

Изследване на отношението пикова-средна мощност на сигнала в безжични комуникационни системи с множествен достъп с ортогонално честотно разделяне

Михаил Илиев, Виктор Хадживасилев

A Study of Peak-to-Average Power Ratio of Signal in OFDMA Wireless Systems: The paper reviews the nature of the single carrier frequency division multiple access /SC-FDMA/ in mobile wireless networks and the peak-to-average power ratio /PAPR/. Simulation results for PAPR assessment of various SC-FDMA modifications are obtained. The PAPR characteristics are analyzed and conclusions for suitable systems in which PAPR does not exceed a given value are reached.

Key words: wireless network technologies, OFDMA, PAPR, SC-FDMA, IFDMA, LFDMA, DFDMA.

ВЪВЕДЕНИЕ

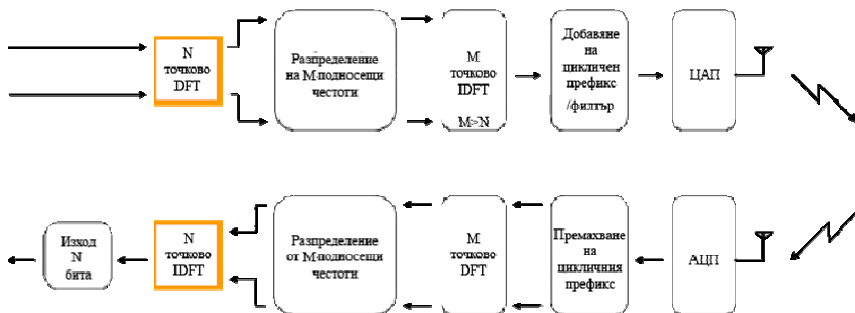
В съвременните безжични комуникационни системи широкополосните технологии за множествен достъп са базирани върху принципите за ортогонално честотно разделяне на каналите /Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM/. Съществен проблем при OFDM е сравнително високата стойност на коефициента, показващ отношението пикова-средна мощност на сигнала /Peak to Average Power Ratio – PAPR/. Тази специфична особеност при OFDM, води до намаляване ефективността на високочестотните усилватели в радиочастта на системите и до повишаване на тяхната енергоемкост.

Във връзка с изнесеното по-горе, изследването за оценка на PAPR при различни схеми за множествен достъп в мобилни телекомуникационни мрежи, както и анализът на влиянието на различните фактори върху този показател, представлява значима и актуална задача.

Цел на настоящата работа е на база симулационни изследвания да се оцени PAPR на SC-FDMA с различен начин на разпределение на носещите честоти.

SC-FDMA ТЕХНОЛОГИЯ ЗА МНОЖЕСТВЕН ДОСТЪП

На база на OFDM [1] бе разработена система за множествен достъп с “единична носеща” честота Single Carrier Frequency Division Multiple Access /SC-FDMA/. По същество тя представлява хибридна схема за предаване, която съчетава ниски значения на PAPR, присъщи на системите с една носеща с голяма продължителност на символа и гъвкавото разпределение на честотите при OFDMA. Начинът на формиране на сигнала при SC-FDMA е показан на фиг. 1.



Фиг. 1. Генериране на сигнали при SC-FDMA

Отначало се групират входните символи X_n в блокове от по N символа. След преобразуване на N-те символа от времевата в честотната област чрез право преобразуване на Фурие /DFT/, получените сигнали се разпределят на M ($M>N$) подносещи, които са ортогонални помежду си. След това сигналите отново се преобразуват във времевата област, чрез обратно преобразуване на Фурие /IDFT/. Към тях се добавя цикличен префикс, който играе ролята на защитен интервал, чрез който се избягва вътрешно-блоковата интерференция /IBI/, дължаща се на многолъчевото разпространение на сигнала. Сигналът се филтрира, за да се редуцира излъчваната енергия извън лентата на филтъра. Използва се косинус филтър /RCF/, чието описание в честотната и времевата област е съответно [5]:

$$P(f) = \begin{cases} T & , 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right] \right\} & , \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0 & , |f| \geq \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases} \quad (1)$$

