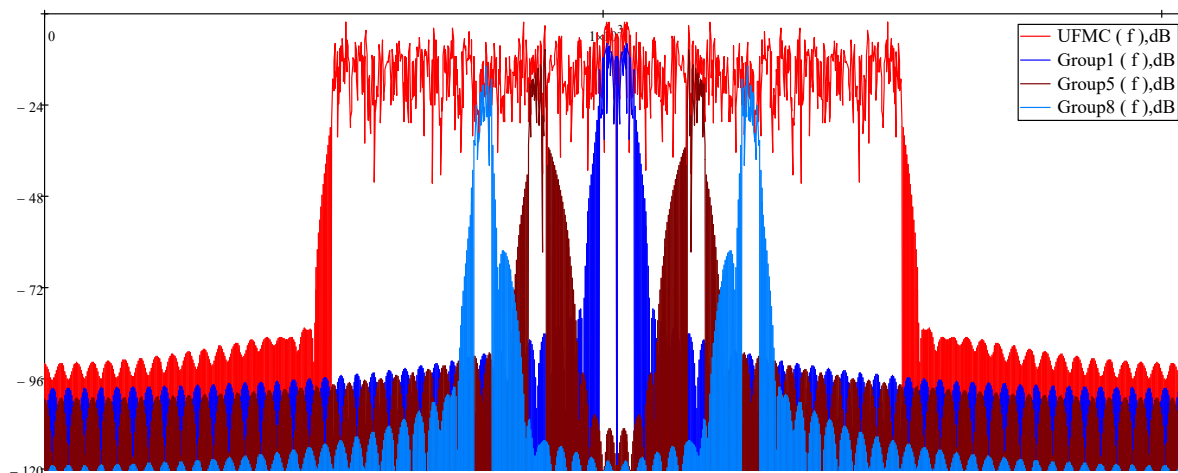


Рис. 6. Спектр сигнала UFMC и групповых сигналов

Приведенный на рис. 7 рельеф тела неопределенности для функции Дольфа-Чебышева показывает лучшую частотно-временную локализацию по сравнению с прямоугольной оконной функцией.

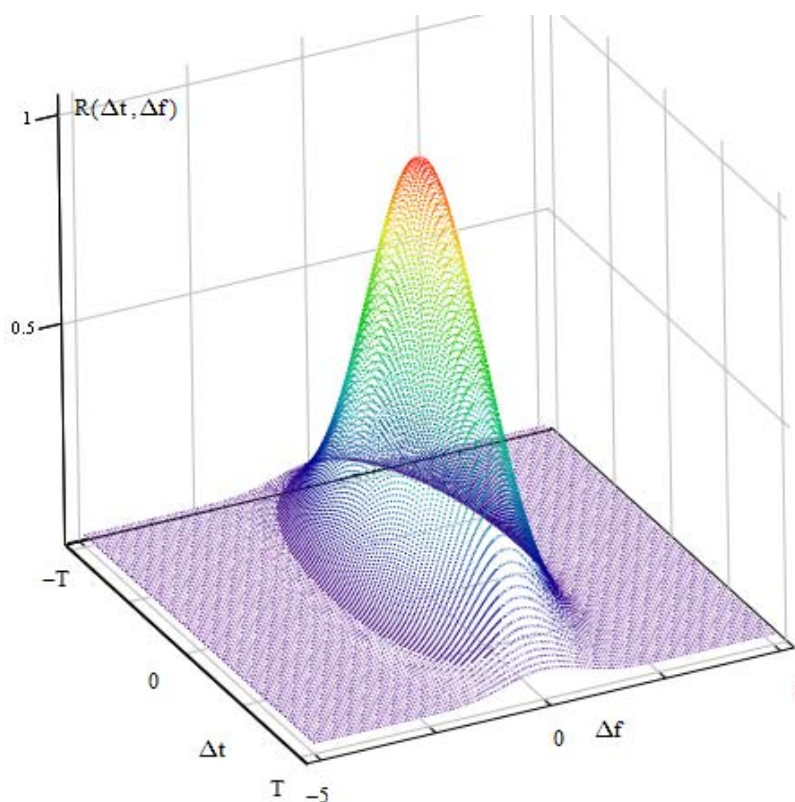


Рис. 7. Рельеф тела неопределенности функции Дольфа-Чебышева

Представленное на рис. 8 отношение мгновенной мощности сигнала к средней на интервале наблюдения равно длительности одного символа UFMC демонстрирует большие значения по сравнению с сигналами OFDM. В данном конкретном случае величина пик-фактора составила: $\mathcal{P} = 16,58$ дБ.

