

УДК 621.396.2

DOI: 10.31673/2412-9070.2020.040311

О. М. ВЛАСОВ, доктор техн. наук, професор;
О. Л. ТУРОВСЬКИЙ, канд. техн. наук, доцент,
Державний університет телекомунікацій, Київ

МЕТОДИ ТА МОДЕЛІ СУЧАСНИХ ВИДІВ МОДУЛЯЦІЙ ІЗ РОЗШИРЕНИМ СПЕКТРОМ У ПРОГРАМНО-КЕРОВАНИХ СИСТЕМАХ

Описано основні методи перспективних технологій *UF-OFDM*, *FBMC* і *GFDM*, які є логічним продовженням розвитку *OFDM*-модуляції. Технологія *FBMC* має чимало спільного з *CP-OFDM* та *OFDM*, які використовують циклічний префікс як захисний сигнал. *GFDM* є гнучким методом передавання з кількома несучими, який багато в чому схожий із *OFDM*. *UF-OFDM* використовує фільтрацію, щоб забезпечити свої унікальні характеристики.

Запропоновано аналіз перспектив розвитку стандартів *MIMO*. Показано, що специфікація *MU-MIMO* є однією з найбільш значущих технологічних удосконалень *MIMO*. Специфікація *MU-MIMO* є розвитком технології *MIMO* і спробою вирішення проблеми зростаючого обсягу переданих даних у безпроводових мережах. Завдяки їй уся пропускна здатність мережі може бути ефективно використана, а користувачі отримають можливість обміну даними зі швидкістю гігабайт за секунду. Встановлено, що система антенних ланцюжків від чотирьох до чотирьох та трьох користувачів є найбільш продуктивною та ефективною.

Розкрито сутність методу зменшення інтервалу спостереження за несучою частотою системою синхронізації демодулятора, заснованому на використанні ковзного ШПФ (*sliding FFT*), який може бути запропонований під час реалізації зазначених технологій модуляції сигналів.

Ключові слова: *UF-OFDM*; *FBMC*; *GFDM*; *MIMO*; ковзне ШПФ.

ВСТУП

Історично склалося, що нові покоління технологій радіодоступу впроваджуються з інтервалом приблизно десять років, щоб впоратися зі зростанням мобільного Інтернет-трафіку. Це дає можливість повною мірою скористатися еволюцією технологічних компонент без будь-якого застарілого тягаря.

У 2010 році завершено розроблення специфікацій технології *Long Term Evolution-Advanced (LTE-A)*, яка належить до 4-го покоління (4G) технологій мобільного зв'язку. Технології радіодоступу 5-го покоління (5G), як очікується, стануть доступними для комерційного запуску близько 2020 року [1]. Їх розвиток триватиме до 2030, після чого ми зможемо набутися потенційного досвіду користування технологіями 6-го покоління (6G).

Оскільки нині виконується стандартизація технологій мобільного зв'язку, щоб закласти фундамент безпроводових мереж 5G, існує загальна думка про необхідність замінити фундаментальну технологію *OFDM* більш ефективними, здатними краще функціонувати в умовах 5G. З цією метою, в 2015-2016 роках було введено низку нових форм модуляції. Варто зауважити, що водночас ці методи мають основний принцип технології *OFDM*, головна ідея якої полягає в тому, щоб поділити частотно-вибірковий канал на низку вузькосмугових підканалів. По цих підканалах або піднесучих ортогональні вузькосмугові сигнали передаються паралельно. Оскільки кожен із цих сигналів зазнає неглибокого завмирання, то досить простої скалярної корекції каналу.

Дослідженню перспектив розвитку і механізмів, які використовуються в процесі побудови технологій радіодоступу, присвячено значну кількість праць таких учених, як Л. Н. Беркман, М. М. Климаш, О. В. Лемешко, В. М. Вишневецького, А. І. Ляхова, G. R. Hiertz, S. C. Bruell, L. Kleinrock, H. Takagi, L. Fratta та ін.

Однак коло невирішених завдань безупинно зростає, і моделі, побудовані всього кілька років тому, вже не задовольняють усі вимоги і особливості сучасних мереж, що робить актуальними дослідження, подані в цій статті.

ОСНОВНА ЧАСТИНА

Переваги технології *OFDM*

Технологія *OFDM* характеризується низкою таких переваг:

- великою спектральною ефективністю модуляції через максимальну близьке розташування субканалів;
- високою завадостійкістю інформаційного сигналу завдяки використанню великої кількості несучих у широкому діапазоні частот;
- можливістю реалізації повністю цифрових високоефективних алгоритмів модуляції-демодуляції, заснованих на дискретному перетворенні Фур'є (ДПФ).

© О. М. Власов, О. Л. Туровський, 2020

Усі наведені переваги OFDM можливі завдяки зворотному (ЗШПФ) та прямому швидкому дискретному перетворенню Фур'є (ШПФ). Апаратна реалізація ЗШПФ та ШПФ стала можливою внаслідок збільшення обчислювальних можливостей цифрових сигнальних процесорів (ЦСП).

Переваги системи OFDM виявляються за великої кількості несучих. Без такого кроку неможлива реалізація OFDM, адже в іншому разі пряме апаратне формування OFDM-сигналу потребувало б величезних схемотехнічних витрат у вигляді тисяч генераторів і модуляторів у передавачі і такої самої кількості детекторів у приймачі. Маловірогідно, що така схема була б реалізована.