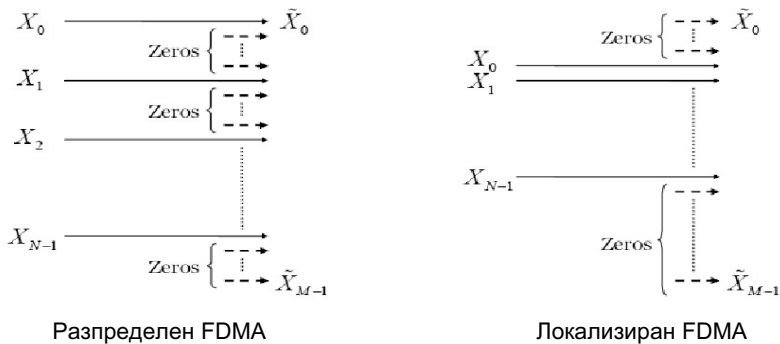
$$p(t) = \frac{\sin(\pi t/T) \cdot \cos(\pi \alpha t/T)}{\pi t/T \cdot 1 - 4\alpha^2 t^2/T^2}, \quad (2)$$

където T е периодът на символа, а α е коефициент на стръмност на филтъра. α варира от 0 до 1 и определя стръмността на филтъра, като при $\alpha = 0$ не се пропуска сигнал извън честотната лента на филтъра.

Разпределението на подносещите честоти при SC-FDMA може да бъде по един от следните два начина:

- чрез разпределени подносещи DFDMA. При този метод изходните данни след DFT се разпределят по цялата честотна лента, като свободните подносещи се запълват с нули - фиг. 2.

- чрез локализирани подносещи LFDMA. При този метод данните след DFT се разполагат последователно върху подносещите, като на останалите подносещи се подава нула – фиг. 2.



Фиг.2. Начини на разпределение на подносещите честоти

В случая, когато всички подносещи M са заети, т.е. $M=N*Q$, където N са входните символи в DFT блока, а Q е факторът на разпределение, се нарича IFDMA

Interleaved FDMA /множествен достъп с реорганизирано /преплетено, разместено/ честотно разделяне/. При него предавателят може да модулира сигнала във времевата област без последователни DFT и IDFT.

IFDMA методът според фиг. 1. след разпределението на подносещи честоти $\{\tilde{X}_l\}$ може да бъде описан както следва [4]:

$$\tilde{X}_l = \begin{cases} X_{l/Q}, & L=Qk \quad (0 \leq k \leq N-1) \\ 0 & \end{cases} \quad (3)$$

Времевите символи X_m , които се получават след IDFT на $\{\tilde{X}_l\}$ ще бъдат [3]:

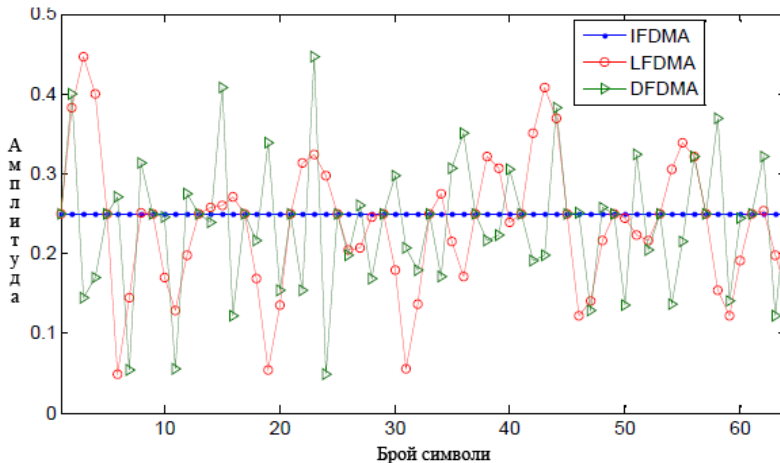
Ако $m=N \cdot q+n$, където $0 \leq q \leq Q-1$ и $0 \leq n \leq N-1$, тогава:

$$X_m = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} \tilde{X}_l \cdot e^{j2\pi \frac{m \cdot l}{M}} = \frac{1}{Q} \cdot \text{IDFT}\{X_k\} = \frac{1}{Q} \cdot X_n \quad (4)$$

Следователно изходните символи X_m са просто повторение на входните символи X_n , умножени с $1/Q$ и с някакво фазово отместване във времевата област.

Поради това PAPR на IFDMA сигнала е също както при сигнал с една носеща.

DFDMA и LFDMA имат същата времева структура и същия брой копия на входните символи, умножени с $1/Q$. Разликата е в допълнителните комплексни тежести, които се получават поради това, че част от подносещите остават незаети. Като резултат в амплитудната характеристика на LFDMA и DFDMA сигналите се наблюдават повече флукутации – фиг. 3.



Фиг. 3. Амплитудни характеристики на SC-FDMA с различно разпределение на подносещите честоти

СЪЩНОСТ И ОЦЕНКА НА PAPR

PAPR е индикатор за енергийната ефективност на предавателя. Когато сигналът се предава чрез нелинейно устройство /усилвател на мощност или цифрово-аналогов преобразувател/, входният пиков сигнал може да бъде изкривен, което да доведе до нелинейни изкривявания. За да се избегне това, пиковият сигнал трябва да попада в линейната част на предавателната характеристика на усилвателя, което води до намаляване на средната мощност на излъчвания сигнал.

