

**ВАСИЛЬКІВСЬКИЙ МИКОЛА**

Вінницький національний технічний університет

<https://orcid.org/0000-0002-6586-2563>e-mail: [mvasylkivskiy@gmail.com](mailto:mvasylkivskiy@gmail.com)**БОЛДИРЕВА ОЛЬГА**

Вінницький національний технічний університет

e-mail: [rt13bpoldenko@gmail.com](mailto:rt13bpoldenko@gmail.com)**ВАРГАТЮК ГАННА**

Вінницький національний технічний університет

e-mail: [annaantonuik@gmail.com](mailto:annaantonuik@gmail.com)**БУДАШ МИХАЙЛО**

Вінницький національний технічний університет

e-mail: [mika@budash.dp.ua](mailto:mika@budash.dp.ua)

## ОПТИМАЛЬНІ СИГНАЛЬНО-КОДОВІ КОНСТРУКЦІЇ ДЛЯ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ РАДІОСИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ 5G ТА 6G

В статті розглянуто способи підвищення ефективності інфокомунікаційних радіосистем мобільного зв'язку, що включає підвищення спектральної ефективності та енергоефективності при застосуванні для телекомунікаційного радіообладнання. Здійснено порівняння значень коефіцієнтів блокових помилок для методів *f*-OFDM, *W*-OFDM та OFDM при змішаній нумерології висхідного та низхідного абонентських каналів доступу до інформаційних ресурсів телекомунікаційної мережі.

Ключові слова: низхідний канал, висхідний канал, відношення пікової потужності до середньої потужності, сигнально-кодова конструкція, позасмугове випромінювання, метод ущільнення сигналів, доплерівський зсув діапазону, міжсимвольні завади, схема модуляції сигналів.

VASYLKIVSKYI MYKOLA, BOLDYREVA OLHA, VARGATYUK GANNA, BUDASH MYHAILO  
Vinnytsia National Technical University

### OPTIMAL SIGNAL-CODE CONSTRUCTIONS FOR INCREASE EFFICIENCY OF 5G AND 6G MOBILE INFOCOMMUNICATION RADIO SYSTEMS

The article discusses methods of increasing the efficiency of information communication radio systems of mobile communication, which includes increasing spectral efficiency and energy efficiency when used for telecommunication radio equipment. A comparison of block error coefficient values for *f*-OFDM, *W*-OFDM and OFDM methods with mixed numerology of uplink and downlink subscriber channels of access to information resources of the telecommunications network was made. As a result of the study of compression methods using several carriers, the dominant compression method for mobile communication systems, in particular, the CP-OFDM method due to its high efficiency of spectrum use, scalability and flexibility due to the introduction of a cyclic prefix, has been determined.

It is proved that the CP-OFDM compression method is free from the Doppler range shift problem, thus the range and Doppler shift estimations can be considered as independent tasks in CP-OFDM. In addition, CP-OFDM parameters such as carrier distance, guard interval size, frame length, and pilot shape can be tailored to optimize the performance and robustness of detection and data transmission. However, such advantages are based on perfect synchronization (time and frequency) between the transmitter and receiver - although perfect synchronization may not be possible, especially for bistatic scanning, where the transmitter and receiver of the scan signal are not adjacent. In this case, the cyclic prefix may not provide any advantage for quality scanning, and multiple unprefix waveforms may be considered. The main disadvantage of rejecting the prefix is the difficulty of data detection (due to intersymbol interference), which must be eliminated. Another important challenge for scanning, where energy efficiency is extremely important, is the large PAPR of multi-carrier (prefixed or unprefix) signals.

Single-carrier compression methods, which are based on the expansion of the code area of common radar signals and communication, in which the radar characteristics are affected by sequence autocorrelation, have been studied. However, the long spreading code, which leads to good autocorrelation, reduces the spectrum utilization efficiency for communication systems. In this case, the estimation of the Doppler effect is not trivial and requires more complex algorithms. The justification of the choice of the signal modulation scheme in 5/6G radio systems has been made.

Keywords: downlink, uplink, ratio of peak power to average power, signal-code design, out-of-band radiation, signal compression method, Doppler range shift, intersymbol interference, signal modulation scheme.

### Постановка проблеми

Сучасні системи зв'язку 4G і 5G в смугах частот нижче 6 ГГц стикаються з великими завмирання, що зумовлені багатопроблемним поширенням. Для боротьби з цим небажаним явищем в стандартах LTE та NR пропонують використовувати технологію OFDM як основний метод ущільнення сигналів. Ця технологія також сумісна із методом МІМО, який забезпечує досягнення високої ефективності використання спектру. Однак у порівнянні з сигналами з однією несучою OFDM характеризується підвищеним відношенням пікової потужності до середньої потужності (PAPR). У сценаріях, де передача по висхідній лінії зв'язку обмежена зоною покриття, також підтримується сигнал OFDM з дискретним перетворенням Фур'є і розширенням спектра з низьким PAPR (DFT-s-OFDM) [1].

В стандартах LTE та NR для модуляції використовують звичайні сімейства QAM з кодами Грея. Технологія QAM полегшує проектування системи за рахунок простої демодуляції з поділом реального та

уявного компонентів, але за рахунок деякої втрати коефіцієнта підсилення. Крім того, для сценаріїв розширеного покриття з дуже низькою ефективністю використання спектру при роботі з сигналами DFT-s-OFDM для подальшого зменшення PAPR введена модуляція за схемою бінарної фазової маніпуляції  $\pi/2$  (BPSK).

І хоча форми сигналів з кількома несучими, зокрема OFDM і звичайний QAM, ймовірно, продовжать відігравати центральну роль у системах бездротового доступу в майбутньому, можуть бути введені нові форми сигналів та схеми модуляції, оскільки з'являються нові варіанти використання пристроїв та спектру.