ЗШПФ базується на формулі [2; 3]

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X(m) e^{j2\pi nm/N}, \quad (1)$$

а ШПФ — на формулі

$$X(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi nm/N}, \quad (2)$$

де m — індекс ДПФ в частотному діапазоні; n — індекс ДПФ в часовому діапазоні; N — кількість вхідних/вихідних відліків ДПФ.

Однак, оскільки вирази $e^{j2\pi n/N}$ з (1) та $e^{-j2\pi n/N}$ з (2) є постійними для заданого числа N , то їх можна обчислити і застосовувати готові значення під час створення програмного забезпечення конкретного МІМО-модема передавання даних. Використання даної можливості та розбиття N вхідних/вихідних відліків ДПФ на дві та більше частини дає змогу зменшити кількість обчислювальних операцій до $(N/2)\log_2 N$ [2]. Так, наприклад, у разі кількості відліків 64 для ДПФ необхідно виконати $64^2 = 4096$ операцій обчислення, а для ШПФ — 193. Ефективність становить 21 раз, а для кількості відліків 1024 — 205. Тому обчислювальна ефективність ШПФ стає істотною зі збільшенням кількості відліків, а отже, і необхідності застосування алгоритму ДПФ чи ШПФ.

За реалізацію блока модулятора беремо квадратурну фазову модуляцію QPSK, яка є чотирирівневою фазовою модуляцією ($M = 4$), при якій фаза високочастотного коливання може набувати чотирьох різних значень із кроком, кратним $\pi/2$.

Типова діаграма фазових станів несучої частоти для QPSK-сигнала відповідає безлічі можливих абсолютних значень фази $\{\pm\pi/4, \pm3\pi/4\}$. Кожному значенню фази модульованого сигналу відповідають два біти інформації, і тому зміна модульованого сигналу під час QPSK-модуляції відбувається вдвічі рідше, ніж у разі BPSK-модуляції за однакової швидкості передавання інформації. Спектральна ефективність квадратурної модуляції QPSK у два рази вища, ніж бінарної модуляції BPSK [2; 4].

Функціональну схему цифрового квадратурного QPSK-модулятора зображено на рис. 1.

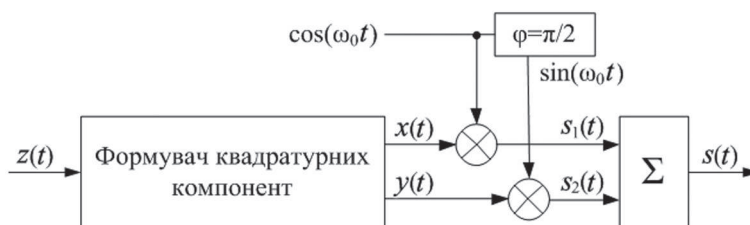


Рис. 1. Квадратурний модулятор

На вхід формувача квадратурних компонент комплексної обвідної $g(t) = x(t) + jy(t)$ надходить модульований сигнал $z(t)$. У формувачі обчислюються синфазні та квадратурні компоненти $x(t) = \cos[\varphi_i z(t)]$, $y(t) = \sin[\varphi_i z(t)]$, які потім надходять на низькочастотні входи помножувачів. Високочастотне коливання з частотою ω_0 надходить на фазозсувну схему, вихідні сигнали якої у вигляді синфазних та квадратурних компонент $\sin[\omega_0 t]$ і $\cos[\omega_0 t]$ надходять на високочастотні входи помножувачів. У результаті на виході суматора утворюється модульований високочастотний сигнал

$$s(t) = x(t)\cos[\omega_0 t] - y(t)\sin[\omega_0 t] = A\cos[\omega_0 t + \varphi_i z(t)], \quad (3)$$

де φ_i — фазовий множник, який визначає величину зміни фази символу та обчислюється за формулою

$$\varphi_i = \frac{2\pi i}{M}, \quad i = 1, 2, \dots, 4. \quad (4)$$

Функціональну схему цифрового QPSK-демодулятора унаочнює рис. 2. Сигнал QPSK не містить у своєму спектрі частоти несучої і може бути прийнятий тільки за допомогою когерентного детектора.

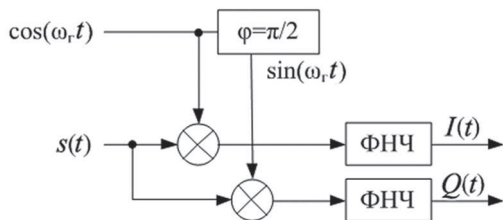


Рис. 2. Квадратурний демодулятор

На одні входи помножувачів надходить прийнятий модульований високочастотний сигнал $s(t)$, визначений згідно з (1). Від внутрішнього генератора приймача надходить опорний високочастотний сигнал ω_r , синхронізований за фазою і частотою з початковим високочастотним коливанням ω_0 , яке використовується в передавачі для модуляції. Фазообертач формує квадратурні компоненти високочастотного опорного сигналу генератора, а потім ці сигнали надходять на інші входи помножувачів. Сигнал на виході кожного помножувача дорівнює твору модульованого сигналу (1), що приймається, на відповідну квадратурну компоненту опорного сигналу.