Това се нарича IBO /"входно намаляне"/ и може да се определи по следната зависимост [8]:

$$IBO = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_{insat}}{P_{in}}, \quad (5)$$

където P_{insat} е мощността на насищане, а P_{in} е средната входна мощност, като обикновено $IBO \geq PAR$.

Комплексният OFDM сигнал може да бъде записан чрез израза (6):

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N}; \quad 0 \leq k \leq N \quad (6)$$

където N е броят на подносещите честоти, а X_k са модулираните данни на k -тата подносеща [9].

Тогава, PAPR на сигнала може да се изчисли като [9]:

$$PAPR(x) = 10 \log_{10} \frac{\max_t |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]}, \quad (7)$$

За да се анализира PAPR се използва CCDF графика /допълнително събирателна функция на разпределение/, която представлява вероятността PAPR да бъде по-висок от определена прагова стойност $PAPR_0$. Математически, може да се представи по следния начин:

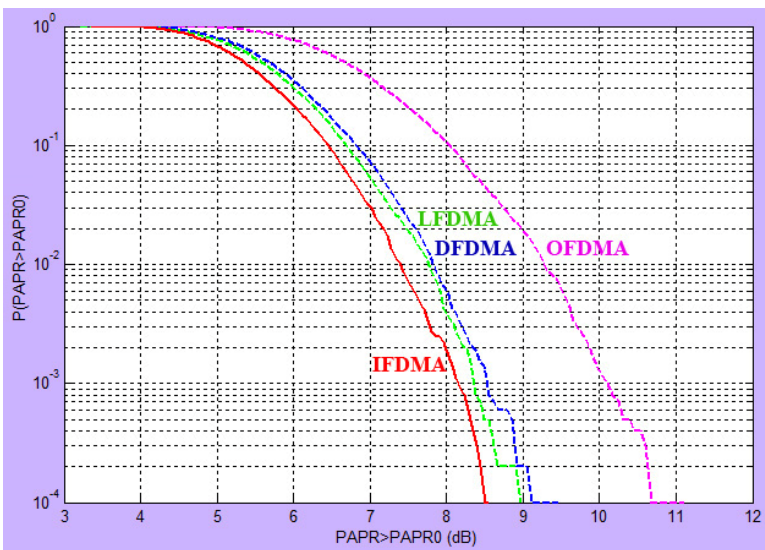
$$P(PAPR > PAPR_0) = 1 - (1 - e^{-PAPR_0})^N \quad (8)$$

На следващите графики са представени резултатите от симулациите на PAPR. Всички те са изчислени на базата на 10 000 броя итерации и честотна лента 5 MHz.

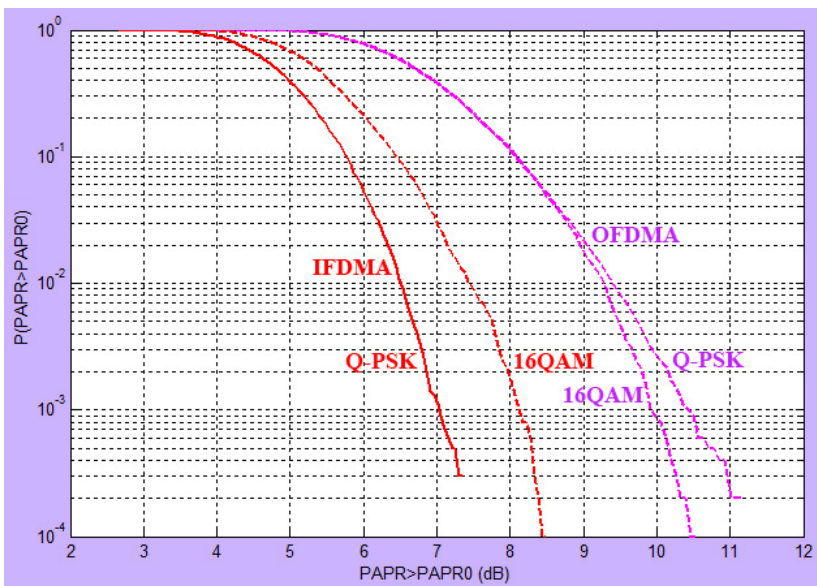
В графиката на фиг.4 са сравнени IFDMA, DFDMA, LFDMA и OFDMA сигнали, с еднакъв брой подносещи - 256, брой входящи символи - 16, 16-QAM - модулация, фактор на разпределение $Q=2$ за DFDMA и коефициент на стръмност $\alpha = 0,1$. Вижда се, че най-ниско значение за PAPR се получава при IFDMA схемата на разпределение. На фиг. 5 е показана зависимостта на PAPR от вида модулация – QPSK и 16QAM. Сравнени са IFDMA и OFDMA, с еднакъв брой подносещи. На фиг. 6 са дадени резултати от симулацията за оценка на PAPR за IFDMA за същите параметри като тези от фиг. 5 за различни филтри и стойности на коефициента на стръмност.

