

УДК 621.396.4

DOI: 10.31673/2412-9070.2022.044549

Л. П. КЛОБУКОВА, здобувач;

А. І. ТОРОШАНКО, здобувач;

І. П. ШВЕЦЬ, здобувач,

Національний авіаційний університет, Київ

СПЕКТРАЛЬНА ЕФЕКТИВНІСТЬ СИГНАЛІВ БАГАТОКАНАЛЬНИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ З ОРТОГОНАЛЬНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

Розглянуто похибки відновлення вихідних неперервних сигналів у цифрових системах зв'язку з ортогональною модуляцією підносійних з еквідистантним розташуванням (так звана технологія OFDM). Як науково-технічне підґрунтя проблеми застосовано теорію радіотехнічних кіл та сигналів. Проаналізовано спектри дискретних сигналів, досліджено вплив порушень умов теореми Котельникова та асимптотику похибок відновлення вихідних неперервних сигналів. Розроблено методи аналізу складених сигналів із довільним вибором частоти дискретизації рознесених підносійних, здобуто кількісні оцінки якості відновлення сигналів на приймальному боці з використанням методу підсумовування інтегралів Фур'є за Фейсром. Показано, що в разі узгодження величини частотного зсуву базисних функцій розкладання в ряд та ширини спектра основної та бічних пелюсток у спектрі вихідного сигналу можна розраховувати на мінімальний вплив взаємних завад та міжсимвольної інтерференції складеного сигналу. Крім того, встановлено, що коректний вибір ядра Фейсра та дискретизації OFDM-сигналів дає можливість підвищити точність відновлення сигналів на приймальному боці та загальну ефективність системи безпроводового зв'язку завдяки зменшенню енергії пульсацій Гіббса. Спектральна ефективність сигналів, що використовуються в системах безпроводового зв'язку, істотно залежить від коректного вибору ядра згладжування. Також під час динамічної зміни кількості членів ряду розкладання в безпроводових мережах зменшується вплив частотних колізій, пульсацій Гіббса та рівень внутрішньосистемних завад. Порівняльний аналіз інших множників згладжування, зокрема множника Ланцоша, двопараметричного множника тощо під час розкладання в ряд за квазіортогональною системою базисних функцій свідчить, що похибки відновлення вихідних сигналів залежать від різних чинників впливу. Установлено також, що універсального методу для вибору згладжуваного множника (або ядра), існувати не може. Ця проблема потребує додаткових досліджень аналітичного та розрахункового характеру.

Ключові слова: технологія OFDM; теорія радіотехнічних кіл та сигналів; теорема Котельникова; ядро Фейсра; множник Ланцоша.

ВСТУП

Цією статтею завершується цикл робіт із методів ортогонального та квазіортогонального частотного розділення каналів у безпроводових системах та мережах зв'язку. Основний напрям наукових досліджень — упровадження методів теорії радіотехнічних кіл та сигналів. У пропонуваній статті розглянуто методи аналізу спектрів сигналів та характеристик систем, що опрацьовують сигнали з обмеженим спектром та з обмеженою довжиною зі скінченою кількістю складових ряду Котельникова.

У статтях [1; 2] на наукових засадах теорії сигналів та ортогональних розкладань розглянуто принципи мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів для обміну даними з прийнятною швидкістю через довільні середовища передавання. Проаналізовано похибки відновлення сигналів на приймальному боці цифрової системи зв'язку, залежності похибок від частоти дискретизації вихідного сигналу та від кількості членів ряду розкладання. Аналітично та розрахунково встановлено, що точність відновлення сигналу, яка виражається через евклідову відстань між вихідним та відновленим сигналами, передусім залежить від співвідношення між шириною спектра сигналу та частотою дискретизації.

Водночас резюмується, що максимальне значення обвідної пульсацій Гіббса, на жаль, зі збільшенням кількості членів ряду розкладання не спадає, і це є чинником впливу на пік-фактор сигналу, який лишається досить високим. Більш того, у разі збільшення кількості підносійних пік-фактор результуючого сигналу прагне до пік-фактора білого шуму [3–5].