Фільтри нижніх частот видаляють зі спектра сигналу на виході помножувачів усі сторонні продукти нелінійного перетворення. У результаті на виході фільтрів будуть отримані сигнали

$$I(t) = \frac{1}{2} x(t) \cos[\varphi + (\omega_0 - \omega_r)t], \quad (5)$$

$$Q(t) = \frac{1}{2} y(t) \sin[\varphi + (\omega_0 - \omega_r)t]. \quad (6)$$

Початковий модульований сигнал $z(t)$ легко відновлюється з синфазних та квадратурних компонент комплексної обвідної за формулами $x(t) = \cos[\varphi_i z(t)]$ та $y(t) = \sin[\varphi_i z(t)]$ [2].

Нові технології модуляції мереж мобільного зв'язку 5G

Є кілька нових технологій модуляції 5G, які розглядаються в [1; 5–10].

FBMC (Filter Bank Multi-Carrier). Чимало спільного FBMC має з CP-OFDM та OFDM, які використовують циклічний префікс як захисний сигнал 4G. Замість того, щоб фільтрувати всю смугу, як у разі OFDM, FBMC фільтрує кожну піднесучу індивідуально. FBMC не має циклічного префікса, а отже, здатна забезпечити особливо високий рівень спектральної ефективності.

Фільтри піднесучих мають дуже вузьку смугу і потребують тривалих сталих часу фільтра. Зазвичай стала часу в чотири рази більша, ніж основна довжина символу з великою кількістю піднесучих, і в результаті поодинокі символи перекриваються в часі. Для досягнення ортогональності використовується QAM як схема модуляції, оскільки FBMC не ортогональна щодо комплексної площини. Блок-схему FBMC-модуляції наведено на рис. 3.

Оскільки вузькосмуговий фільтр використовується для FBMC-субканалів, стала групової затримки цифрових фільтрів може бути більшою, ніж загальний номер субканалу. Цей метод фільтрації може бути реалізований двома способами — у частотному або в часовому діапазоні. Для визначення довжини ЗППФ до загальної кількості субканалів можна скористатися методом оброблення в часовому діапазоні із застосуванням поліфазної мережі (ПФМ) [10].

FBMC-модуляція, що використовує вузькосмугову фільтрацію, значно покращує характеристики позасмугового передавання даних. Водночас стала групової затримки цифрових фільтрів потрібна для покращення характеристик майже вчетверо більше загальної кількості субканалів, що потребує чотири повних ітерацій з виконання затримки в ПФМ. Тому, незважаючи на те, що FBMC-модуляція ефективно працює під час створення каналу зв'язку, наприклад у разі передавання потокового відео, вона має більш низьку ефективність передавання для коротких пакетів.

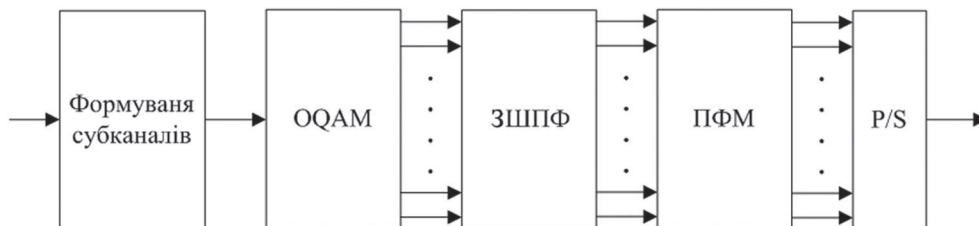


Рис. 3. Блок-схема FBMC-модуляції

GFDM (Generalised Frequency Division Multiplexing). GFDM є гнучким методом передавання з кількома несучими, який багато в чому схожий із OFDM. Основна відмінність полягає в тому, що піднесучі не є ортогональними один до одного. GFDM забезпечує краще керування позасмуговою емісією та зменшує пік потужності у співвідношенні з середньою потужністю. Обидві ці проблеми є основними недоліками технології OFDM.

Блок-схему GFDM-модуляції зображено на рис. 4. Процес модуляції здійснюється фільтром формування імпульсу $g[n]$ для кожного субканалу і реалізується за допомогою циклічної згортки. Демодуляція виконується за допомогою того самого фільтра, що і процес модуляції, і зменшує міжсимвольну інтерференцію [12; 13].

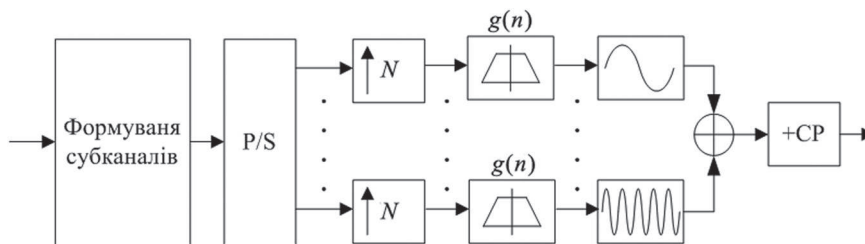


Рис. 4. Блок-схема GFDM-модуляції

UF-OFDM (Universal Filtered OFDM). Як випливає з назви, цей вид OFDM застосовує фільтрацію, щоб забезпечити свої унікальні характеристики. Під час використання UF-OFDM смугу частот каналу, по якому сигнал має бути переданий, поділено на кілька піддіапазонів. Різні типи послуг розміщено в різних піддіапазонах із найбільш придатною формою сигналу. Це дає можливість набагато краще використовувати спектр для різноманітності послуг [14].

