УДК 621.396
© Т. Максимюк[1], М. Селюченко[1], 2012

ДОСЛІДЖЕННЯ СПОСОБІВ ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОСТІ ПЕРЕДАВАННЯ В НИСХІДНОМУ КАНАЛІ МОБІЛЬНОЇ МЕРЕЖІ LTE

Пропонуємо порівняльний аналіз найсучасніших розробок пов'язаних із ортогональним частотним мультиплексуванням. Дві основні категорії: OFDM/QAM яка полягає у використанні вузькосмугової квадратурно–амплітудної модуляції та прямокутної віконної функції, та OFDM/OQAM яка використовує квадратурно–амплітудну модуляцію із зсувом та віконні функції з оптимальною частотно–часлвою локалізацією. На відміну від класичного варіанту, OFDM/OQAM дозволяє уникнути використання циклічного префіксу, що дозволяє підвищити спектральну ефективність і відповідно швидкість передавання в каналі LTE.

We provide a comparative study of state–of–the–art in Orthogonal Frequency Division Multiplexing techniques in this report,. Two main categories, OFDM/QAM which adopts baseband Quadrature Amplitude Modulation and rectangular pulse shape, and OFDM/OQAM which uses baseband offset QAM and various pulse shapes. OFDM/QAM can provide high data rate communication and effectively remove intersymbol interference by employing guard interval, which costs a loss of spectral efficiency and increases power consumption. In order to achieve better spectral efficiency, OFDM/OQAM using well designed pulses with proper Time Frequency Localization is of great interest.

1. ВСТУП

Мережі мобільного зв’язку четвертого покоління (LTE) в основному базуються на використанні технології OFDM. Сигнал, який передається в канал являє собою послідовність інформаційних пакетів сформованих у вигляді лінійної комбінації функцій класичного базису Вейля–Гейзенберга. Важливим питанням при побудові мобільних мереж є вирішення проблеми багатопроменевого поширення хвиль, яка в свою чергу призводить до міжсимвольної інтерференції. При боротьбі з будь–якими завадами в радіоканалі, завжди актуальною задачею є пошук ефективних віконних функцій, які б забезпечили якнайкращу локалізацію сигналу в частотно–часовій області.

[1] Національний університет “Львівська політехніка”

2. ВИЗНАЧЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ ЧАСТОТНО–ЧАСОВОЇ ЛОКАЛІЗАЦІЇ

Формулювання даної проблеми зводиться то теорії фон Неймана [1], та теорії елементарних сигналів Габора [2]. На основі цих теорій, Роджер Балліан [3], і Френсіс Лоу [4], одночасно довели, що базиси Габора–фон Неймана, сингулярні, при накладенні на них додаткової умови ортогональності. Тобто властивості одночасної локалізації енергії в частотній і часовій областях, підкоряються принципу невизначеності Гейзенберга [5].

Параметр Гейзенберга, який визначає властивості локалізації сигналу записується в такому вигляді:

$$\xi = \frac{1}{4\pi\Delta t\Delta f} \leq 1, \tag{1}$$

де Δt, Δf – максимальна дисперсія енергії сигналу в часовій та частотній площинах.

Чим більша величина Δt (Δf), тим гірша локалізація сигналу. Ці два параметри можна розрахувати за допомогою наступної системи рівнянь:

$$\begin{cases} \Delta t^2 = \frac{1}{E}\int (t-\bar{t})|x(t)|^2 dt \\ \Delta f^2 = \frac{1}{E}\int (f-\bar{f})|X(f)|^2 df \\ \bar{t} = \frac{1}{E}\int t|x(t)|^2 dt \\ \bar{f} = \frac{1}{E}\int f|X(f)|^2 df \\ E = \int |x(t)|^2 dt = \int |X(f)|^2 df \end{cases}, \tag{2}$$

де E – енергія формуючого прототипу, $\bar{t}, \bar{f}$ – центральні значення відрізків локалізації в часовій та частотній площинах, $x(t)$, $X(f)$ – коефіцієнти швидкого перетворення Фур'є.