Низький рівень PAPR має вирішальне значення для багатьох застосувань. Наприклад, високочастотна частина спектру (ТГц-діапазон) відіграватиме важливу роль у задоволенні постійно зростаючого попиту на більш високі швидкості передачі даних та нові типи трафіку. Низький PAPR буде життєво важливим для будь-якої форми сигналу і схеми модуляції на високих частотах через проблеми, пов'язані з проектуванням ефективних високочастотних ширококутових підсилювачів потужності, подоланням виникаючих втрат на трасі та обробкою даних із використанням плоского каналу з дуже рідкісним розсіюванням у просторово-часовому вимірі. Для вирішення таких проблеми необхідно використовувати нові форми сигналів та схеми модуляції. Оскільки висока пропускна здатність є ключовою вимогою для зв'язку на малих відстанях, небажано досягати низького PAPR за рахунок зниження пропускної спроможності. В супутниковому зв'язку через обмеження потужності супутників і нелінійності підсилювачів потужності потрібна нова форма сигналу з низьким PAPR. Низьке значення PAPR також є ключовою вимогою для досягнення низького енергоспоживання для недорогих пристроїв із простими підсилювачами потужності, низькими обчислювальними можливостями та обмеженими можливостями джерела живлення [2].

Для недорогих пристроїв складність є ще однією ключовою проблемою на додаток до низького PAPR. Форма сигналу і схема модуляції повинні мати низьку складність обробки з хорошою стійкістю до фазового шуму, зміщення несучої частоти, зсуву синхронізації, нелінійності і т. д. Це пов'язано з тим, що дешеве обладнання вносить спотворення радіочастот на різних рівнях [3].

При дослідженні об'єктів, що швидко рухаються, не можна ігнорувати ефект Доплера, який призводить до часової вибіркості в бездротових каналах. Якщо канали є LOS-домінуючими, тоді ефект Доплера може бути компенсований на стороні передавача або приймача із використанням результатів оцінювання за допомогою пілот-сигналу або апіорного знання. При подвійній вибіркості каналів, особливо в системах MIMO, необхідно розглядати вдосконалені схеми, які мають низькі накладні витрати та складність, а також відповідають вимогам конкретного випадку використання [4].

Ключовими вимогами для сценарію використання URLLC є низька затримка та висока надійність, при цьому бажана форма сигналу та схема модуляції повинні мати короткі часові інтервали та достатню продуктивність декодування без зниження інших показників продуктивності, таких як ефективність використання спектру.

Інтеграція процесів сканування та передавання даних в інфокомунікаційній системі (ISAC) ще більше вплине на форму сигналу для бездротового телекомунікаційного обладнання. В результаті, для зв'язку та сканування бажано використовувати ту саму форму сигналу, але це означає, що при розробці форми сигналу необхідно враховувати додаткові характеристики та вимоги, унікальні для сканування. Зокрема, форма сигналу, що підходить для зв'язку, зазвичай має високу спектральну ефективність і низьке позасмугове випромінювання, тоді як оптимальна форма сигналу для сканування об'єктів дослідження переслідує інші цільові показники, такі як точність та висока роздільна здатність. Зокрема, коли необхідно лише результати оцінювання дальності, рішення зводиться до дельта-подібної автокореляції у часовій області для кращої оцінки часової затримки. Крім того, форма хвилі, що використовується для сканування, вимагає достатнього вирашу при обробці, щоб забезпечити можливість вимірювання параметрів у сценаріях з сильним шумом та завадами, завмираннями через багатопротеневе поширення та недоліки обладнання (наприклад, відсутність синхронізації часу/частоти, фазовий шум і нелінійність підсилювача). Хоча допустимі помилки для систем зв'язку можуть серйозно знизити точність процесу сканування [5].

#### Аналіз останніх джерел

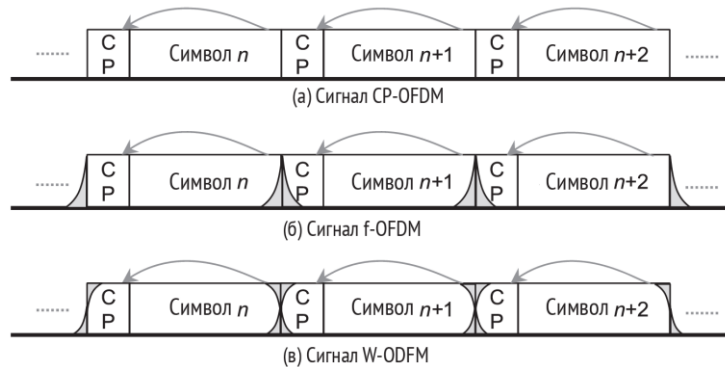
Метод ущільнення сигналів та схема модуляції для стільникового зв'язку в основному враховують такі вимоги: широкий спектр варіантів використання, включаючи eMBB, mMTC та URLLC; висока ефективність використання спектру для задоволення експоненційно зростаючого трафіку даних у сценаріях використання eMBB; досить широке охоплення; уніфікована структура для низхідного, висхідного та прямого каналів, добре сумісна з технологією MIMO для високої ефективності використання спектру; єдина структура побудови обладнання для низьких та високих частот; низька складність, простота впровадження та хороша енергоефективність [5-8]. Кожна форма сигналу має свої переваги та недоліки, а це означає, що не існує такого варіанту, який перевершить всі інші форми сигналу відповідно до зазначених вище вимог.

**Метою роботи** є підвищення ефективності використання ресурсів інфокомунікаційних радіосистем мобільного зв'язку за рахунок визначення та застосування оптимальної сигнально-кодової конструкції для телекомунікаційного радіобладнання із підвищеною спектральною та енергетичною ефективністю.