Блок-схему функції модуляції UF-OFDM ілюструє рис. 5. Сформований сигнал поділено за певною кількістю блоків і кількістю субканалів для кожного блока. Дані для кожного блока обчислюються за допомогою ЗШПФ і перетворюються в послідовності часу, однакові із загальною кількістю субканалів.

Як наслідок сигнал UF-OFDM стає часовим пакетом із довжиною, яка дорівнює сталій групової затримки цифрових фільтрів. Довжина може бути встановлена такою самою, як і довжина циклічного префікса сигналу CP-OFDM. Тому UF-OFDM має більш високу сумісність із CP-OFDM.

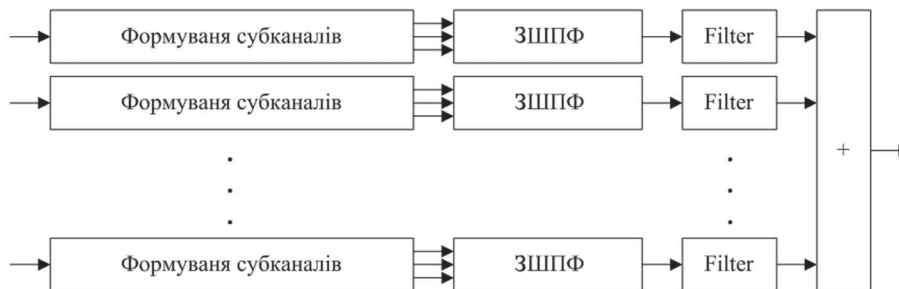


Рис. 5. Блок-схема функції модуляції UF-OFDM

Технічні особливості побудови багатоканальних систем для кількох користувачів

Модель системи MIMO унаочнює рис. 6 [15; 16]. Подамо систему зв'язку передавальними N_T і приймальними N_R антенами.

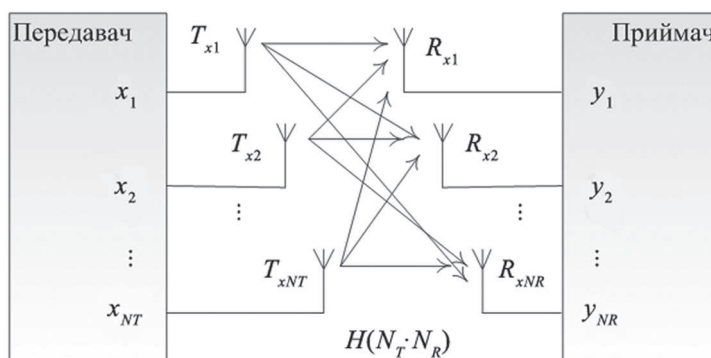


Рис. 6. Структурна схема модель MIMO-системи

Анени T_{x1}, \dots, T_{xNT} надсилають сигнали x_1, \dots, x_{NT} на приймальні антени відповідно R_{x1}, \dots, R_{xNR} . Кожна приймальна антена об'єднує вхідні сигнали, які послідовно складаються. Отримані сигнали на антенах R_{x1}, \dots, R_{xNR} позначаються відповідно y_1, \dots, y_{NR} .

Прийнятий сигнал на антені T_{xq} ; $q = 1, \dots, N_R$, обчислюється за формулою

$$y_q = \sum_{p=1}^{N_T} h_{qp} \cdot x_p + b_q, \quad q = 1, \dots, N_R. \quad (7)$$

Модель завмирання MIMO-каналу описується відношенням вводу-виводу в такому вигляді:

$$y = H \cdot x + b, \quad (8)$$

де H — комплексна матриця розмірністю $(N_R \cdot N_T)$, що визначається так:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \dots & h_{N_R N_T} \end{bmatrix};$$

h_{qp} , $p = 1, \dots, N_T$; $q = 1, \dots, N_R$ — комплексні коефіцієнти підсилення каналу між передавальними антенами T_{x_p} і приймальними антенами R_{x_p} ;

x — комплексний вектор $(N_T \cdot 1)$ переданого сигналу, $x = [x_1, \dots, x_{N_T}]^T$;

y — комплексний вектор $(N_R \cdot 1)$ прийнятого сигналу, $y = [y_1, \dots, y_{N_R}]^T$;

b — комплексний вектор $(N_R \cdot 1)$ адитивного шуму сигналу, $b = [b_1, \dots, b_{N_R}]^T$.

Модель неперервної часової затримки $(N_R \cdot N_T)$ MIMO-каналу H із затримкою часу τ і шумом сигналу $b(t)$ можна подати у вигляді

$$y(t) = \int_{\tau} H(t, \tau) x(t - \tau) d\tau + b(t), \quad (9)$$

де $y(t)$ — просторово-часовий вихідний сигнал; $x(t)$ — просторово-часовий вхідний сигнал; $b(t)$ — просторово-часовий шумовий сигнал.

Технологія **MU-MIMO (Multi-User Multiple Input Multiple Output)** є розвитком технології MIMO і спробою вирішення проблеми зростаючого обсягу переданих даних у безпроводових мережах. Завдяки їй уся пропускна здатність мережі Wi-Fi може бути ефективно використана, а користувачі отримують можливість обміну даними зі швидкістю гігабайт за секунду [17].