Згідно з нерівності Гейзенберга, параметр ξ визначений в таких межах:

$$0 \leq \xi \leq 1, \tag{3}$$

де нижня межа ξ=0, відповідає прямокутній віконній функції, Δf якої прямує до нескінченності, а верхня межа ξ=1 – функції Гауса, яка відповідає ідеальній частотно–часовій локалізації [6].

Однак використання функції Гауса в класичних системах OFDM неможливе, згідно теорії Габора. Базис Габора сформований на основі функції Гауса не є ортогональним.

3. ДОСЛІДЖЕННЯ ПРИНЦИПІВ ФОРМУВАННЯ OFDM СИГНАЛУ

Ортогональний базис Габора (базиз Вейля–Гейзенберга), формується шляхом дискретного зсуву віконної функції *g(t)*, по часу і частоті:

$$g_{mn} = e^{j2\pi mFt} g(t - nT). \quad (4)$$

Щільність розташування QAM сигналів в частотно–часовій площині дорівнює:

$$T \cdot F = 1, \quad (5)$$

де *T*, *F* – часовий і частотний інтервал між QAM символами, відповідно.

Ортогональний базис сформований в (4), при використанні добре локалізованого прототипу, буде суперечити умові (5). Через некомутативність частотно–часової площини, неможливо незалежно маніпулювати тривалістю і шириною спектру сигналу, для досягнення найкращої локалізації. Звідси випливає критична межа сингулярності [7]:

$$T \cdot F < 1. \quad (7)$$

Оскільки, як видно в (5), при використанні класичної схеми OFDM/QAM, умова (7) не виконується, застосування добре локалізованих прототипів (функція “півкосинус”, функція Гауса, або IOTA–функція) є неможливим.

Одним з варіантів вирішення даної проблеми є впровадження квадратурно–амплітудної модуляції із зсувом – Offset QAM (OQAM) [8]. За рахунок ущільнення сигналу за часом OQAM значно розширює можливості локалізації сигналу.

При формуванні сигналу OFDM/OQAM символи QAM (c_{mn}) розділяються на дві складові: дійсну частину $\mathrm{Re}\{c_{mn}\} = a_{mn}$ і уявну $\mathrm{Im}\{c_{mn}\} = b_{mn}$, причому уявна частина зсувається в часі на величину $T_s/2$ щодо дійсної (рис.1).

Базис (4), в цьому випадку запишеться:

$$g_{mn} = e^{j(m+n)\pi/2} e^{j2\pi m v_0 t} g(t - n\tau_0). \quad (8)$$

А формула (5), буде мати вигляд:

$$T' \cdot F' = \frac{1}{2}. \quad (9)$$

Тобто виконується умова теореми Балліана–Лоу (7), за рахунок меншого інтервалу між символами.

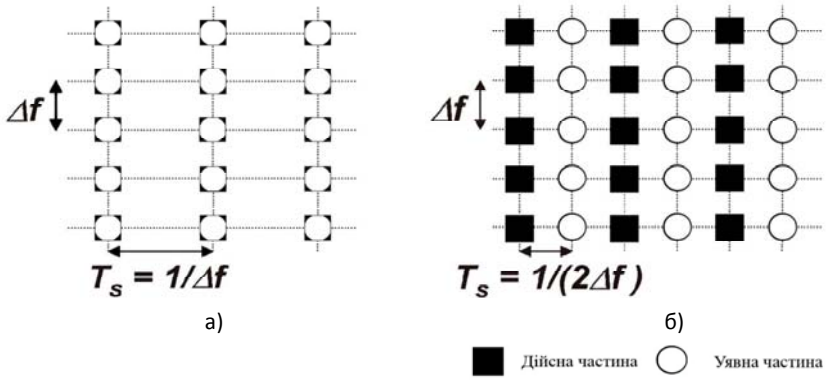

Рис.1. Частотно–часова матриця сигналів OFDM/QAM (а), і OFDM/OQAM (б)

З рис.1 видно, що при застосуванні OFDM/OQAM подвоюється символьна швидкість, вдвічі зменшується кількість інформації на один модуляційний символ, а швидкість передавання інформації залишається незмінною.