Графиките от фиг. 4, фиг. 5 и фиг. 6 показват каква е вероятността PAPR да бъде по-голяма от дадена стойност $PAPR_0$ и с колко децибела PAPR би надхвърлила $PAPR_0$. Следователно, колкото по-наляво по абсцисата бъде изместена графиката, толкова моментният пик ще бъде по-малък, като по ординатата бихме могли да отчетем вероятността за възникването му.

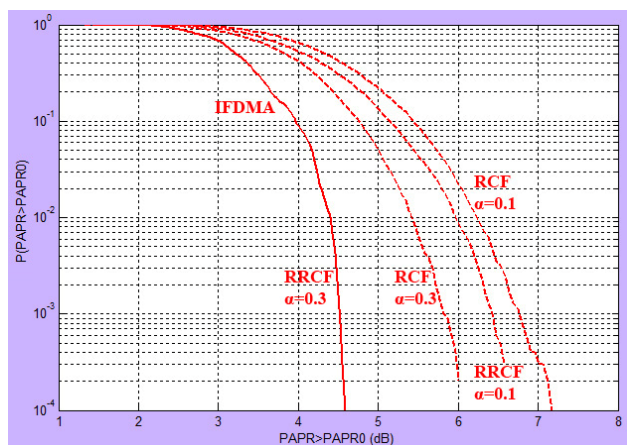
Анализът на зависимостта между различните фактори, влияещи върху вероятността за възникването на моментен пик, както и за големината му при различни модификации на OFDMA, е предмет на следващо изследване.



Фиг. 4 . Резултат от симуляция за PAPR



Фиг. 5 . Резултат от симуляция за PAPR



Фиг. 6 . Резултат от симулация за PAPR

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализът на резултатите от симулационните изследвания показва, че най-ниски значения на PAPR се получават при IFDMA схемата, QPSK модулация, Root Raised CF и коефициент на стръмност $\alpha > 0,1$.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Б. Беджев, Анализ и синтез на системи от сигнали, Университетско издателство „Еп. К. Преславски“, Шумен, 2008
- [2] B. Bedzhev, M. Iliev, A General Method for Synthesis of Uniform Sequences with Perfect Periodic Autocorrelation, Novel Algorithms and Techniques in Telecommunications and Networking, Springer, 2010
- [3] T. Iliev, G. Hristov, P. Zahariev, M. Iliev, Application and evaluation of the LDPC codes for the next generation communication systems, Novel Algorithms and Techniques in Telecommunications, Springer, 2008
- [4] M. Salah, G. Abdel-Fadeel, Z. B. Nossair, Peak to Average Power Ratio Reduction in Single Carrier OFDMA Systems, Military Technical College, Kobry Elkobbah, Cairo, Egypt, 2009
- [5] Hyung G. Myung, Single Carrier Orthogonal Multiple Access Technique for Broadband Wireless Communications, Polytechnic University, Brooklyn, NY, 2007
- [6] Farooq Khan, LTE for 4G Mobile Broadband, Cambridge University Press, 2009
- [7] S. Hussain, Y. Louët, Peak to Average Power Ratio Reduction for Multi-band OFDM System using Tone Reservation, 2006
- [8] A. Eltholth, A. Mikhail, A. Elshirbini, M. Moawad, A. Abdelfattah, Peak-to-Average Power Ratio Reduction in OFDM Systems using Huffman Coding, 2008
- [9] U. Butt, A Study on the Tone-Reservation Technique for PAPR Reduction in OFDM Systems, University of Manchester, 2008

За контакти:

доц. д-р инж. Михаил Илиев, Катедра “Комуникационна техника и технологии”, Русенски университет “Ангел Кънчев”, тел. 082-888 673, e-mail: miliev@uni-ruse.bg
 инж. Виктор Хадживасилев, докторант в катедра “Комуникационна техника и технологии”, Русенски университет “Ангел Кънчев”, e-mail: vit@gbg.bg

Докладът е рецензиран.