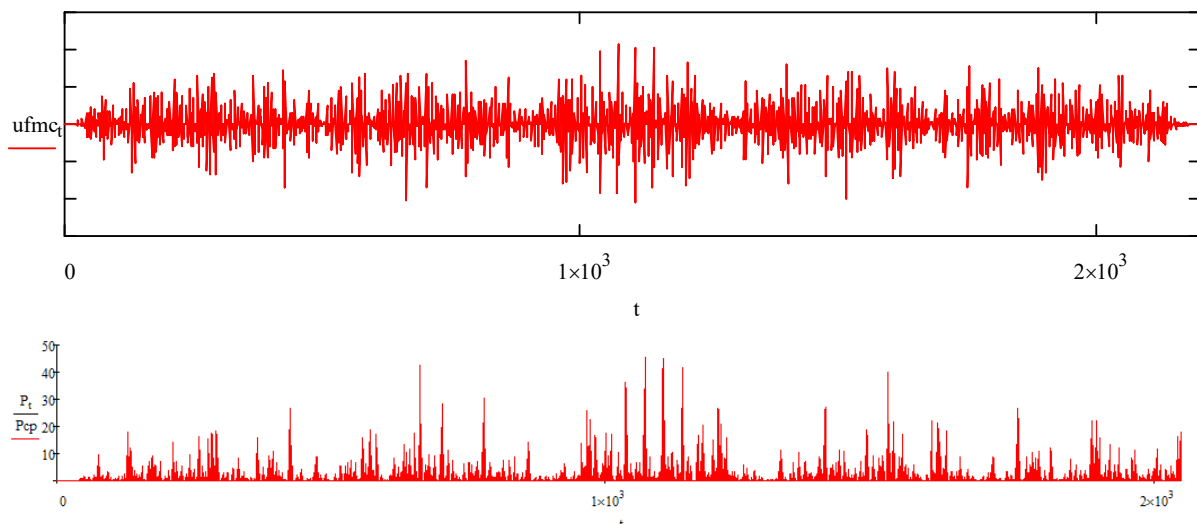


Рис. 8. Сигнал UFMC и отношение его мгновенной мощности к средней

3. Частотное мультиплексирование с использованием банка фильтров

В технологии FBMC требуется выполнение условия ортогональности только для соседних подканалов. Чтобы полностью использовать полосу пропускания канала, нужно учитывать ограничения ортогональности при модуляции соседних подканалов и только для вещественных символов, для этой цели используется квадратурная амплитудная модуляция со смещением (OQAM). Важным отличием FBMC/OQAM от классического сигнала OFDM является использование гребенчатого фильтра после преобразования ОБПФ, которое позволяет исключить использование циклических префиксов. Благодаря алгоритму изотропного ортогонального переноса IOTA происходит локализация спектра в результате чего уменьшаются интерференционные и внутрисистемные помехи в сети.

Стоит отметить, что скорость символа FBMC/OQAM в два раза превышает классическую скорость символа OFDM ($\tau_0 = T_u/2$). Формирование символа FBMC/OQAM при разложении на комплексные составляющие может быть представлено выражением [6, 7]:

$$\begin{aligned}
 x_{FBMC}^i &= \sum_{i=-\infty}^{i=+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} j^n e^{j2\pi n \Delta f t} \left[\operatorname{Re}(\dot{X}_n^i) g(t - iT_u) + j \operatorname{Im}(\dot{X}_n^i) g(t + T_u/2 - iT_u) \right] = \\
 &= \sum_{i=-\infty}^{i=+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{X}_n^i j^{i+n} e^{j2\pi n \Delta f t} \mathfrak{I}(t - i\tau_0) = \sum_{i=-\infty}^{i=+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{X}_n^i \mathfrak{I}_n^i
 \end{aligned} \quad (1)$$