У поданій статті основну увагу приділено аналізу OFDM-сигналів із різною кількістю підносійних і методам підвищення спектральної ефективності таких сигналів.

ОСНОВНА ЧАСТИНА

Математичне підґрунтя аналізу спектральної ефективності сигналів

Насамперед дамо деякі важливі терміни та визначення. Водночас, як і раніше [1; 2], орієнтуватимемося на загальну теорію радіотехнічних кіл та сигналів.

Як зазначено в [1], у теорії та практиці аналізу електричних сигналів широко використовується теорема Котельникова, на підґрунті якої формується відповідний ряд. Членами ряду є функції вигляду $\text{sinc } x = \sin x/x$, інваріантні до часового зсуву.

Оскільки амплітудно-частотний спектр прямокутного імпульсу описується функцією $|\varphi(x)| = |\text{sinc}(x)| = |\sin(x)/x|$, розкладання саме в ряд

© Л. П. Клубукова, А. І. Торощанко, І. П. Швець, 2022

Котельникова є найбільш природним та наочним інструментом формування дискретного сигналу, аналізу його параметрів та методів відновлення на приймальному боці.

Система базисних функцій ряду Котельникова є ортогональною за визначенням, оскільки в точках переходу довільної функції $\varphi_n(t)$ через m -й нуль ($m = 1, 2, \dots$) усі інші базисні функції $\varphi_k(t)$, $k = 0, 1, 2, \dots$ також мають нульові значення. У разі вибору частоти дискретизації за теоремою Котельникова умова ортогональності дотримується. Крім того, ряд Котельникова точно визначає заданий сигнал у точках відліку, оскільки коефіцієнтами ряду є значення самих вибірок із функції, тобто величини відліків сигналу.

Через обмеження кількості членів ряду розкладання виникають пульсації Гіббса. Вони мають таку специфіку [2]:

- обвідна загасань пульсацій близька до обвідної амплітудно-частотного спектра вихідного сигналу;
- частота пульсацій близька до частоти першого відкинутого члена ряду;
- амплітуда головної пелюстки пульсацій не змінюється зі збільшенням кількості членів розкладання. У цьому можна практично переконатися в процесі аналізу пульсацій.

Для теоретичного обґрунтування закономірностей пульсацій Гіббса розглянемо похибки під час застосування строгого перетворення Фур'є вихідної функції з табличним задаванням та обмеженнями, які неминуче впливають з цього. На похибки результату перетворення впливають такі чинники:

- *перший* — неточність вихідних значень, яка, звісно, відбивається і на кінцевий результат;
- *другий* — застосування під час обчислення інтеграла Фур'є тих чи інших квадратурних формул, оскільки точний процес інтегрування неможливий у принципі;
- *третій* — заміна нескінченних меж інтегрування скінченими.

Найбільший інтерес представляє саме третій чинник. Розглянемо його докладніше.

Нехай ми маємо абстрактну неперіодичну речову функцію $f(x)$, діапазон існування якої $-\infty \leq x \leq \infty$, а принципівим обмеженням, що на неї накладається, є інтегрованість у квадраті:

$$\int_{-\infty}^{\infty} [f(x)]^2 dx < \infty.$$

Подамо її інтеграл Фур'є

$$f(x) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega x} \varphi(\omega) d\omega. \quad (1)$$

Замінивши в (1) нескінченні межі інтегрування скінченими, дістанемо нову функцію

$$f_{\Delta}(x) = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^{j\omega x} \varphi(\omega) d\omega. \quad (2)$$

Цей інтеграл можна подати у вигляді

$$f_{\Delta}(x) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega x} \mu(\omega) \varphi(\omega) d\omega, \quad (3)$$

де $\mu(\omega)$ — прямокутна вагова функція:

$$\mu(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \Delta/2; \\ 0, & |\omega| > \Delta/2. \end{cases} \quad (4)$$

Нехай $M_{\Delta}(x)$ — обернене перетворення Фур'є функції $\mu(\omega)$, тоді внаслідок властивостей перетворення Фур'є матимемо:

$$f_{\Delta}(x) = M_{\Delta}(x) \otimes f(x), \quad (5)$$

де символ \otimes означає операцію згортки.