З появою пропозицій зі специфікацією 802.11ac значно покращилися радіопараметри і характеристики нового стандарту.

MU-MIMO ґрунтується на можливості формування променя передавання для встановлення чотирьох одночасних напрямлених радіочастотних зв'язків. MU-MIMO точка доступу (ТД) використовує розширені методи формування променя для максимізації передавання в напрямі цільового клієнта, одночасно зводячи до мінімуму передавання в напрямі небажаних клієнтів через фазово-амплітудну різницю. Цей метод, відомий як метод повторного просторового використання, забезпечує кожного з чотирьох користувачів власним виділеним каналом із повною пропускною здатністю так само, як у стільникових мережах використовують невеликі стільники і методи повторного використання спектра для збільшення пропускної здатності системи.

У прикладі, зображеному на рис. 7, 802.11ac MU-MIMO ТД з чотирма антенами може одночасно передавати кожний просторовий потік на ноутбук, смартфон і планшет окремо [18].

Як і в кожному складному проекті, першим кроком у розробленні проекту MU-MIMO є визначення чинників, які мають найбільший вплив на критичні особливості, вартість та продуктивність. Цих чинників є багато, але всі проектні рішення і компроміси базуються на основних двох [19]:

- кількості просторових потоків;
- кількості одночасних користувачів.

Кількість просторових потоків. Стандарт 802.11n, що вперше представив MIMO, визначив чотири MIMO-потоки як максимально можливу кількість для одночасного передавання одному пристрою. 802.11ac збільшує максимальну кількість потоків MIMO, отриманих станцією призначення, до восьми, фактично подвоюючи пропускну здатність мережі 802.11ac порівняно з 802.11n.

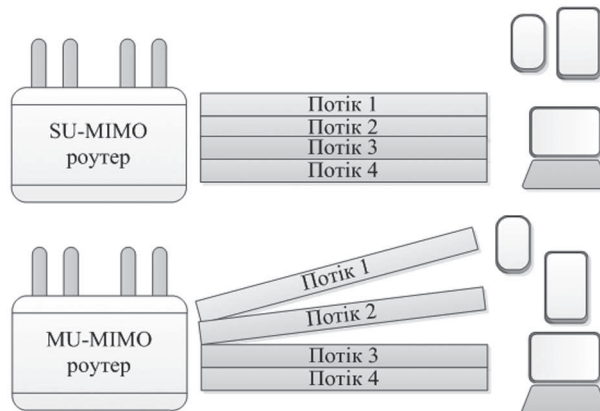


Рис. 7. Принцип дії SU-MIMO і MU-MIMO

Кількість просторових потоків і швидкість передавання разом вказують на потенційну пропускну здатність і кількість підтримуваних пристроїв. Якщо кожен просторовий потік потребує виділеного каналу приймання/передавання, то ТД стандарту 802.11ac конфігурації 8×8 здатна підтримувати всі вісім просторових потоків, потребує вісім незалежних каналів і антен. Робота на повній потужності ТД стандарту MIMO в конфігурації 8×8 вимагає конфігурації клієнта також 8×8, що є не практично.

Багатьма з пристроїв, які під'єднуються до Wi-Fi мереж, все частіше стають мобільні пристрої, зокрема смартфони і планшети, котрі, як правило, підтримують конфігурацію 1×1 або 2×2. MU-MIMO дає змогу кільком клієнтам розділяти велику кількість потоків ТД.

Кількість одночасних користувачів. 802.11ac MU-MIMO специфікація визначає конфігурацію, що підтримує до чотирьох одночасних MIMO-каналів. Додавання можливості підтримання кожного додаткового користувача збільшує загальну вартість вирішення. Але MU-MIMO формування променя вводить кілька інших компромісів, які мають ще більш значний вплив, і, отже, також мають бути розглянуті до прийняття рішення щодо кількості підтримуваних користувачів.

Для роботи MU-MIMO у 802.11ac включено механізми зондування каналу. Кожен клієнт установлює зворотний зв'язок, де передає інформацію про стан каналу, і ця інформація використовується ТД для застосування необхідних параметрів потужності передавання для кожного просторового потоку. Після того, як канал зондування забезпечує ТД чіткою картинкою про стан його середовища, ТД застосовує механізм формування променя для передавання сигналу в бажаному напрямі і нівелювання передавання сигналу в небажаному напрямі.

На практиці процес формування променя недосконалий, і частина енергії просторового потоку виникає у вигляді бічних пелюсток. Ці дрібні промені виходять з обох боків від основного променя і направлені на кілька градусів у сторони від вісі основного променя. Хоча це і не є проблемою для SU-MIMO, але два суміжних потоки MU-MIMO починають заважати один одному, як тільки їх бічні пелюстки починають перекриватися. Наявність цього втручання створює додатковий шум каналу.

Кількість одночасно підтримуваних користувачів ТД сильно впливає на підходи з проектування систем MU-MIMO. Додавання четвертого просторового MU-потoku додає міжпотоківу інтерференцію, але збільшує кількість доступних просторових потоків. Отже, є компроміс. Яке вирішення забезпечує кращу пропускну здатність мережі? Це залежить від навколишнього середовища каналу багатопроменевого поширення. Багатопроменеві характеристики внутрішнього каналу визначають скільки завад створюється у разі додавання ще одного MU-потoku. Досить завантажене середовище підтримує до трьох просторових потоків із допустимою інтерференцією, забезпечуючи при цьому найвищий рівень роботи схеми модуляції та кодування. Із додаванням четвертого потоку інтерференція перешкоджає роботі найвищих рівнів модуляції та кодування, а отже, пропускну здатність знижується.