**Виклад основного матеріалу**

Сигнали з декількома несучими через випадкове складання сигналів від різних піднесучих дуже ефективно використовують спектр за рахунок досить високого PAPR. Розглянемо переваги та недоліки сигналів з декількома несучими. Детальні оцінки характеристик і порівняння різних форм сигналів представлені в [1].

Метод ущільнення CP-OFDM з обмеженням спектра використовується в низхідній лінії зв'язку LTE та допускає дуже гнучку обробку в частотній області, включаючи мультиплексування користувачів та каналів, виділення ресурсів і агрегацію несучих. Даний метод має дуже низьку складність на стороні передавача та приймача та забезпечує хороші показники за коефіцієнтом блокових помилок (BLER), і крім того, сумісний з MIMO, що є ключем для досягнення високої ефективності використання спектру та/або надійності. Проте, незважаючи на ці переваги, метод має дуже високе позасмугове випромінювання (OOBE). Для вирішення цієї проблеми пропонуються методи обмеження спектру на основі фільтрації та віконного перетворення, які показані на рис. 1.

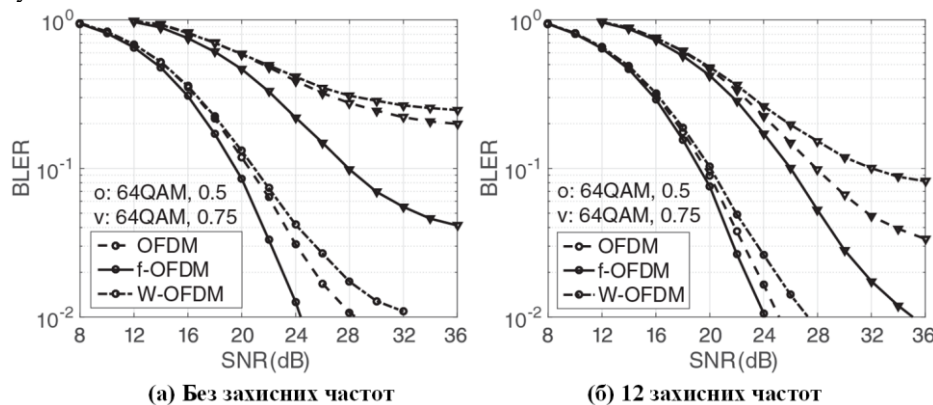


**Рис. 1.** Принцип реалізації методів обмеження спектру на основі фільтрації та віконного перетворення, що застосовуються у часовій області

Фільтрація на основі піддіапазонів застосовується до сигналів OFDM (f-OFDM) для придушення міжсмугових завад, якщо вони використовують різні нумерології або асинхронну передачу між собою [2, 3]. Для забезпечення зниження OOBE з незначним зниженням інших показників у кожному піддіпазоні порушується ортогональність між послідовними символами OFDM у часовій ділянці. У порівнянні зі звичайним OFDM, f-OFDM підтримує змішану нумерологію та асинхронну передачу по піддіпазонах, усуваючи необхідність глобальної синхронізації. Крім того, f-OFDM вимагає значно менше ресурсів захисної смуги, використовуючи спектр більш ефективно (завдяки хорошим показникам OOBE та BLER), при прийнятній обчислювальній складності.

Для згладжування переходу між послідовними символами OFDM застосовується непрямокутне вікно згортки в часовій області (W-OFDM), що знижує складність обробки [4]. Однак, частина довжини префікса використовується вікнами, що обмежує показники W-OFDM через зменшення його ефективної довжини.

На рис. 2 та 3 порівнюється рівень BLER для f-OFDM, W-OFDM та OFDM у випадках змішаної нумерології DL [5] та UL [6], відповідно, з номерами захисного тону 0 та 12. Порівняння засновані на каналі NLOS з багатовідвідною лінією затримки (TDL-C) з розкидом затримки 1000 нс у смузі 4 ГГц та з ідеальною оцінкою каналу.



**Рис. 2.** Порівняння значень BLER для методів f-OFDM, W-OFDM та OFDM при змішаній нумерології DL

На рис. 2 простір піднесучих для цільового піддіпазону і піддіпазону, що заважає, становить 15 кГц і 30 кГц відповідно. На рис. 3 проміжки піднесучих для досліджуваного пристрою користувача і двох пристроїв, що створюють завади становлять 15 кГц і 30 кГц відповідно, а пристрій, що формує завади, має потужність на 5 дБ більшу за потужність досліджуваного пристрою користувача. Числові результати

показують, що f-OFDM забезпечує кращі параметри. Однак до тих пір, поки сигнал, що передається, відповідає вимогам до радіочастотного каналу, для різних сценаріїв можуть бути обрані різні схеми, які забезпечують баланс між складністю та якістю. Крім того, для придушення завад із сусідніх діапазонів приймач може реалізувати метод фільтрації або віконний метод. В залежності від практичних реалізацій в мережах 5G використовується метод CP-OFDM без явних вказівок на обмеження спектру на основі фільтрації або віконного керування.

