

УДК 621.396.662.072.078

В. Б. ТОЛУБКО, доктор техн. наук, професор;
Л. Н. БЕРКМАН, доктор техн. наук, професор;
С. В. КОЗЕЛКОВ, доктор техн. наук, професор,
Державний університет телекомунікацій, Київ

Формування багатопозиційного сигналу технологій 5G на базі фазорізницевої модуляції високого порядку

У статті подано принципи, ключові вирішення та основні компоненти технологій 5G. Здійснено аналіз можливих методів формування багатопозиційного сигналу. Запропоновано використовувати метод фазорізницевої модуляції високого порядку, що забезпечує інваріантність до зсуву носійних частот, дозволяючи мінімізувати міжканальні завади при зменшенні інтервалу ортогональності.

Ключові слова: технології 5G; багатопозиційні сигнали.

Вступ

Розвиток ІТ технологій має на меті забезпечувати широкосмуговий доступ дедалі більшій кількості абонентів інфокомунікаційних мереж.

Розв'язання цього завдання в найефективніший спосіб можливе завдяки впровадженню мобільних мереж наступного покоління 5G.

Як показує аналіз, відповідні дослідження активно здійснюються в багатьох напрямках. Головна мета цих досліджень — окреслити істотні особливості систем 5G.

Основна частина

Головні принципи 5G можна сформулювати так:

- Націленість на обмеження кількості використовуваних технологій для мінімізації операційних витрат.
- Повна сумісність із попередніми технологіями.
- Безперервний розвиток технології LTE в частотному діапазоні менш як 6 ГГц, доповненому діапазонами вищих (6...100 ГГц) частот.
- Як альтернатива — абсолютно новий радіоінтерфейс, сумісний з існуючими інтерфейсами.
- Інтеграція з додатковими технологіями (3GPP із non-3GPP), у тому числі 3GPP і Wi-Fi.

Ключові вирішення та потенційні технологічні компоненти 5G

• Застосування малих стільників Small Cell із надщільним розподілом (один приймач на кожного користувача), які дають змогу розвантажити щодо макростільників мережі з поділом середовищ передавання команд управління та призначеного для користувача трафіку між Macro- і Small-стільниками в різних смугах частот (концепція «Phantom Cell»).

• Уведення в дію так званих масивних (багатовимірних) MIMO, в яких ефективно реалізується режим динамічного формування спрямованих променів для передавання (3D Beam forming), дозволяє збільшити енергетичний виграш в очікуваних високих діапазонах частот і поліпшити покриття та спектральну ефективність в ультращільних малих стільниках (рис. 1).

• Використання нових методів множинного доступу, відомих під назвою Non-Orthogonal Waveform, які дають виграш щодо спектральної ефективності порівняно з OFDM.

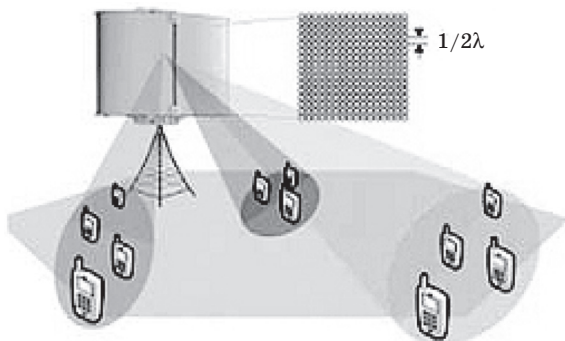


Рис. 1. Масив MIMO/3D Beam forming

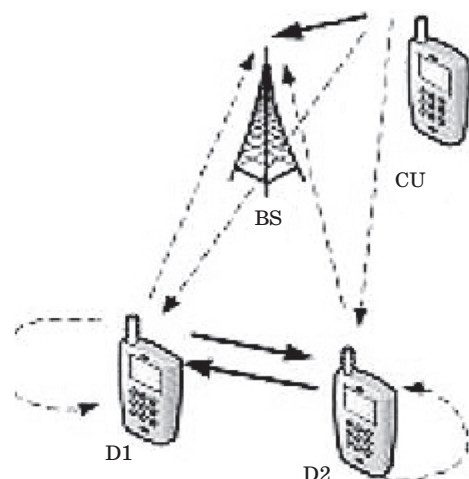


Рис. 2. З'єднання D2D

- Застосування повного дуплексу FD (Full Duplex) — одночасного передавання та прийому в спільній смузі частот, переважно в коротких з'єднаннях «точка-точка» (D2D) (рис. 2).