У процесі проектування систем MU-MIMO необхідно дотримуватись таких важливих висновків [19]:

- система в конфігурації 4×4 з трьома користувачами досягає максимальної продуктивності і стабільності роботи MU-MIMO. ТД з чотирма антенами і трьома користувачами $N+1$ дає можливість MU-MIMO методу формування променя набагато ширший діапазон руху завдяки зменшенню інтерференції і підвищенню загальної пропускну здатності каналу;
- ТД такої конфігурації забезпечує повноцінну роботу MU-MIMO для підтримання високої пропускну здатності низхідної лінії зв'язку і підвищує дальність дії для більш простих (не MIMO) клієнтів;
- за багатьох умов додавання четвертого користувача значно зменшує доступну пропускну здатність системи, продуктивність і швидкість передавання.

Необхідно зауважити, що однією з проблем, яка може виникнути під час роботи схем модуляції, заснованих на визначених раніше технологіях UF-OFDM, FBMC, і GFDM, є проблема синхронізації демодуляторів.

Синхронізація демодуляторів, які працюють у пакетному режимі, здійснюється за преамбулою, переданою на початку кожного пакета. Як правило, для синхронізації пакетного демодулятора за частотою на початку преамбули передається гармонічний сигнал.

Використання під час приймання сигналу фазової модуляції сигналів, призначених для передавання корисної інформації, потребує вирішення завдання щодо оцінювання несучої частоти сигналу. А саме оцінювання зводиться до задачі оцінювання частоти максимуму в спектрі фрагмента синусоїдного сигналу на фоні адитивного гауссівського шуму.

Для розв'язання завдання оцінювання несучої частоти фазомодульованого сигналу за умов невизначеності інформації щодо початкової фази сигналу ϕ , його затримки τ і щодо переданої інформаційної послідовності d у низці праць обґрунтовується доцільність застосування правила максимальної правдоподібності. Відомо, що використання правила максимальної правдоподібності для оцінювання несучої частоти (МП-оцінка) забезпечує асимптотично ефективні і асимптотично незміщені її оцінки [2; 21].

За наявності інформації про параметри $\{d, \varphi, \tau\}$ МП-оцінка ν несучої частоти може забезпечити мінімальну граничну дисперсію, яка буде визначатися нижньою межею Крамера-Рао [20; 21].

За великих інтервалів спостереження $(K \gg 1)$ нормована межа Крамера-Рао оцінювання несучої частоти фазомодульованого сигналу може бути подана як функціональна залежність від поодинокого імпульсу E_S сигналу, інтервалу T_S проходження інформаційних імпульсів комплексної обвідної сигналу, що приймається, та інтервалу N_0 , на якому здійснюється оцінювання [21].

Водночас швидкодія систем мобільного зв'язку потребує зменшення часу оцінювання, досягти якого можна, зменшивши інтервал спостереження. Одним із шляхів зменшення інтервалу спостереження, як було вже зазначено, є використання в алгоритмі оцінювання несучої частоти функції швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) [21].

Недоліком процедур оцінювання сигналу, що передається в пакетному режимі, заснованих на ШПФ, є те, що реалізація їх потребує попереднього нагромадження даних для подальших обчислень за заданим алгоритмом. Додаткова затримка може бути неприпустима в пакетному режимі, оскільки довжина процедури оброблення жорстко обмежена довжиною преамбули. Крім цього, потрібно брати до уваги, що загальний алгоритм оцінювання має однаково працювати як для неперервного, так і для пакетного режимів передавання даних.

Одним із шляхів розв'язання такого завдання є використання в алгоритмі оцінювання частоти сигналу, що передається, ковзного ШПФ (sliding FFT) [21; 22].

Обчислення ковзного ШПФ не потребує початкового нагромадження N -точної вибірки сигналу, що приймається, для отримання відповідної спектральної вибірки довжиною N .

До переваг ковзного ШПФ можна віднести те, що процедура обчислення достатньо просто реалізується за будь-якої довжини ШПФ [23].

За допомогою ковзного ШПФ обчислюються відліки амплітудного спектра сигналу, що приймається [22; 23]. Сама процедура ковзного ШПФ (sliding FFT) включає в себе два етапи. На першому етапі відбувається грубе оцінювання частоти [22]:

$$f_0 = \arg \max_k \{J_k(N_f T_S)\} \frac{1}{N_f T_S}. \quad (10)$$

Процедура другого етапу полягає у відшуванні максимуму функції періодограми сигналу, що приймається в околі f_0 :

$$I(\nu) = \left| \sum_{n=1}^{N_f} z_n \exp(-j2\pi n \nu T_S) \right|.$$

Щоб визначити розглядуваний максимум, пропонується використовувати алгоритм, заснований на ітеративній процедурі дихтомічного процесу. Для реалізації цього процесу є значна кількість ітерацій M_1 дихтомічного пошуку, яку можна обчислити за виразом [22; 24]:

$$M_1 = \left\lceil \frac{1}{2} \log_2 \left[\frac{8\pi^2 K (E_b/N_0)_{\max} \log_2 M_\varphi}{3} \right] \right\rceil, \quad (11)$$

де $(E_b/N_0)_{\max}$ — максимальне значення відношення E_b/N_0 у заданому діапазоні відношення сигнал/шум на біт інформації.