где \dot{X}_n^i в зависимости от n принимает значения $\operatorname{Re}(\dot{X}_n^i)$ (вещественное) или $\operatorname{Im}(\dot{X}_n^i)$ (мнимое); j^{i+n} определяет тип слагаемого: Re (для $\operatorname{mod}(i+n, 2) = 0$), Im (для $\operatorname{mod}(i+n, 2) = 1$); \mathfrak{I}_n^i – фильтрующая функция IOTA (рис. 9).

Как видно из (1), формирование огибающей радиоимпульса осуществляется для каждой поднесущей, что требует значительно большего количества вычислений и, как следствие, высокой задержкой по сравнению с технологиями UFMC

и OFDM. В то же время, как видно из рис. 10, на котором представлены спектры поднесущих и фрагмент спектра самого сигнала FBMC/OQAM для $N = 64$, применение алгоритма изотропного ортогонального переноса обеспечивает значительное уменьшение уровня спектральных составляющих FBMC, расположенных вне полосы частот, отведенной под передачу сигнала.

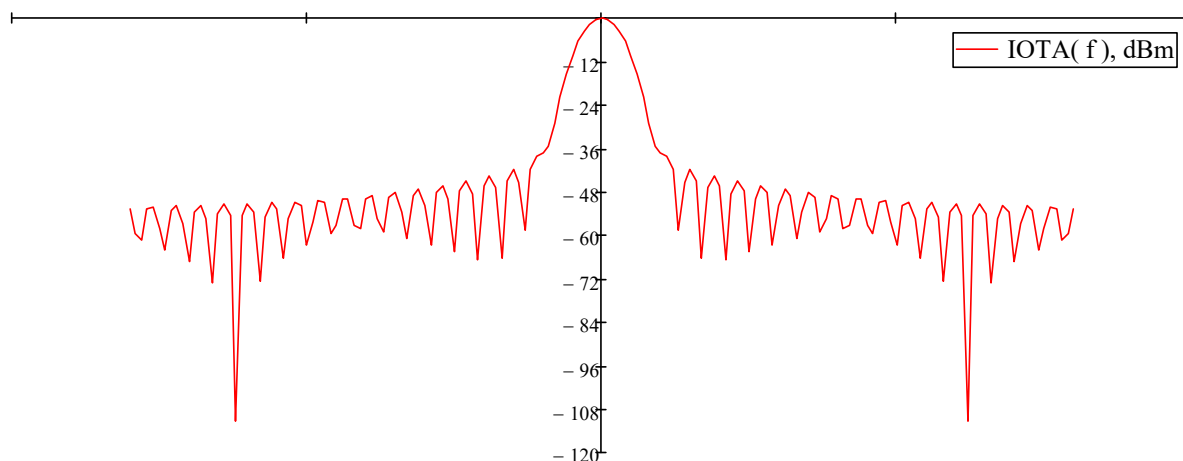


Рис. 9. Спектр IOTA функции

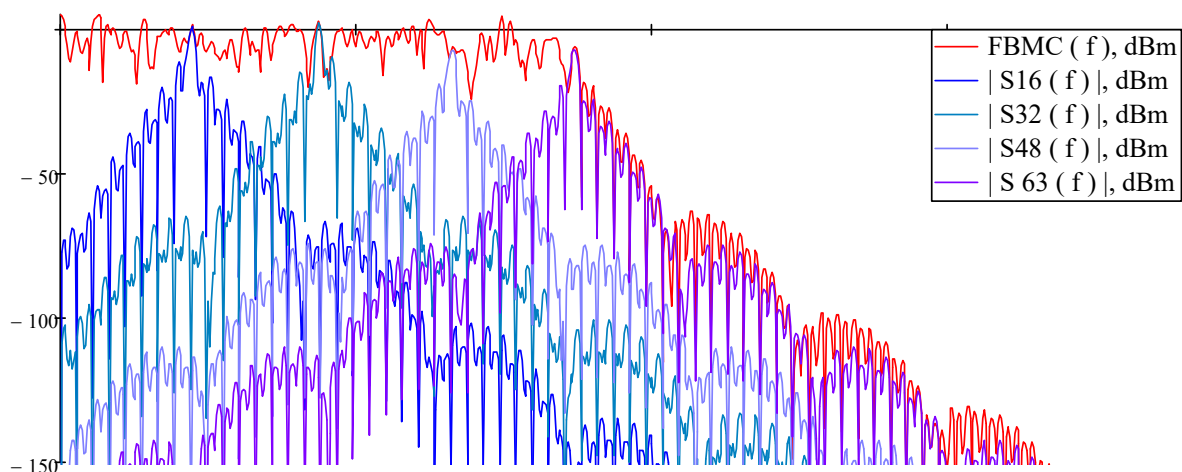


Рис. 10. Фрагмент спектра FBMC/OQAM и спектры канальных сигналов

Отношение мгновенной мощности сигнала к средней на интервале наблюдения равном длительности одного символа FBMC при $N = 64$ представлено на рис. 11. Величина пик-фактора для данного случая составила: $\Gamma = 11,00$ дБ.

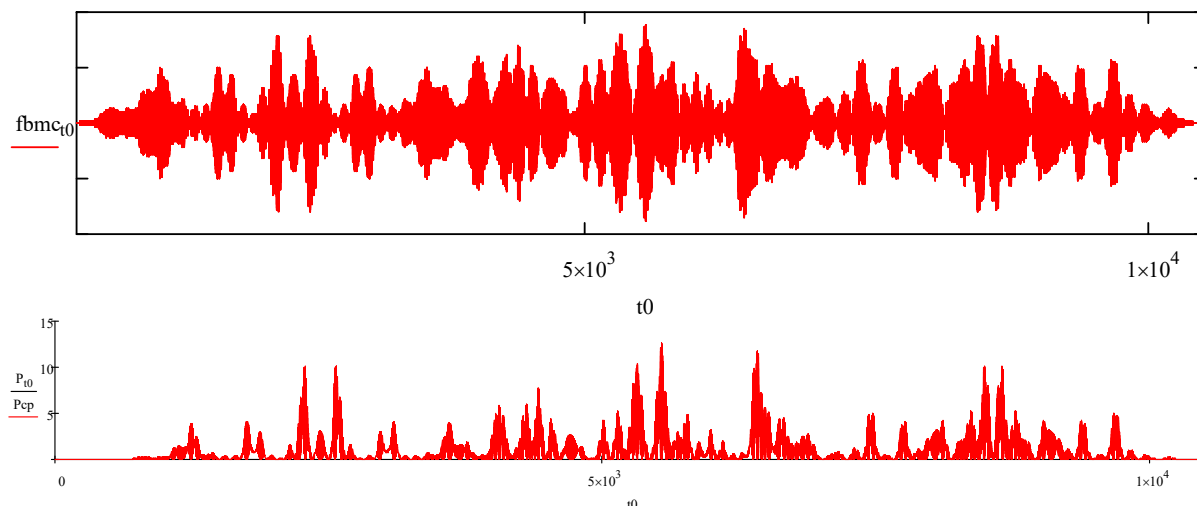


Рис. 11. Сигнал FBMC и отношение его мгновенной мощности к средней

Рельеф тела неопределенности для функции IOTA (рис. 12), близкой по форме к гауссовской, также позволяет судить о хорошей частотно-временной локализации сигналов FBMC.