Обчислення функції $M_{\Delta}(x)$ дає уповні очікуваний результат:

$$M_{\Delta}(x) = \frac{\sin \Delta x}{\pi x}. \quad (6)$$

Функція $M_{\Delta}(x)$ має яскраво виражений коливний характер, причому амплітуда коливань зі зростанням $|x|$ зменшується повільно (як $1/|x|$). Ці її якості, природно, певною мірою передаються і функції $f_{\Delta}(x)$. Особливо виразно цей вплив дається знаки у випадках, коли $f_{\Delta}(x)$ має розриви (хоча б першого роду).

Щоб дослідити цей ефект у «чистому» вигляді, візьмемо як тестову функцію східчасту функцію:

$$f_{\text{cx}}(x) = \begin{cases} 0, & x \leq 0; \\ 1, & x \geq 0. \end{cases} \quad (7)$$

Очевидно, згортку (5) із функцією (7) можна подати в такий спосіб:

$$f_{\Delta}(x) = \int_{-\infty}^x M_{\Delta}(y) dy. \quad (8)$$

Підставивши сюди функцію (6), дістанемо

$$f_{\Delta}(x) = \int_{-\infty}^x \frac{\sin \Delta y}{\pi y} dy = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\Delta x} \frac{\sin \Delta x}{x} dx.$$

або

$$f_{\Delta}(x) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \text{Si}(\Delta x), \quad (9)$$

де $\text{Si}(x)$ — інтегральний синус:

$$\text{Si}(x) = \int_0^x \frac{\sin t}{t} dt.$$

Графік функції, розрахованої чисельним методом, зображено на рис. 1. Як бачимо, тут наочно розкривається коливний характер функції $M_{\Delta}(x)$. Цей ефект був помічений спочатку на рядах Фур'є і дістав назву *явище Гіббса*. Зауважимо, що при $x = 1$ спостерігається асимптотичне наближення $\text{Si}(x) = \frac{\pi}{2} - \frac{\cos x}{x}$, а тому $f_{\Delta}(x) = 1 - \frac{\cos \Delta x}{\pi x}$.

Звідси випливає, що частота коливань (чи, якщо завгодно, довжина хвилі) відповідає частоті зрізу ω_{Δ} , і амплітуда цих коливань зі зростанням

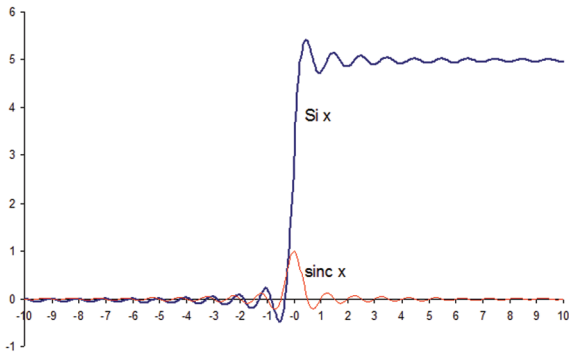


Рис. 1. Функція $\text{sinc } x = \sin x/x$ та функція інтегрального синуса $\text{Si}(x)$

x зменшується повільно (як $1/x$). Величина Δ входить у вираз (9) лише під знаком функції Si , а тому зі зростанням Δ хвилі стають дедалі коротшими і «стягуються» до точки розриву, причому амплітуди пульсацій Гіббса поблизу розриву не залежать від Δ (тобто амплітуди зі зростанням Δ не зменшуються). Зі свого боку частота пульсацій Гіббса обернено пропорційна до величини Δ .

Пульсації Гіббса виникають як поблизу розриву, так і в околі інших особливостей, таких, наприклад, як гострі піки. Ефект Гіббса, безумовно, є небажаним явищем. Він маскує справжній хід функції, створює хибні деталі й ускладнює подальше математичне оброблення. Тому цілком зрозуміло прагнення позбавитися ефекту Гіббса навіть ціною певної втрати точності.