Таким чином, на основі (11) визначається кількість ітерацій M_1 , за якої запропонована процедура МП-оцінки частоти синусоїдного сигналу забезпечує асимптотичне ефективне оцінювання за вибраною довжиною інтервалу спостереження по всьому заданому діапазону відношення сигнал/шум на біт інформації.

Висновки

Описано основні методи перспективних технологій UF-OFDM, FBMC, і GFDM, які є логічним продовженням розвитку OFDM-модуляції. Технологія FBMC має багато спільного з CP-OFDM та OFDM, які використовують циклічний префікс як захисний сигнал. GFDM є гнучким методом передавання з кількома несучими, який багато в чому схожий з OFDM. UF-OFDM використовує фільтрацію, щоб забезпечити свої унікальні характеристики.

Проаналізовано перспективи розвитку стандартів MIMO. Показано, що специфікація MU-MIMO є однією з найбільш значущих технологічних удосконалень MIMO. Специфікація MU-MIMO є розвитком технології MIMO і спробою вирішення проблеми зростаючого обсягу переданих даних у безпроводових мережах. Завдяки їй уся пропускна здатність мережі може бути ефективно використана, а користувачі отримують можливість обміну даними зі швидкістю гігабайт за секунду. Встановлено, що система

антенних ланцюжків від чотирьох до чотирьох та трьох користувачів є найбільш продуктивною та ефективною.

Розкрито сутність методу зменшення інтервалу спостереження за несучою частотою системою синхронізації демодулятора, заснованому на використанні ковзного ШПФ (sliding FFT), який може бути запропонований у процесі реалізації зазначених технологій модуляції сигналів.

Список використаної літератури

1. **Mogensen P., Rajukoski K., Tiirola E.** 5G small cell optimized radio design [Електронний ресурс]. URL: https://www.researchgate.net/publication/269304509_5G_small_cell_optimized_radio_design
2. **Лайонс Р.** Цифровая обработка сигналов: второе издание / пер. с англ. Москва: ООО «Бином-Пресс», 2006. 656 с.
3. **Кестер У.** Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов / под ред. Уолта Кестера, пер. с англ. Москва: Техносфера, 2010. 328 с.
4. **Галкин В. А.** Цифровая мобильная радиосвязь: учеб. пособие для вузов. Москва: Горячая линия-Телеком, 2007. 432 с.
5. **Poole I.** 5G technology tutorial includes [Електронний ресурс]. URL: <http://www.radio-electronics.com>
6. **Chin W., Zhong F., Haines R.** Emerging technologies and research challenges for 5G wireless networks // *IEEE Wireless Communication*. 2017. Vol. 21, №2. P. 106–112.
7. **What will 5G be?** / J. Andrews, S. Buzzi, W. Choi [et al.] // *IEEE J. Select. Areas Communication*. 2017. Vol. 32, №6. P. 1065–1082.
8. **Sahin A., G'uvenc I., Arslan H.** A survey on multi-carrier communications: Prototype filters, lattice structures, and implementation aspects // *IEEE Commun. Surveys Tutorials*. 2017. Vol. 16, №3. P. 1312–1338.
9. **Modulation formats and waveforms for 5G net-works: Who will be the heir of OFDM?: An overview of alternative modulation schemes for improved spectral efficiency** / P. Banelli, S. Buzzi, G. Colavolpe [et al.] // *IEEE Signal Process. Mag.* 2017. Vol. 31, №6. P. 80–93.
10. **Technical specification 36.212** [Електронний ресурс] // 3GPP. URL: http://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136200_136299/136212/12.02.00_60/ts_136212v120200p.pdf
11. **Matz G., Bolcskei H., Hlawatsch F.** Time-Frequency Foundations of Communications // *IEEE Signal Processing Mag.* 2016. Vol. 30. №6. P. 87–96.
12. **GFDM Interference Cancellation for Flexible Cognitive Radio PHY Design** / R. Datta, N. Michailow, M. Lentmaier, G. Fettweis // *IEEE Vehicular Technology Conference*. 2016. Vol. 29, №4. P. 50–58.
13. **Generalized Frequency Division Multiplexing for 5th Generation Cellular Networks** / N. Michailow, M. Matthe, I. Gaspar [et al.] // *IEEE Transactions on Communications*. 2017. Vol. 62, №9. P. 1102–1108.
14. **Physical layer for dynamic spectrum access and cognitive radio** [Електронний ресурс]. URL: <http://www.ict-phydyas.org>
15. **Survey of Channel and Radio Propagation Models for Wireless MIMO Systems** [Електронний ресурс] / P. Almers, E. Bonek, A. Burr [et al.] // *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*. URL: http://publik.tuwien.ac.at/files/pub-et_13071.pdf
16. **Maha Ben Zid.** Recent Trends in Multi-user MIMO Communications [Електронний ресурс] // *InTech, Chapters published*. URL: <http://www.intechopen.com/books/recent-trends-in-multi-user-mimo-communications>
17. **MU-MIMO-революция в Wi-Fi** [Електронний ресурс]. URL: <http://itbusiness.com.ua/hardnews/1315-mu-mimo-revolyutsiya-v-wi-fi.html>
18. **Difference between single user MIMO vs Multiuser MIMO** [Електронний ресурс]. URL: <http://www.rfwireless-world.com/Terminology/single-user-MIMO-vs-multiuser-MIMO.html>
19. **802.11ac MU-MIMO: Bridging the MIMO Gap in Wi-Fi** [Електронний ресурс] // *Qualcomm Atheros Inc*. URL: <https://www.qualcomm.com/documents/80211ac-mu-mimo-bridging-mimo-gap-wi-fi>
20. **D'Amico A., Mengali U., Tonon L.** Cramer-Rao Bound for Clock Drift in UWB Ranging Systems // *IEEE Wireless Communication Letters*. 2013. №2(6). P. 591–594.
21. **Туровський О. Л.** Алгоритм оцінки несучої частоти фазомодульованого сигналу супутникової системи зв'язку при передачі даних в безперервному режимі з використанням функції швидкого перетворення Фур'є // *Зв'язок*. 2020. №2(144). С. 55–61.