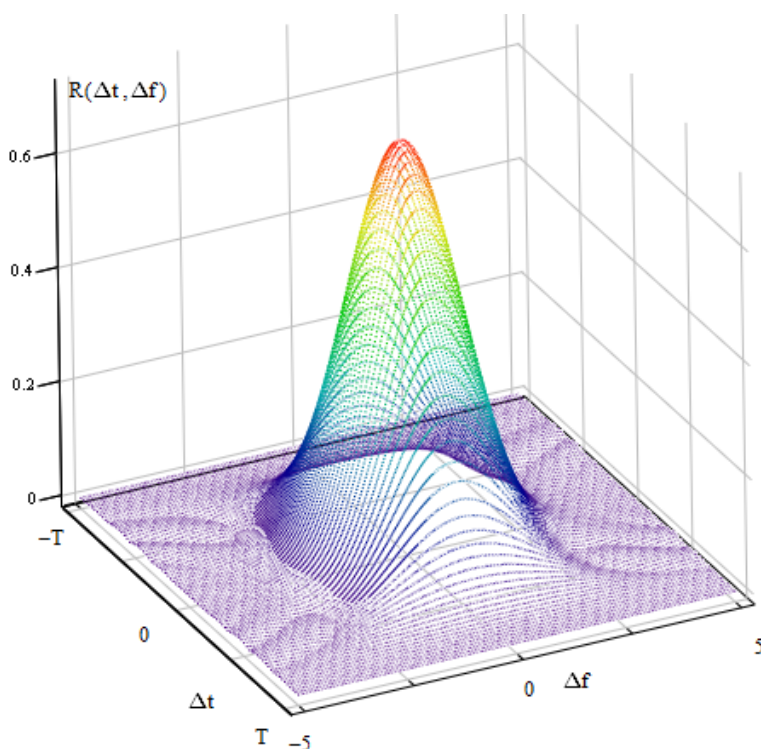


Рис. 12. Рельеф тела неопределенности функции IOTA

Сравнивая спектры сигналов, сформированных из одного комплексного кадра данных методами модуляции OFDM, UFMC и FBMC (рис. 13), можно сделать вывод о том, что технология FBMC является наиболее эффективной в плане подавления внеполосного излучения.

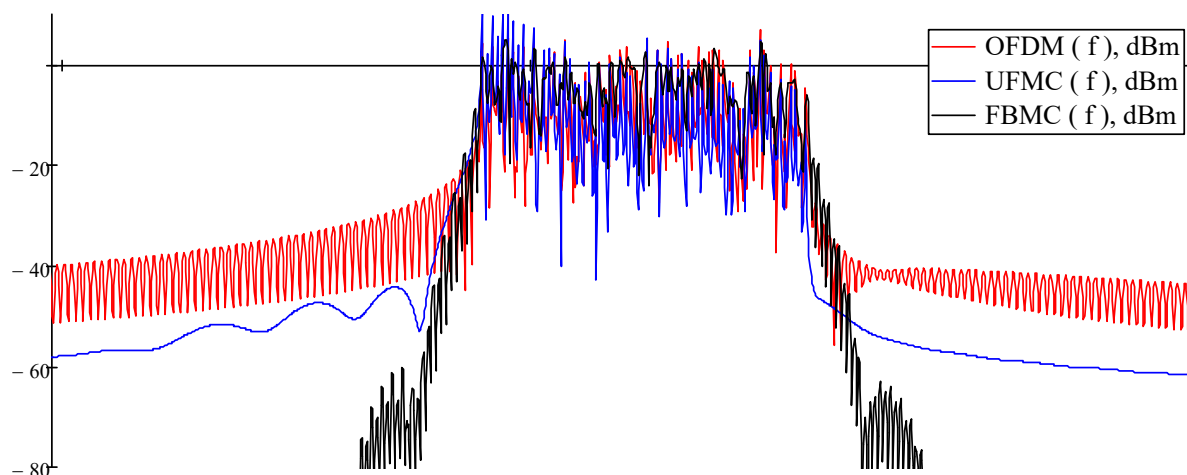


Рис. 13. Спектры сигналов OFDM, UFMC, FBMC

Результаты измерений пик-факторов сигналов OFDM, UFMC, FBMC для разных размерностей дискретного преобразования Фурье приведены в таблице 1 и показывают, что отношения пиковых мощностей к средним оказываются высокими для всех трех типов модуляции, что будет приводить к появлению продуктов нелинейности в спектрах сигналов на выходе усилителей мощности и, следовательно, к появлению межканальной интерференции. При этом наихудшие показатели согласно таблице 1 наблюдаются у сигналов UFMC, наилучшие – у FBMC.

Таблица 1.