До сказаного слід додати істотну обставину. Якщо $f(x)$ — довільна, абсолютно інтегрована функція, то послідовність функцій $f_\Delta(x)$, що задаються інтегралом (2), при $\Delta \rightarrow \infty$ буде, по суті, розбіжною (зауважимо, що для багатьох Δ функції f_Δ неінтегровані, і їх треба розраховувати чисельними методами). Формула оберненого перетворення Фур'є $f(x) = \frac{1}{2\pi} \int e^{j\omega x} \varphi(\omega) d\omega$, строго кажучи, втрачає сенс.

Метод підсумовування інтеграла Фур'є та впливу на спектральну інтенсивність сигналів

Існує спосіб, який з огляду на функцію $\varphi(\omega)$ дає змогу побудувати й функцію $f(x)$. Це підсумовування інтеграла Фур'є за Фейером [6–9]. Цей спосіб полягає в тому, що в інтегралі (3) як множник береться не прямокутна функція (4), а трикутна:

$$\mu(\omega) = \begin{cases} 1 - |\omega|/\gamma, & |\omega| \leq \gamma; \\ 0, & |\omega| > \gamma. \end{cases} \quad (10)$$

Виявляється [6], що послідовність функцій $f_\gamma(x)$, визначених інтегралом (3), завжди сходиться за нормою L_2 до функції $f(x)$.

Функція тепер матиме такий вигляд:

$$M_\Delta(x) = \frac{2}{\pi \Delta x^2} \sin^2 \frac{\Delta}{2} x, \quad (11)$$

її називають ядром Фейера [7; 8].

Отже, множник (10) перетворює в певному сенсі розбіжний інтеграл Фур'є на збіжний. На цій підставі його можна назвати підсумовувальним множником, а функцію (11) — підсумовувальним ядром. Не зайве зауважити, що підсумовувальна здатність множника (10) поширюється і на більш широкі класи функцій [9].

Крім функцій (10), (11) відомі й інші множники та ядра підсумовування [6].

Звернемо увагу на те, що ядро Фейера (11) є невід'ємною функцією. Звідси випливає, що згортка цього ядра з східчастою функцією (7), що виражається інтегралом (8), є функція монотонно зростаюча. Інакше кажучи, під час підсумовування за Фейером амплітуда пульсацій Гіббса зменшується. На цій підставі множник (10) і ядро (11) можна назвати згладжувальними множником і ядром.

Проте слід визнати, що таке згладжування діється занадто дорогою ціною, оскільки згладжувальний множник (10) занадто сильно спотворює низькочастотні складові функції. Тому як згладжувальні множники частіше застосовують інші функції. Відомий, наприклад, так званий σ -множник Ланцоша [9]:

$$\mu_L(\omega) = \begin{cases} \frac{\Delta}{\pi} \frac{\sin \frac{\pi}{\Delta} \omega}{\omega}, & |\omega| \leq \Delta; \\ 0, & |\omega| > \Delta. \end{cases} \quad (12)$$

Ядром для нього є така функція:

$$p_\gamma(x) = \frac{\Delta}{2\pi^2} [\text{Si}(\Delta x + \pi) - \text{Si}(\Delta x - \pi)]. \quad (13)$$

Однак тут не слід випускати з уваги один істотний нюанс. Якщо ми оцінюватимемо різницю між функціями i , наприклад, за нормою простору, то з'ясується (при тому самому значенні Δ), що ця різниця мінімальна в разі, коли $f_\Delta(x)$ визначається за формулою (2), тобто коли ефект Гіббса виявляється найвиразніше.

На відріжку, де $f(x)$ відмінна від нуля, найближче до $f(x)$ та функція $f_\Delta(x)$, яку здобуто за допомогою ядра (6) (тобто, по суті, за допомогою інтеграла (2)). Але поза цим інтервалом найкращий результат дає ядро Ланцоша (13). Як і слід очікувати, ядро Фейера дає найбільш гладку функцію. З цього прикладу цілком зрозуміло, що універсального рецепта для вибору згладжувального множника (або ядра) існувати не може [10; 11].