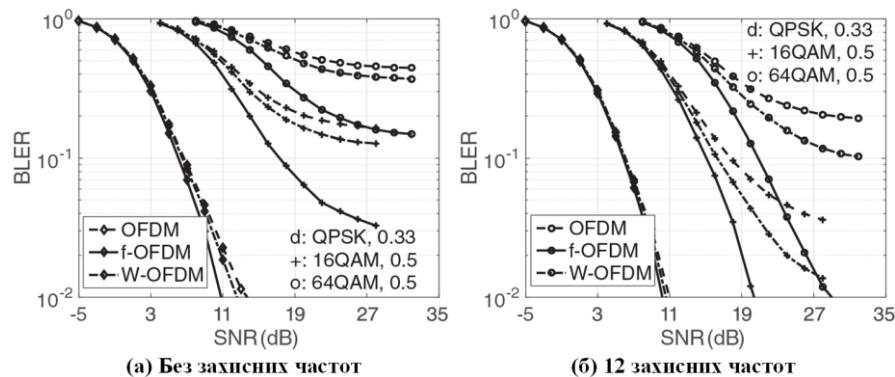


Рис. 3. Порівняння значень BLER для методів f-OFDM, W-OFDM та OFDM при змішаній нумерології UL

Метод універсальної фільтрованої множинної несучої (UFMC) застосовує фільтрацію піддіапазонів до кожного символу OFDM, і через лінійний згортку фільтрації циклічний префікс замінюється розширеними символами для формування захисних інтервалів між символами [7]. При цьому, довжина захисного інтервалу обмежує довжину UFMC фільтра і, отже, характеристики ООБЕ. Оскільки метод UFMC не має циклічного префікса, він більш складний з точки зору демодуляції та більш чутливий до синхронізації часу порівняно із методом ущільнення CP-OFDM.

В методі узагальненого мультиплексування з частотним поділом (GFDM) для досягнення хороших характеристик ООБЕ застосовується фільтрація піднесучих. Оскільки піднесучі розташовані близько один до одного і не взаємно ортогональні тому, для придушення завад між несучими (ICI) необхідно використовувати піднесучі високого порядку, кругову фільтрацію та кінцеві біти [1]. При цьому, для зменшення ICI, що залишається після фільтрації, особливо при модуляції високого порядку, як і раніше, необхідно використовувати ефективні приймачі, що ускладнює структуру пілот-сигналу і передачу MIMO. Крім того, сигнали в GFDM обробляються поблочно; хоча витрати на циклічний префікс можуть бути зменшені, але при цьому збільшується затримка обробки і, отже, не підходить для режиму передачі з малою затримкою.

Метод ущільнення із спектральним попереднім кодуванням (SP-OFDM) застосовує прекодер до символів даних перед модуляцією OFDM, що дозволяє зменшити ООБЕ [2]. Це скорочення обмежене, особливо при невеликій смузі пропускання. Хоча попереднє кодування створює завади між несучими, які можна зменшити (наприклад, шляхом множення на інверсію прекодера) в приймачі, якщо приймач має інформацію від прекодера. Отже, підвищується складність, і тому може знадобитися додаткова обробка сигналу. Крім того, попереднє кодування може викликати внутрішньосмугову пульсацію, яка погіршує характеристики детектора.

В методі на основі багаточастотного фільтрованого сигналу із зміщенням QAM (FBMC-OQAM) кожна піднесуча фільтрується індивідуально, забезпечуючи дуже хороші характеристики ООБЕ [3]. У порівнянні з іншими системами на основі префіксів або доповнень (наприклад, CP-OFDM), метод ущільнення FBMC-OQAM не потребує захисного інтервалу зі збереженням службових даних синхронізації. Однак через фільтрацію підносійних довжина фільтра зазвичай дуже велика (наприклад, більш ніж у три рази перевищує тривалість символу). В результаті, метод FBMC-OQAM не підходить для передачі коротких символів, як це необхідно для систем з малою затримкою. Крім того, він використовує складну схему оцінки каналу і не може бути легко розширений до MIMO через неортогональність у комплексних областях, що обмежує сферу його застосування.

Метод ущільнення на основі багаточастотного фільтрованого сигналу з QAM (FBMC-QAM) розроблений для пом'якшення складної форми сигналу FBMC-OQAM, коли парні та непарні піднесучі використовують різні фільтри [4]. Метод FBMC-QAM оптимізує два типи фільтрів для мінімізації внутрішніх взаємних завад між несучими, спричиненими неортогональністю в комплексних областях. Це забезпечує низький ООБЕ за рахунок використання довгого фільтра через природу фільтрації на основі піднесучих. Однак технологія FBMC-QAM не може повністю усунути внутрішні взаємні завади, які ведуть до зниження характеристик каналу навіть за умови використання вдосконаленого нелінійного приймача. Крім того, неортогональність ускладнює застосування методу ущільнення FBMC-QAM у сценаріях систем MIMO та неортогонального множинного доступу (NOMA).

Метод ущільнення на основі зваженої кругової згортки FBMC-OQAM (WCC-FBMC-OQAM) використовується для видалення «хвостів», викликаних лінійною згорткою фільтра підносійних у схемі

FBMC-OQAM [5]. Це усуває часові витрати, не викликаючи появи взаємних завад між піднесучими або міжсимвольними завадами. Крім того, зважене керування періодичною згорткою в часовій області використовується для забезпечення плавних переходів по краях сигналу, тим самим вирішуючи проблему різких країв сигналу в часовій області, викликаних круговою згорткою. Метод ущільнення WCC-FBMC-OQAM забезпечує винятковий показник ООБЕ з обмеженими накладними витратами на періодичну згортку у часовій області. Хоча він видаляє хвосту сигналу за допомогою фільтрації, він має інші недоліки FBMC-OQAM (наприклад, несумісний з технологією MIMO, яка є ключем до досягнення високої ефективності використання спектра).