Результаты измерений пик-факторов сигналов OFDM, UFMC, FBMC

N		64	128	256	512	1024
P , дБ	OFDM	14,10	14,89	14,74	15,06	15,51
	UFMC	14,83	15,33	15,67	15,10	14,65
	FBMC	12,59	13,74	13,88	14,09	14,21

Выводы

Осуществленный обзор методов многочастотной модуляции позволяет представить выводы, сделанные по каждому виду модуляции в сводной таблице (табл. 2).

Таблица 2.

Параметры сигналов OFDM, UFMC, FBMC

Вид модуляции	OFDM	UFMC	FBMC
Наличие циклического префикса	да	нет	нет
Пик-фактор	высокий	высокий	высокий
Уровень внеполосных излучений	высокий	низкий	низкий
Частотно-временная локализация	низкая	высокая	высокая

Требования к синхронизации	высокие	низкие	низкие
----------------------------	---------	--------	--------

Литература

1. Jinfeng Du, Svante Signell. 2007. Classic OFDM systems and pulse shaping OFDM/OQAM systems. Stockholm : KTH – Royal Institute of Technology, 2007.
2. Zhou Xiao. Performance Comparison between OFDMA-IOTA and OFDM/CDMA-IOTA Systems. Master Thesis. Inha University. Korea. August 2005.
3. Vida Vakilian*, Thorsten Wild, Frank Schaich, Stephan ten Brink, Jean-Francois Frigon. Universal-Filtered Multi-Carrier Technique for Wireless Systems Beyond LTE. pp. 223–228.
4. 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., ил. ISBN 978-5-9912-0549-8.
5. Дворкович В. П., Дворкович А. В. Оконные функции для гармонического анализа сигналов. М.: Техносфера, 2014. 105 с. ISBN 978-5-94836-373-8.
6. Ботов М. И., Вяхирев В. А. Основы теории радиолокационных систем и комплексов : учебное пособие. Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2013. 530 с.
7. Шинаков Ю. С. Пикфактор сигналов OFDM и нелинейные искажения в радиооборудовании систем беспроводного доступа // Цифровая обработка сигналов. 2012. № 4. С. 58–65.

References

1. Jinfeng Du, Svante Signell. 2007. Classic OFDM systems and pulse shaping OFDM/OQAM systems. Stockholm : KTH – Royal Institute of Technology, 2007.
2. Zhou Xiao. Performance Comparison between OFDMA-IOTA and OFDM/CDMA-IOTA Systems. Master Thesis. Inha University. Korea. August 2005.
3. Vida Vakilian*, Thorsten Wild, Frank Schaich, Stephan ten Brink, Jean-Francois Frigon. Universal-Filtered Multi-Carrier Technique for Wireless Systems Beyond LTE. pp. 223–228.
4. Bakulin M. G., Kreyndelin V. B., Shloma A. M., Shumov A. P. Tekhnologiya OFDM : uchebnoye posobiye dlya vuzov. M.: Goryachaya liniya – Telekom. 2017. 352 s., il. ISBN 978-5-9912-0549-8.
5. Dvorkovich V. P., Dvorkovich A. V. Okonnyye funktsii dlya garmonicheskogo analiza signalov. M.: Tekhnosfera. 2014. 105 s. ISBN 978-5-94836-373-8.
6. Botov M. I., Vyakhirev V. A. Osnovy teorii radiolokatsionnykh sistem i kompleksov : uchebnoye posobiye. Krasnoyarsk: Sibirskiy federalnyy universitet. 2013. 530 s.
7. Shinakov Yu. S. Papr in OFDM Signals and Nonlinear Distortion in Transmitters for Wireless Systems // Digital Signal Processing. 2012. No 4. pp. 58–65.

Гришин Илья Владимирович – кандидат технических наук, доцент кафедры Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, i.v.grischin@mail.ru

Grishin Ilya – Candidate of Engineering Sciences, assistant professor, The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications, i.v.grischin@mail.ru

Калинкина Алла Александровна – магистрант Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, kalina110694@gmail.com

Kalinkina Alla – Undergraduate student, The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications,
kalina110694@gmail.com