22. *Estimates of the carrier frequency of the signal received by the satellite communication system in package mode* / O. Turovsky, O. Drobyk, A. Makarenko, O. Khokhlyuk // *International J. of Advanced Trends in Computer Science and Engineering*. 2020. Vol. 9, No 3. P. 3223–3228. URL:

<https://doi.org/10.30534/ijatcse/2020/115932020>.

23. *Varga L., Kollar Zs., Horvath P. Recursive Discrete Fourier Transform based SMT receivers for cognitive radio applications: 19th International Conference on Systems, Signals and Image Processing IWSSIP. Apr. 2012. P. 130–133.*

24. *Serbes A. Fast and Efficient Sinusoidal Frequency Estimation by Using the DFT Coefficients* // *IEEE Transactions on Communications*. March 2019. Vol. 67, No. 3. P. 2333–2342.

А. Н. Власов, А. Л. Туровский

МЕТОДЫ И МОДЕЛИ СОВРЕМЕННЫХ ВИДОВ МОДУЛЯЦИИ С РАСШИРЕННЫМ СПЕКТРОМ В ПРОГРАММНО-УПРАВЛЯЕМЫХ СИСТЕМАХ

Описаны основные методы перспективных технологий UF-OFDM, FBMC и GFDM, которые являются логическим продолжением развития OFDM-модуляции. Технология FBMC имеет немало общего с CP-OFDM и OFDM, которые используют циклический префикс как защитный сигнал. GFDM является гибким методом передачи с несколькими несущими, который во многом схож с OFDM. UF-OFDM использует фильтрацию, чтобы обеспечить свои уникальные характеристики.

Предложен анализ перспектив развития стандартов MIMO. Показано, что спецификация MU-MIMO является одной из наиболее значимых технологических усовершенствований MIMO. Спецификация MU-MIMO является развитием технологии MIMO и попыткой решения проблемы растущего объема передаваемых данных в беспроводных сетях. Благодаря ей вся пропускная способность сети может быть эффективно использована, а пользователи получают возможность обмена данными со скоростью гигабайт в секунду. Установлено, что система антенных цепей от четырех до четырех и трех пользователей является наиболее продуктивной и эффективной.

Раскрыта суть метода уменьшения интервала наблюдения за несущей частотой системой синхронизации демодулятора, основанного на использовании скользящего БПФ (sliding FFT), который может быть предложен при реализации указанных технологий модуляции сигналов.

Ключевые слова: UF-OFDM; FBMC; GFDM; MIMO; скользящее БПФ.

O. M. Vlasov, O. L. Turovskiy

THE TECHNICAL FEATURES OF DESIGNING MULTI-CHANNEL SYSTEMS OF THE FIFTH GENERATION

At present, the standardization of mobile communication technologies to lay the foundations of wireless networks 5G, there is a general view of the need to replace the fundamental OFDM technology at the expense of more efficient, which can better operate in 5G conditions. For this purpose, a number of new forms of modulation have been introduced. It should be noted that at the same time, these methods have a basic principle of OFDM technology. The main idea of OFDM technology is to divide the frequency selective channel into a number of narrowband sub-channels. In these subchannels or subcarriers, orthogonal narrowband signals are transmitted in parallel. Since each of these signals undergoes shallow fading, then a fairly simple scalar correction of the channel.

The main methods of promising technologies UF-OFDM, FBMC, and GFDM are described, which are logical continuation of OFDM-modulation development. In many ways, FBMC has much in common with CP-OFDM and OFDM, which use a cyclic prefix as a security signal. GFDM is a flexible multi-carrier transmission method, which is largely similar to OFDM. UF-OFDM uses filtering to provide its unique characteristics.

An analysis of the prospects for the development of MIMO standards is presented. It is shown that the MU-MIMO specification is one of the most significant technological improvements to MIMO. The MU-MIMO specification is the development of MIMO technology and an attempt to solve the problem of the growing amount of data transmitted over wireless networks. Thanks to it, the entire bandwidth of the network can be effectively used, and users will be able to exchange data at a speed of gigabytes per second. It has been established that the system of antenna chains from four to four and three users is the most productive and effective.

The essence of the method of reducing the interval of monitoring the carrier frequency of the synchronization system of the demodulator, based on the use of sliding FFT, which can be proposed in the implementation of the above signal modulation technologies.

Keywords: UF-OFDM; FBMC; GFDM; MIMO; sliding FFT.