Метод ущільнення на основі щільно налаштованого OFDM (FC-OFDM), який забезпечує співіснування FBMC-OQAM і OFDM в одному швидкому перетворенні Фур'є (FFT), де захисні піднесучі зарезервовані для розділення завад від FBMC-OQAM до OFDM [6]. В результаті, це дозволяє об'єднаний структурі передачі підтримувати ці дві форми сигналу. Однак для придушення ООБЕ OFDM потрібна додаткова фільтрація або періодична згортка. Крім того, коефіцієнт перекриття FBMC-OQAM (довжина фільтра, поділена на розмір FFT) обмежується значенням 1 для досягнення низької складності обробки, що зводить нанівець перевагу ООБЕ загального FBMC-OQAM, що використовує великий коефіцієнт перекриття (наприклад, 4).

В методі ущільнення на основі ортогонального частотно-часового простору (OTFS) використовується двовимірне перетворення Фур'є для перетворення даних частотно-часової області в область доплерівської затримки, і ці перетворені дані можуть передаватися за допомогою традиційного модулятора OFDM [5]. Метод ущільнення OTFS передбачає, що канали є розрідженими та незмінними в області доплерівської затримки, де дані згортаються з цими каналами. При цьому, забезпечується потенційний виграв у високошвидкісних сценаріях, але це відбувається за рахунок великої тривалості символу і дуже високої складності вирівнювальної фільтрації, не кажучи вже про застосування MIMO. Метод ущільнення CP-OFDM з додатковими опорними сигналами демодуляції (DMRS) для користувачів з високою мобільністю буде мати дуже хороші характеристики, особливо в каналах з переважанням LOS.

В методі спектрально ефективного мультиплексування з частотним поділом каналів (SEFDM) та мультиплексування в частотній області з перекриттям (OVFDM) порівняно з OFDM, сигнал SEFDM/OVFDM використовує інтервал між піднесучими, який менший за ширину піднесучої [4, 6]. Отже, сигнали стискаються у частотній області за рахунок наявності взаємних завад. Більше стиснення означає, що сигнал займає менш широку смугу, але це збільшує внутрішні завади. Для придушення цих завад можна використати вдосконалений приймач. Однак цей підхід зазвичай складний, особливо для багаторозрядної модуляції та великої кількості піднесучих. Використання потужного кодування (наприклад, полярний код) в системі передавання зменшує додатковий виграв у пропускній здатності. Оскільки висока модуляція чутлива до шуму та завад, через внутрішні взаємні перешкоди може статися втрата інформаційної здатності.

В методі ущільнення на основі векторного OFDM (V-OFDM) дані  $N$  підносійних кожного OFDM поділяються на  $K$  субвекторів довжиною  $N/K$ . До кожного субвектора застосовується зворотне швидке перетворення Фур'є (IFFT), і результуючі  $K$  субвекторів перемежуються для генерації перемежованого вектора довжини  $N$ , який передається разом з циклічним префіксом. У порівнянні з OFDM, в якому використовується  $N$  піднесучих, V-OFDM зменшує розмір FFT, що дозволяє спростити обробку в передавачі і зменшити PAPR. Але оскільки сигнали чергуються, спектр не локалізований. Крім того, серед  $K$  субвекторів існують міжсимвольні завади, що підвищують складність вирівнювання V-OFDM у порівнянні із CP-OFDM.

Метод мультиплексування з неортогональним частотним поділом каналів (NOFDM) / імпульсне мультиплексування OFDM (P-OFDM) / OFDM (FB-OFDM) із фільтрацією замість використання прямокутної форми імпульсу (як використовується в CP-OFDM) NOFDM/P-OFDM/FB-OFDM розглядає форму імпульсу як ще один рівень свободи для задоволення різних вимог до сигналу [3–5]. Наприклад, форма імпульсу може бути спроектована так, щоб мати різке згасання в частотній області та покращити частотну локалізацію порівняно з OFDM. Різні методи формування сигналів з декількома несучими, такі як CP-OFDM, W-OFDM, GFDM і FBMC-OQAM, можуть спільно використовувати аналогічну обробку передачі, але вони використовують різні функції форми імпульсу та інтервали символів для різних форм сигналів. Це означає, що переваги та недоліки різняться залежно від задіяних імпульсних функцій та символічних інтервалів.

Метод ущільнення на основі вейвлет-OFDM замість використання швидкого перетворення Фур'є (як це робиться в OFDM) використовує дискретне вейвлет-перетворення (DWT) [6]. Зокрема, зворотне дискретне вейвлет-перетворення (IDWT) та DWT застосовуються на сторонах передавача та приймача відповідно, з використанням дискретних гребінчастих фільтрів. Подібно до схем фільтрації піднесучих, вейвлет-OFDM забезпечує низький рівень ООБЕ через перекриття символів (хвосту в часовій області довгих фільтрів) і не вимагає захисного інтервалу в часі. Через довгі хвосту у часовій області він не підходить для передачі з малою затримкою. Більше того, його адаптація до технології MIMO потребує подальшого поглибленого дослідження.

Метод мультиплексування з поділом по Лагранжу та Вандермонду (LVDM) узагальнює OFDM із заповненням нулями (ZP-OFDM), при якому передавач модулює вектор символів, що передаються за допомогою матриці Лагранжа, а приймач демодулює прийнятий вектор символів за допомогою матриці



Вандермонда [1]. Сигнатури для побудови матриць Лагранжа та Вандермонда оптимізуються відповідно до каналів завмирання, що потребує знання про канали. Якщо сигнатури були розподілені одиничним колом з невідомими каналами, LVDM скорочується до ZP-OFDM. Для визначення приросту характеристик необхідні додаткові дослідження (наприклад, порівняння BLER в кодованих системах).