Проаналізуємо реалізацію системи OFDM/OQAM з використанням алгоритму IOTA (Isotropic Orthogonal Transform Algorithm) – ізотропне ортогональне перетворення [9].

Нехай $\mathcal{O}_a$ – ортонормований оператор функції x(t) відповідно до виразу:

$$\mathcal{O}_a x(t) = \frac{x(t)}{\sqrt{a\sum_{k=-\infty}^{\infty}|x(t-ka)|^2}},\ a > 0. \qquad (10)$$

Наслідком операції $\mathcal{O}_a$ є ортогональність функції *x(t)* в частотній області. Спробуємо провести такі операції з Гаусівською функцією $g_a(t)$. Застосувавши до неї $\mathcal{O}_{\tau_0}$, отримаємо:

$$y_a(t) = \mathcal{O}_{\tau_0} g_a(t).$$

Виконавши операцію $\mathcal{F}^{-1}\mathcal{O}_{\upsilon_0}\mathcal{F}$ над $y_a(t)$, і врахувавши, що $\Delta\tau_0\Delta\upsilon_0=1/2$, ми отримаємо:

$$\zeta(t) = \mathcal{F}^{-1}\mathcal{O}_{\upsilon_0}\mathcal{F}y_a(t) = \mathcal{F}^{-1}\mathcal{O}_{\upsilon_0}\mathcal{F}\mathcal{O}_{\tau_0}g_a(t) = \mathcal{F}^{-1}\mathcal{O}_{\upsilon_0}\mathcal{F}g_a(t). \qquad (11)$$

де $\zeta(t)$ – IOTA функція.

З (11) легко довести, що IOTA функція буде рівною своєму перетворенню Фур'є, тобто:

$$\mathcal{F}\zeta = \zeta\ . \qquad (12)$$

З рівності (12) видно, що ζ має ізотропні властивості в межах частотно-часової площини. Параметр Гейзенберга для IOTA–функції

$\xi = 0.9769$, близький по значенню до функції Гауса, що підтверджує її хороші властивості частотно–часової локалізації.

4. МОДЕЛЮВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ПОКАЗНИКІВ ЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМИ LTE

Проведемо дослідження переваги компактної функції над прямокутною. Для цього побудуємо просторове зображення частини ресурсного блоку LTE та його проекцію на площину, з метою порівняння інтерференційних загроз для кожної з них. На рис.2 зображено послідовність символів для випадку прямокутного вікна.

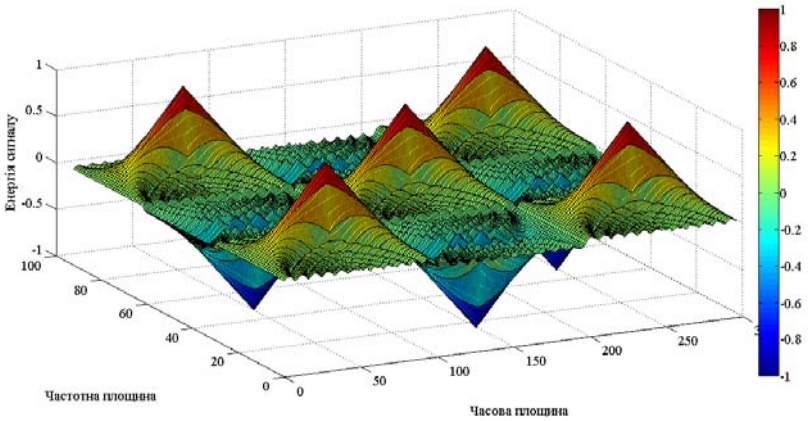

Рис. 2. Просторове представлення послідовності OFDM символів для випадку прямокутного вікна

Для більш точного представлення зобразимо проекцію даної послідовності на частотно–часовій площині (рис. 3).