Потрібно зауважити, що все зазначене раніше стосується переважно того випадку, коли «обрив» інтеграла Фур'є відбувається на такій частоті, для якої функція ще істотно відмінна від нуля. Тут уже сам факт «обриву» інтеграла зумовлює помітне спотворення функції $f(x)$, яке неможливо виправити ніяким згладжувальним множником [12; 13]. Іноді такі спотворення завдання загалом

неважливі; наприклад, під час оброблення сигналів трапляються випадки, коли високочастотні складові сигналу не мають значення. Тоді, дійсно, головної уваги варте збереження гладкості функції $f(x)$, тобто боротьба з пульсаціями Гіббса. У тому разі, коли «обрив» інтеграла Фур'є з'являється на таких частотах, поза якими функція нехтовно мала, ситуація значно спрощується. Ефект Гіббса тут має залишковий характер, і його можна позбутися без помітного спотворення функції $f(x)$. Як приклад розглянемо такий згладжувальний множник:

$$\mu(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \delta; \\ \frac{1}{2} \left(1 + \cos \pi \frac{|\omega| - \delta}{\gamma - \delta} \right), & \delta < |\omega| \leq \gamma; \\ 0, & |\omega| > \gamma. \end{cases} \quad (14)$$

Цей множник залежить від параметрів γ, δ , причому має виконуватися нерівність $0 \leq \delta \leq \gamma$ (рис. 2).

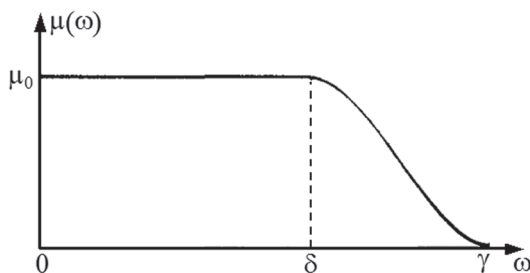


Рис. 2. Графік двопараметричного множника згладжування

При $\delta = \gamma$ множник (14) перетворюється на прямокутний; він близький за своїм характером до множника Ланцоша, відрізняючись від останнього неперервністю першої похідної і, отже, більш швидким загасанням коливань відповідного ядра $p(x)$. Загалом, чим ближче δ до γ , тим менше спотворюється функція $\phi(\omega)$ (а отже, й $f(x)$), але тим більша небезпека виникнення гіббсівських осциляцій. Тут, без сумніву, дуже важливо знати, яка частка загальної енергії сигналу міститься в межах однієї, двох, трьох і т. д. пелюсток спектральної діаграми.

Як уже було зазначено, у разі застосування стандартної процедури розкладання в ряд Котельникова з прямокутною функцією згладжування ми дістаємо базисні функції розкладання вигляду $\sin x/x$, рівень пелюсток яких спадає порівняно повільно (за функцією $1/x$). Результати розрахунку відносної частки енергії сигналу залежно від кількості пелюсток наведено в таблиці.

Відносна частка енергії сигналу залежно від кількості пелюсток

| Кількість пелюсток k | 1 | 2 | 3 |
|------------------------|-------|-------|-------|
| Частка енергії, % | 0,902 | 0,950 | 0,967 |

Як бачимо, у центральній пелюстці зосереджено майже 90% усієї енергії. Тому якщо прямокутний відеоімпульс подати на ідеальний фільтр нижніх частот, який рівномірно і без послаблення пропускає всі частоти від 0 до $2\pi/t_p$ рад⁻¹ (межа першої пелюстки), то на виході буде здобуто сигнал, енергія якого становитиме 90,2% від енергії коливання на вході. Під час аналізу сигналу на виході фільтра для задовільного відновлення форми сигналу спектральним методом потрібно врахувати не менш як чотири пелюстки.