Метод ущільнення на основі перетворення лінійночастотної модуляції, як розвиток перетворення Фур'є, задіяного в OFDM, [7] було запропоновано метод формування сигналу на основі дробового перетворення Фур'є, а в [8] було запропоновано метод формування сигналу на основі афінного перетворення Фур'є. Задачами даних методів є оброблення каналів, що змінюються в часі, в умовах виникнення ефекту Доплера. Введення свободи у параметр лінійної частотної модуляції робить систему більш стійкою до внутрішніх взаємних завад порівняно з OFDM у випадках, коли спостерігаються багатопроменеві канали з лінійною залежністю між затримками та доплерівськими зсувами. Втім, порівняння з OFDM потребує подальших досліджень.

Метод ущільнення на основі використання неортогональної множинної несучої із застосуванням базової функції Слєпіана (SNMC) [1]. При цьому, одна піднесуча мультиплексується безліччю ортогональних базових функцій Слєпіана, які переносять інформацію даних (наприклад, символи QAM). Оскільки концентрація енергії в базовій функції Слєпіана оптимальна як у часовій, так і частотній областях, SNMC забезпечує дуже хороші характеристики ООВЕ. Хоча базова функція Слєпіана ортогональна в одній піднесучій, все ж таки взаємні завади існують через неортогональність між піднесучими. Отже, для придушення взаємних завад необхідно використовувати вдосконалений приймач. При цьому, також ускладнюється схема пілотного сигналу та оцінки каналу. Очікується, що у сценаріях MIMO використання методу SNMC буде набагато складнішим у порівнянні із OFDM.

Сигнали з однієї несучої (наприклад, DFT-s-OFDM, прийняті в LTE та NR UL) більш вигідні з точки зору PAPR порівняно з формами сигналів з декількома несучими. Подібні сигнали також стійкіші до фазового шуму з відносно простою оцінкою та компенсацією в часовій області. Однак сигнали з однією несучою мають деякі загальні недоліки, які обмежують сценарії їхнього застосування. Зокрема, підтримка операцій мультиплексування з частотним поділом каналів (FDM), таких як поділ користувачів, поділ опорного сигналу і даних та агрегація несучих погіршить значення PAPR. Крім того, виділення частотних ресурсів та відображення даних для користувачів, що обслуговуються сигналами з однієї несучої, занадто обмежені, щоб підтримувати низький PAPR та розумну складність обробки. Застосування простої корекції в частотній області (застосовується в OFDM) в багатопроменевих частотно-вибіркових бездротових каналах призведе до погіршення функціональних параметрів системи передавання. Причому ця зміна параметрів набагато вища у сценаріях MIMO, де OFDM може реалізовувати попереднє кодування в частотній області (навіть для кожної підносійної), не впливаючи на PAPR. І навпаки, для підтримки низького PAPR сигнали з однією несучою можуть використовувати лише повносмугове попереднє кодування. Наведемо методи ущільнення сигналів з однією несучою.

Метод ущільнення із використанням однієї носійної на основі розширення DFT, в якому більшість багаточастотних сигналів, розглянутих раніше, можна перетворити на відповідні версії з однієї несучої. Типовим прикладом є DFT-s-OFDM. У цьому випадку попереднє кодування DFT переносить вхідні сигнали в частотну область. Для подальшого зменшення PAPR може застосовуватися формування спектра частотної області (FDSS), яке зазвичай передбачає збільшення смуги пропускання (тобто за рахунок зниження ефективності використання спектра). Фільтр FDSS не може використовуватись при модуляції високого порядку, оскільки він значно знижує якість декодування через затребуваність додаткових службових сигналів. Сигнали частотної області формуються у бажаній смузі пропускання, а потім переносяться назад у часову область шляхом швидкого зворотного перетворення Фур'є. При цьому, для забезпечення можливості одноразової корекції частотної області на стороні приймача у сигнал зазвичай додається циклічний префікс. Хоча виділення ресурсів з точки зору обробки частотної області сумісне із OFDM та обмежено кількома варіантами для спрощення операції DFT.

Метод ущільнення SC-QAM/SC-FDE використовує традиційний сигнал з однією несучою, де вся обробка виконується в часовій області [5]. Подібно до методу ущільнення DFT-s-OFDM, в методі SC-QAM/SC-FDE додається циклічний префікс, нулі або унікальні слова (UW), щоб забезпечити одноразове вирівнювання частотної області на стороні приймача. У порівнянні з DFT-s-OFDM, метод SC-QAM/SC-FDE характеризується меншою складністю (бо ні DFT, ні IFFT не використовуються на стороні передавача) і меншою гнучкістю з точки зору операцій у частотній області. Зокрема, метод ущільнення SC-QAM/SC-FDE підтримує лише передачу/прийм з повною смугою пропускання без урахування частотного поділу користувачів, каналів чи опорних сигналів.

Метод ущільнення ZT/UW-DFT-s-OFDM базується на комбінації технологій DFT-s-OFDM, у якій нулі або унікальні слова додаються перед дискретним перетворенням Фур'є для заміни циклічного префікса [6]. У методі DFT-s-OFDM службові дані циклічного префікса є фіксованими та спільними для всіх користувачів, тоді як довжина нулів або унікального слова може залежати від користувача, для забезпечення динамічного регулювання службових даних на основі затримки розширення та розповсюдження в ZT/UW-DFT-s-OFDM. Це потенційно може зменшити деякі накладні витрати для користувачів з малим розкидом затримки. Однак, через відсутність префікса тривалість символу відрізняється від усіх сигналів на основі циклічного префікса, описаних раніше. Таким чином, метод ZT/UW-DFT-s-OFDM не може

мультиплексуватися з цими користувачами в одній і тій самій смузі. Діпазон зміни значень затримки каналу повинен бути відомий на сторонах базової станції та обладнання користувача, для чого будуть потрібні додаткові службові дані. Крім того, параметри модуляції вищого порядку будуть обмежені через відсутність характеристик кільцевої згортки каналів.