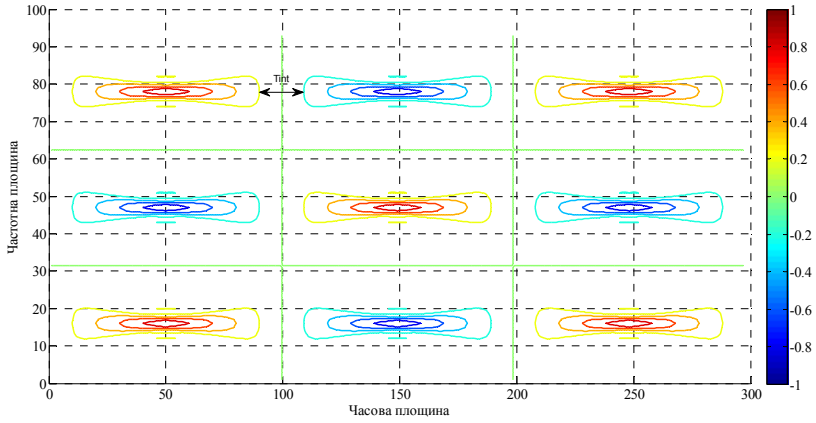

Рис. 3. Проекція послідовності OFDM символів
для випадку прямокутного вікна

Зображений на рисунку часовий інтервал T_{int} показує мінімальне запізнення наступного символу в часі, яке може спричинити міжсимвольну інтерференцію. Приведемо аналогічні залежності для функції IOTA (рис.4, 5).

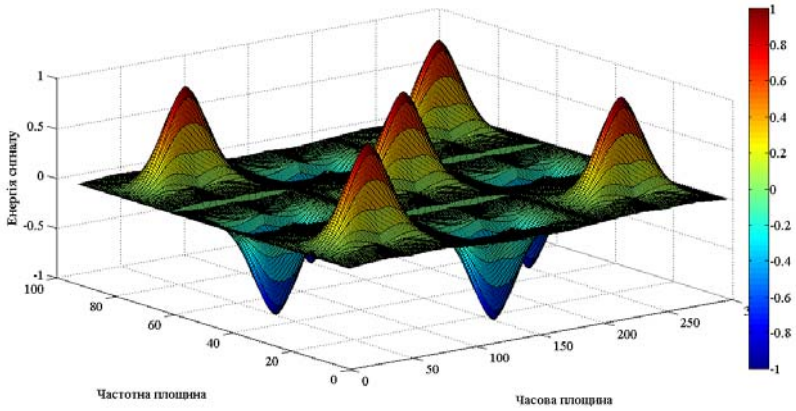

Рис. 4. Представлення послідовності OFDM символів
для віконної функції IOTA

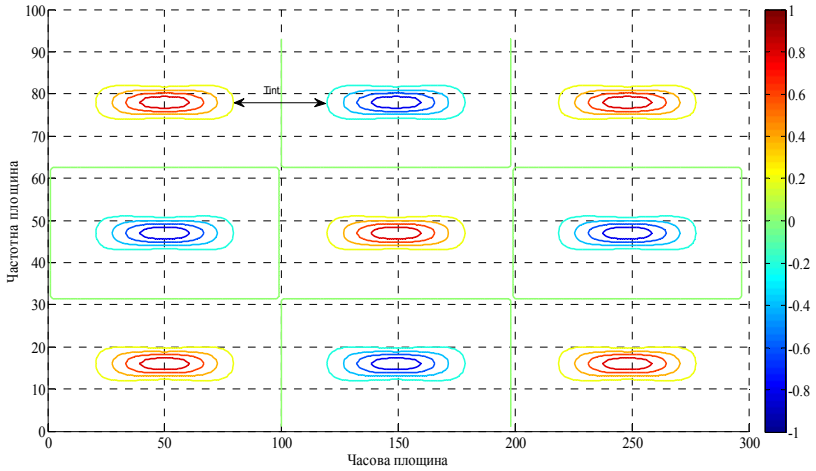

Рис. 5. Проекція послідовності OFDM символів для віконної функції IOTA

Результати моделювання відповідають очікуваним результатам для IOTA функції. Як бачимо з рис.5, інтервал T_{int} для IOTA значно більший ніж для прямокутної віконної функції. Отже можна зпрогнозувати, що використання IOTA–функції в системах OFDM/OQAM теоретично має дати певний виграш в завадозахищеності у порівнянні із прямокутним вікном, тому були проведені відповідні дослідження на основі імітаційної моделі. Отримано залежності імовірності появи бітових помилок від співвідношення "сигнал/шум" для M–QAM та M–OQAM модуляції (рис.6).