Такий підхід до оцінювання реальної ширини спектра сигналу не розкриває всієї картини явища. Так, невідомим залишається ступінь спотворення форми сигналу через дії фільтра. Однак якщо відомості про форму коливання відступають на другий план, а величина енергії набуває першорядного значення, то енергетичне оцінювання ширини спектра стає особливо доцільним. Наприклад, із даних видно, що перехід від $k = 1$ до значення $k = 2$, тобто дворазове розширення смуги частот пристрою, через яке проходить відеоімпульс, збільшує енергію корисного сигналу всього на 4,8%. Водночас зрозуміло, що завади (а вони зазвичай наявні) завдяки цьому можуть збільшити свою енергію, наприклад удвічі, якщо їх енергетичний спектр рівномірний у діапазоні частот, що використовується. Отже, не виправдане розширення смуги пропускання фільтра небажане.

Сигнали трикутної форми, як і прямокутної, також досить широко використовуються під час практичного застосування OFDM-сигналів. Трикутний імпульс може розглядатися як згортка двох прямокутних імпульсів тривалістю t_p . Звідси випливає, що згідно з теоремою про згортку його спектр дорівнює добутку спектрів цих імпульсів:

$$S(\omega) = S_0 \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2,$$

де $x = \omega t_p / 2$.

Пелюстки спектра трикутного імпульсу тієї самої ширини, що і прямокутного, але всі вони позитивні і загасають набагато швидше (пропорційно до $1/x^2$). Тому ефективна ширина його спектра значно менша, ніж прямокутного. У центральній пелюстці зосереджено 99,7% всієї енергії сигналу, і для хорошого відтворення форми трикутника під час синтезу досить врахувати частоти лише цієї пелюстки.

Отже, для досягнення максимальної спектральної ефективності сигналу, що використовується, потрібно брати до уваги не тільки ширину спектра та розподіл енергії у спектрі сигналу, а й сторонні чинники, вплив яких має суперечливий характер. Для досягнення оптимального розв'язку проблеми треба застосовувати системний підхід як універсальний метод аналізу складних систем та процесів.

ВИСНОВКИ

1. У статті проаналізовано практичні методи й особливості формування та застосування сигналів специфічного виду — OFDM-сигналів.

Проблему розглянуто з позицій теорії радіотехнічних кіл та сигналів. Для безпроводових мереж та систем зв'язку такий підхід вважається найбільш теоретично обґрунтованим та перспективним. Завдяки йому з'являються можливості виводити рівняння та формули в замкненій формі, з використанням яких можна діставати асимптотичні кількісні оцінки нев'язок відновлення сигналів. Ці підходи вважаються вельми перспективними, оскільки здобуті за їх допомогою результати мають певною мірою узагальнювальний характер і можуть давати кількісні характеристики їх потенціальної чутливості та стійкості.

2. Ключовою вимогою є не стільки вибір якомога більшої частоти дискретизації, скільки дотримання цілочисельності співвідношень між частотою дискретизації та шириною основної та бічних пелюсток спектра сигналу.

3. Застосування множників із трикутними та близькими до них функціями згладжування може дати позитивний ефект для послаблення пульсацій Гіббса, але потребує ретельного врахування інших чинників впливу. По суті, це складне і неоднозначне завдання системного аналізу.

Список використаної літератури

1. Клобукова Л. П., Торошанко А. І. Асимптотичні характеристики багатоканальних систем доступу з ортогональною фільтрацією // Зв'язок. 2022. №2 (156). С. 40–45.
2. Клобукова Л. П., Швець І. П., Торошанко А. І. Похибки відновлення сигналів у багатоканальних системах зв'язку з ортогональною модуляцією // Телекомунікаційні та інформаційні технології. 2022. №2 (75). С. 77–84.

3. Lowery A. J. Spectrally efficient optical orthogonal frequency division multiplexing. *Philosophical Transactions of the Royal Society // Mathematical, Physical and Engineering Sciences*. 2020. 378(2169). 20190180.

4. **Peak-to-Average** Power Ratio of Multicarrier Faster-Than-Nyquist Signals: Distribution, Optimization and Reduction / A. Liu, S. Peng, L. Song [et al.] // *IEEE Access*. 2018. 6. P. 11977–11987.