Метод ущільнення на основі альтернативи Найквісту (FTN) / мультиплексування з перекриттям у часовій області (OVTDM), який на відміну від методу SEFDM/OVFDМ, цей метод пакує символи в часовій області для передачі зі швидкістю FTN [1, 3]. Недоліки методу FTN/OVTDM такі самі, як і у методі SEFDM/OVFDМ, а саме складний приймач з потенційно обмеженим збільшенням пропускної спроможності або взагалі без нього порівняно із системами, які використовують потужну схему кодування. Методи OVFDМ та OVTDM спільно називаються методами мультиплексування X-області з перекриттям (OVXDM) [1].

Порівняно зі звичайною QAM модуляцією інші схеми модуляції можуть забезпечити кращий коефіцієнт підсилення, нижчий PAPR та кращу стійкість до радіочастотних спотворень. Деякі з таких схем модуляції необхідно розглянути.

Повернена QAM модуляція є звичайною QAM модуляцією після того, як до неї застосували зсув (поворот) фази. Наприклад, квадратурна фазова маніпуляція з поворотом  $\pi/4$  (QPSK) застосовується у вузькосмуговому UL інтернету речей (NB-IoT), де поворот фази дорівнює  $\pi/4 \times (n \bmod 2)$ , а  $n$  – індекс символу. Додаткове обертання фази може зменшити зсув фази між сусідніми модульованими символами, що, своєю чергою, може зменшити PAPR за рахунок використання сигналів з однією несучою. Однак зростання значення PAPR надзвичайно обмежує модуляцію вищого порядку вище за QPSK модуляцію. Крім того, обернена QAM модуляція зазвичай використовується разом з непрозорим FDSS фільтруванням для методу ущільнення DFT-s-OFDM із забезпеченням хороших характеристик PAPR та BLER.

В мережах 5G було запропоновано кілька схем нерегулярної QAM модуляції, включаючи 1D/2D-оптимізовану неоднорідну QAM модуляцію, ймовірнісну кодовану модуляцію [2] та амплітудно-фазову маніпуляцію (APSK). Ці схеми мають потенціал для забезпечення більш високих коефіцієнтів підсилення формування, поліпшення PAPR та стійкості до фазового шуму. Однак такий вигравш досягається за рахунок вищої складності демодуляції.

Для зменшення фазового зсуву між сусідніми модульованими символами, [3] було запропоновано інтерполяцію сукупності. Зокрема, модульована сукупність спочатку інтерполюється по гладкій траєкторії з постійною огинаючою (для QPSK) або траєкторії з майже постійною огинаючою (для QAM) перед операцією дискретного перетворення Фур'є в методі ущільнення DFT-s-OFDM. Інтерполяція досягається за допомогою простого гратчастого кодера з  $Q$  станом, де  $Q$  - вихідний розмір сукупності. Підвищення коефіцієнту інтерполяції зумовлює збільшення обмеження траєкторії сукупності, що призводить до меншого PAPR за рахунок більш високої складності інтерполяції. Застосування технології FDSS може забезпечити компроміс між ефективністю використання спектру та PAPR, використовуючи різні фільтри формування спектру. Для вирівнювання каналів може використовуватися стандартний еквалайзер з одним відведенням у частотній області. Вирівняний символ потім подається в гратчастий декодер  $Q$  станів для отримання логарифмічного відношення правдоподібності (LLR) для декодера з прямим виправленням помилок (FEC). Інтерполяція сукупності може забезпечити надзвичайно добрий рівень PAPR за рахунок ускладнення процесів передачі та прийому. Тому, необхідні подальші дослідження для вивчення рівня BLER при різних компромісах між ефективністю використання спектру та рівнем PAPR.

Багатовимірна модуляція використовує більше ступенів свободи для підвищення якості каналу за рахунок ускладнення реалізації. Дана модуляція може поліпшити коефіцієнт розрізнення символів, у порівнянні з традиційними комбінаціями QAM. Також вона може надати новий спосіб організації масового доступу користувачів, такий як схема множинного доступу з розрідженим кодом (SCMA) [4, 5]. Крім того, для некогерентного детектування без пілот-сигналу можуть застосовуватися грасманові сукупності, що дозволяє значно знизити накладні витрати на пілот-сигнал у певних випадках (наприклад, mMTC та масивні MIMO) за рахунок збільшення складності детектування [6].

При індексній модуляції індекси складових блоків у системах зв'язку використовуються для передачі додаткової інформації. Два застосування індексної модуляції – це просторова модуляція та OFDM з індексною модуляцією [7]. Просторова модуляція передає інформацію з використанням індексів передаючих антен на додаток до традиційної схеми символної модуляції (наприклад, QAM). З іншого боку, OFDM з індексною модуляцією передає інформацію з використанням індексів підносійних передач. Індексна модуляція може забезпечити хорошу енергоефективність, але ефективність використання спектру буде нижчою, ніж у традиційних систем зв'язку на основі QAM модуляції.