Отримані результати показали незначну перевагу OQAM над QAM модуляцією. При цьому OFDM/OQAM реалізована без додавання циклічного префіксу, що є значною перевагою даного методу формування сигналу.

Для порівняння швидкості передавання проведемо дослідження спектральної ефективності. Запишемо формулу для визначення спектральної ефективності OFDM/QAM системи:

$$\eta_{QAM} = log_2 M \left(1 - \frac{T_g}{T_s}\right) \frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}}, \qquad (13)$$

де T_g – тривалість захисного інтервалу, Ts – тривалість OFDM символу, M – кількість позицій для M–QAM модуляції.

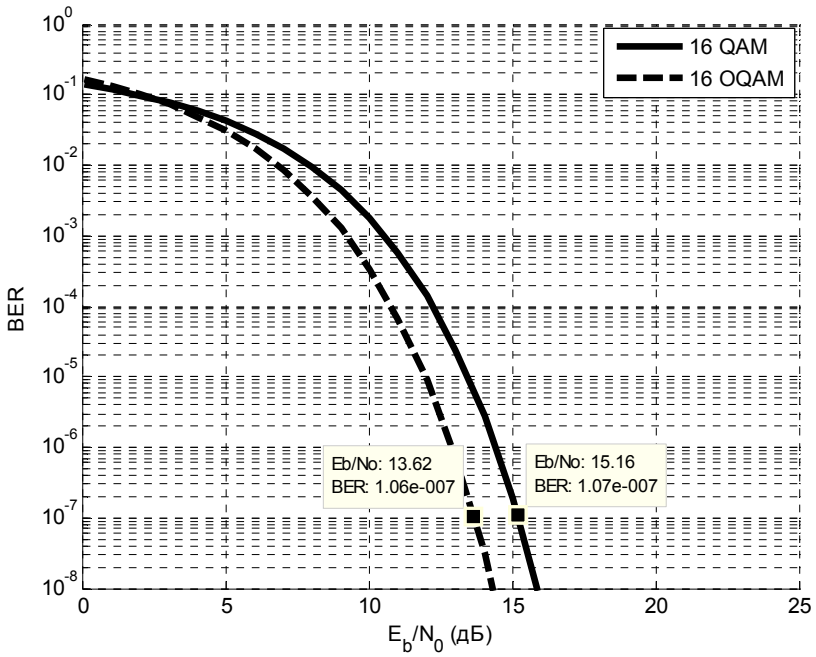

Рис. 6. Залежність BER від Eb/No
для кількості позицій модульованого сигналу M=16

Відповідно для M–OQAM модуляції, без використання захисного інтервалу (13) запишеться наступним чином [10]:

$$\eta_{OQAM} = log_2 M \frac{бит/с}{Гц}, \qquad (14)$$

Введемо коефіцієнт виграшу спектральної ефективності [5]:

$$k_\eta = \frac{\eta_{OQAM}}{\eta_{QAM}}.$$

Тоді швидкість передавання інформації в системах з використанням компактних віконних функцій буде становити:

$$R_{OQAM} = k_\eta R_{QAM}. \qquad (15)$$

Відповідно до цього проведений розрахунок пікових швидкостей передавання в нисхідному каналі LTE, за допомогою імітаційної моделі з врахуванням наступних вхідних даних (табл.1):

M = 64;

Tg = 0.2Ts .

Таблиця 1

Розрахунок пікових швидкостей передавання в нисхідному каналі LTE

Смуга	1.4 МГц		3 МГц		5 МГц		10 МГц		15 МГц		20 МГц	
N несучих	72		180		300		600		900		1200	
Тип модуляції	QAM	OQAM	QAM	OQAM	QAM	OQAM	QAM	OQAM	QAM	OQAM	QAM	OQAM
MIMO 2x2	10,3	12,7	24,1	30,3	40,4	50,5	80,6	102,7	120,5	153,6	161,8	206,1
MIMO 4x4	16,9	21,3	49,3	56,6	76,1	96,3	156,4	193,9	230,2	292,5	320,3	390,1

Варто зауважити, що результати для OQAM модуляції не залежать від використання конкретної віконної функції, тому справедливі для будь–якої іншої віконної функції, за умови, що вона буде “компактною” та не буде вимагати використання циклічного префіксу.