5. Li Y., Stuber G. *Orthogonal frequency division multiplexing for wireless communications*. Springer, 2006. 306 с.

6. Serov V. *Fourier Series, Fourier Transform and Their Applications to Mathematical Physics*. Springer International Publishing AG, 2017. 534 p.

7. Tuladhar B. M., Carvajal-Gamez B., Lypez-Bonilla J. Fejer's Kernel and its Associated Polynomials // *American-Eurasian Journal of Scientific Research*. 2019. 14 (1). P. 4–5.

8. He M. The study on the kernel of series // *IOP Conf. Series: Journal of Physics: Conf. Series* 1168 2019. P. 1–9.

9. Bashirov A. E. *Mathematical Analysis Fundamentals*. Elsevier Inc., 2014. 348 p.

10. **Multicarrier** Modulated Signal for Cognitive Radio with Low Peak-to-Average Power Ratio / Javid A Sheikh, Mehboob ul Amin, Shabir A Parrah, G. Mohiuddin Bhat // *International Journal of Applied Mathematics, Electronics and Computers, IJAMEC*. 2016. 4(4). P. 113–120.

11. Dogukan A. T., Basar E. Orthogonal frequency division multiplexing with power distribution index modulation // *ELECTRONICS LETTERS*, 15th October 2020. Vol. 56, No. 21. P. 1156–1159.

12. **Experimental** Assessment of 10Gbps 5G Multicarrier Waveforms for High-layer Split u-DWDM-PON-based Fronthaul / S. Sarmiento, J. A. Altabas, S. Spadaro, J. A. Lazaro // *Journal of Lightwave Technology*. 2019. P. 1–1.

13. **Wireless** MEMS Networks and Applications / Deepak Utamchandani (Ed.). Woodhead Publishing, The Officers' Mess Business Centre, Royston Road, Duxford, CB22 4QH, United Kingdom, 2017. Elsevier Ltd. 267 p.

L. P. Klobukova, A. I. Toroshanko, I. P. Shvets

SPECTRAL EFFICIENCY OF SIGNALS OF MULTICHANNEL COMMUNICATION SYSTEMS WITH ORTHOGONAL MODULATION

The errors of restoration of original continuous signals in digital communication systems with orthogonal modulation of equidistant subcarriers (the so-called OFDM technology) are considered. The theory of radio circuits and signals is applied as a scientific and technical basis of the problem. The spectra of discrete signals were analysed, the influence of violations of the conditions of Kotelnikov's theorem and the asymptotics of the recovery errors of the original continuous signals were investigated. Methods for analysing composite signals with arbitrary selection of the sampling frequency of spaced subcarriers have been developed, and quantitative estimates of the quality of signal restoration on the receiving side have been obtained using the method of summing Fourier integrals according to Fejer. It is shown that when the amount of frequency shift of the basic series decomposition functions and the width of the spectrum of the main and side lobes in the spectrum of the output signal are matched, it is possible to count on the minimal influence of mutual interference and intersymbol interference of the composite signal. In addition, it was established that the correct selection of the Fejer kernel and discretisation of OFDM signals allows increasing the accuracy of signal recovery on the receiving side and the overall efficiency of the wireless communication system due to the reduction of Gibbs pulsations energy. Spectral efficiency of signals, which are used in wireless communication systems, depends in great degree from correct choice of smoothing kernel. Also, with a dynamic change in the number of members of the decomposition series in wireless networks, the influence of frequency collisions, Gibbs ripples, and the level of intersystem interference is reduced. Comparative analysis of other smoothing factors, such as Lanzosh factor, two-parameter factor, etc. When decomposing in a series on a quasi-orthogonal system of basis functions shows that the errors of restoring the output signals depend on various influencing factors. It was also established that there couldn't be a universal recipe for choosing a smoothing multiplier (or kernel). This problem requires additional research of an analytical and computational nature.

Keywords: OFDM technology; theory of radio circuits and signals; Kotelnikov's theorem; Fejer's kernel; Lanzosh multiplier. ✓