### Висновки

В результаті дослідження методів ущільнення із використанням декількох носійних, визначено домінуючий метод ущільнення для мобільних систем зв'язку зокрема, метод CP-OFDM через його високу ефективність використання спектру, масштабованість та гнучкість завдяки введенню циклічного префіксу. Тому доцільно розглядали можливість використання подібних сигналів для сканування. Враховуючи той факт, що циклічні префікси можуть погіршити автокореляцію в часовій області, прийнято новий підхід до обробки частотної області, який може ефективно оцінювати параметри CP-OFDM з максимальним

виграшем від обробки. Крім того, було доведено, що метод ущільнення CP-OFDM вільний від проблеми доплерівського зсуву діапазону, таким чином оцінки дальності та доплерівського зсуву можуть розглядатися в CP-OFDM як незалежні завдання. Крім того, параметри CP-OFDM, такі як відстань до несучої, величина захисного інтервалу, довжина кадру та форма пілот-сигналу, можуть бути адаптовані для оптимізації роботи та стійкості детектування та передачі даних. Однак подібні переваги ґрунтуються на ідеальній синхронізації (часу та частоти) між передавачем і приймачем, хоча ідеальна синхронізація може виявитися неможливою, особливо для бістатичного сканування, коли передавач та приймач сигналу сканування не розташовані поруч. В цьому випадку циклічний префікс може не забезпечувати будь-яких переваг для якісного сканування, і можна розглядати форми сигналів з декількома без префіксу. Основним недоліком відмови від префіксу є складність детектування даних (через міжсимвольні перешкоди), яку необхідно усунути. Також розглянуто ще одну важливу проблему для сканування, де надзвичайно важлива енергоефективність, є великий PAPR сигналів з декількома несучими (з префіксом або без нього).

Досліджено методи ущільнення з одною несучою, які ґрунтуються на розширенні кодової області спільних сигналів радару та зв'язку, в якому на характеристики радару впливає автокореляція послідовностей. Однак довгий розширювальний код, що призводить до хорошої автокореляції, знижує ефективність використання спектру для систем зв'язку. У цьому випадку оцінка доплерівського ефекту не є тривіальною і потребує складніших алгоритмів. Здійснено обґрунтування вибору схеми модуляції сигналів в радіосистемах 5/6G.

### Література

1. Liu X., Xu T., Darwazeh I. (2020). Coexistence of orthogonal and nonorthogonal multicarrier signals in beyond 5G scenarios, in Proc. 2020 2nd 6G Wireless Summit (6G SUMMIT). IEEE, pp. 1–5.
2. Tourki K., Zakaria R., Debbah M. (2020). Lagrange Vandermonde division multiplexing, in Proc. 2020 IEEE International Conference on Communications (ICC). IEEE, pp. 1–6.
3. Işcan O., Böhnke R., Xu W. (2019). Probabilistic shaping using 5G new radio polar codes, IEEE Access, vol. 7, pp. 22 579–22 587.
4. Gohary R. H., Yanikomeroglu H. (2019). Noncoherent MIMO signaling for block-fading channels: Approaches and challenges, IEEE Vehicular Technology Magazine, vol. 14, no. 1, pp. 80–88.
5. Васильківський, М., Нікітович, Д., & Болдирева, О. (2022). Керування доступом до інформаційних даних в інтелектуальних інфокомунікаційних мережах. Measuring and computing devices in technological processes, (4), 5–17. <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2022-72-4-1>
6. Васильківський, М., Варгатюк, Г., & Болдирева, О. (2022). Дослідження архітектури штучного інтелекту для інфокомунікаційних мереж 6G. Measuring and computing devices in technological processes, (4), 62–70. <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2022-72-4-7>
7. Васильківський, М., Коломієць, А., & Грабчак, Н. (2022). Дослідження функціональних параметрів інфокомунікаційних мереж 6G. Вісник Хмельницького національного університету, (6), 46–52. <https://www.doi.org/10.31891/2307-5732-2022-315-6-46-52>
8. Васильківський, М., Коломієць, А., & Будащ, М. (2022). Оцінювання параметрів радіотрактів інфокомунікаційних систем 5G/6G. Вісник Хмельницького національного університету, (6), 53–60. <https://www.doi.org/10.31891/2307-5732-2022-315-6-53-60>

### References

1. Liu X., Xu T., Darwazeh I. (2020). Coexistence of orthogonal and nonorthogonal multicarrier signals in beyond 5G scenarios, in Proc. 2020 2nd 6G Wireless Summit (6G SUMMIT). IEEE, pp. 1–5.
2. Tourki K., Zakaria R., Debbah M. (2020). Lagrange Vandermonde division multiplexing, in Proc. 2020 IEEE International Conference on Communications (ICC). IEEE, pp. 1–6.
3. Işcan O., Böhnke R., Xu W. (2019). Probabilistic shaping using 5G new radio polar codes, IEEE Access, vol. 7, pp. 22 579–22 587.
4. Gohary R. H., Yanikomeroglu H. (2019). Noncoherent MIMO signaling for block-fading channels: Approaches and challenges, IEEE Vehicular Technology Magazine, vol. 14, no. 1, pp. 80–88.
5. Vasykivskiyi, M., Nikitovych, D., & Boldyreva, O. (2022). Keruvannia dostupom do informatsiinykh danykh v intelektualnykh infokomunikatsiinykh merezhakh. Measuring and computing devices in technological processes, (4), 5–17. <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2022-72-4-1>
6. Vasykivskiyi, M., Varhatiuk, H., & Boldyreva, O. (2022). Doslidzhennia arkhitektury shtuchnoho intelektu dlia infokomunikatsiinykh merezh 6G. Measuring and computing devices in technological processes, (4), 62–70. <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2022-72-4-7>
7. Vasykivskiyi, M., Kolomiets, A., & Hrabchak, N. (2022). Doslidzhennia funktsionalnykh parametriv infokomunikatsiinykh merezh 6G. Visnyk Khmelnytskoho natsionalnoho universytetu, (6), 46–52. <https://www.doi.org/10.31891/2307-5732-2022-315-6-46-52>
8. Vasykivskiyi, M., Kolomiets, A., & Budash, M. (2022). Otsiniuvannia parametriv radiotraktiv infokomunikatsiinykh system 5G/6G. Visnyk Khmelnytskoho natsionalnoho universytetu, (6), 53–60. <https://www.doi.org/10.31891/2307-5732-2022-315-6-53-60>