5. ВИСНОВКИ

Властивості локалізації сигнальних конструкцій суттєво впливать на показники ефективності безпровідної системи, що підтверджують проведені дослідження. В роботі показано перевагу застосування віконних функцій з оптимальною частотно–часовою локалізацією на прикладі IOTA–функції. Визначено, що при використанні “компактних” функцій в OFDM, можна обійтись без використання захисних часових інтервалів після кожного символу. Відповідно отримаємо виграш в спектральній ефективності OFDM/OQAM системи, у порівнянні із OFDM/QAM з використанням захисного інтервалу – приблизно на 20%.

Також проведено аналіз інтерференційних загроз за допомогою побудови просторових зображень ресурсного блоку LTE та їх проекцій на площину. Визначено, що інтервал між символами при використанні компактної віконної функції, перевищує інтервал для прямокутної функції, навіть при додаванні в ній захисного інтервалу. Це дозволяє забезпечити необхідне значення параметра BER при меншому (на 12%) співвідношенні “сигнал/шум”.

Відповідно до цього проведено розрахунок пікових швидкостей передавання, і визначено, що для всіх варіантів реалізації LTE, використання OQAM модуляції у поєднанні з компактною віконною функцією дозволяє підвищити швидкість передавання інформації. Згідно з одержаними розрахунками, максимальна швидкість нисхідного каналу LTE при використанні 64–OQAM модуляції, та антенної конфігурації MIMO 4x4, становить 390 Мбіт/с (для порівняння в 64–QAM – 320 Мбіт/с).

Отже, використання віконних функцій з оптимальними властивостями частотно–часової локалізації є перспективним напрямком розвитку сучасних безпровідних систем в рамках концепції Long Term Evolution.

1. von Neumann J 1955 Mathematical Foundations of Quantum Mechanics (Princeton: Princeton University Press) 2. Gabor 1946 Theory of communication J. IEE 93 429–57 3. Balian R 1981 Un principe d'incertitude fort en theorie du signal ou en mecanique quantique C. R. Acad. Sci., Paris 292 1357–62 4. Low F 1985 Complete sets of wave packets A Passion for Physics–Essay in Honour of Georey Chewed C DeTar (Singapore: World Scientic) pp 17–22 5. Яремко О.М., Максимюк Т.А., Кричко Д.І. Підвищення ефективності радіоінтерфейсу безпровідних систем наступного покоління. 4–й Міжнародний радіоелектронний форум "Прикладна радіоелектроніка. Стан і перспективи розвитку" Матеріали конференції "Телекомунікаційні системи і технології" ТСТ–2011 с.261–265. 6. J.Du, S.Signell. Classic OFDM Systems and Pulse Shaping OFDM/OQAM Systems, Electronic, Computer, and Software Systems Information and Communication Technology, Feb. 2007. 7. Максимюк Т.А., Холявка О.В., Москва Я.В. Вибір ефективних формуючих функцій для синтезу OFDM сигналу з оптимальними локалізаційними характеристиками. Науково–методична конференція „Сучасні проблеми телекомунікацій та підготовка фахівців – 2011". Матеріали конференції 27–30 жовтня 2011 р. – Львів, 2011. – С.33–36. 8. 3GPP TR 25.892 Feasibility Study for OFDM for UTRAN enhancement // Release 6, 2004 – V2.0.0. 9.S. Signell, IOTA Functions and OFDM," Slides and MATLAB code, 2003–2004. 10.T.A. Maksymyuk, S.S. Dumych. Increasing the spectral efficiency of OFDM signal, "Computer Science & Engineering 2011" (CSE–2011), 24–26 November 2011, Lviv, Ukraine.