Потенційні технологічні компоненти 5G, що розглядаються вже сьогодні

- Методи зниження внутрішньосистемних завад (координація передавання в суміжних стільниках, удосконалені методи прийому).
- Централізована архітектура радіомережі (розподілена RAN, координація центральних диспетчерів, методи самоконфігурації та самооптимізації RAN).
- Алгоритми з'єднань пристроїв з обмеженим енергоспоживанням M2M.

Відповідні вирішення стосуються передусім технологічної концепції майбутньої мережі радіодоступу FRA. Сутність цієї концепції розкрито в [5]. В її основу покладено більш ефективне комплексне застосування кількох методів множинного доступу, серед яких важливу роль відіграють неортогональні методи [5].

Річ у тім, що ортогональний метод OFDMA було застосовано в LTE з міркувань зниження внутрішньосистемних завад і спрощення обробки сигналів в абонентських пристроях. Проте цей метод має недолік, що полягає в неможливості досягти максимальних користувальницьких швидкостей передавання даних за одночасного обслуговування кількох абонентів. У контексті нових вимог до 5G зазначений недолік стає особливо істотним. Окрім того, розподіл ортогонального ресурсу вимагає суворої синхронізації, а це, у свою чергу, пов'язане з додатковими часовими затримками в радіоінтерфейсі, неприйнятними, коли йдеться про необхідність численних з'єднань у реальному часі.

З огляду на сказане увага дослідників у рамках 5G зосереджується саме на пошуку нових методів множинного доступу. Адже в цій сфері маємо чималий потенціал для усунення зазначених недоліків за рахунок різних схем виділення кільком користувачам одного й того самого ресурсу (неортогональне призначення ресурсу як у часовій, так і в частотній області).

Ці методи, поки що не систематизовані, іноді дублюють один одного, хоча й мають різні назви. Подамо стисло їх характеристику [3].

FBMC (Filter-Bank Multi-Carrier Modulation) — метод частотного мультиплексування з множиною носійних, сформованих із використанням банку (гребінки) частотних фільтрів. Назва методу не зовсім вдала, оскільки вона не відбиває однозначно його суті (наприклад, ця назва охоплює і OFDM, в якому використовується банк фільтрів швидкого перетворення Фур'є). Насправді в основу FBMC покладено додаткову процедуру фільтрації багаточастотного сигналу перед виконанням перетворення Фур'є, що дозволяє досягти істотного подавлення позасмугового випромінювання та підвищити спектральну ефективність багаточастотного сигналу. При FBMC частотне ущільнення каналів відповідає частині символного інтервалу між підносійними частотами, що може викликати перекриття їхніх спектрів і дає підставу віднести метод до Non-Orthogonal Waveform.

F-OFDM (Fast-OFDM) або **N-OFDM (Non-Orthogonal-OFDM)**, а також метод **FTN (Faster-Than-Nyquist Signaling)** схожі за своєю суттю [8; 9]. Метод F-OFDM відрізняється від OFDM застосуванням частотного рознесення підносійних зі зменшеним удвічі інтервалом. При цьому зі збільшенням частотного ущільнення рівень позасмугового випромінювання сигналів знижується. В основу методу покладено той факт, що дійсна частина коефіцієнта кореляції двох комплексних підносійних частот дорівнює нулю, якщо рознесення між ними кратне цілому числу $1/2T$. Незважаючи на дворазове ущільнення за частотою, сигнали, як і раніше, залишаються ортогональними один до одного. Але вигреш щодо спектральної ефективності порівняно з OFDM можливий тільки в разі використання дійсного подання сигналів і одновимірних (дійсних) схем їх модуляції — BPSK.

SCMA (Sparse Code Multiple Access) — неортогональний метод, згідно з яким мультиплексування каналів відбувається за допомогою проріджених кодових слів (Codeword) із деякого набору кодових книг (Codebooks). У результаті маємо кодове розділення каналів, але з меншим ступенем неортогональності, ніж у W-CDMA [1].

NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access) спирається на розвиток алгоритмів ефективної компенсації внутрішньосистемних завад, що дозволяють застосовувати неортогональний метод множинного доступу. Внутрішньосистемні завади, які виникають при цьому, можуть бути компенсовані завдяки мультиплексуванню призначених для користувача каналів з урахуванням відмінностей втрат на трасі поширення сигналу кожного користувача.

Отже вже сьогодні можна скласти доволі повне враження про системи мобільного зв'язку 5G. Тут, як бачимо, не йдеться про повну заміну існуючих технологій, а швидше — про подальший їх розвиток і доповнення новими складовими.

Зауважимо, що коли досліджуються сигнали з фазорізницевою модуляцією (ФРМ) і методи їх прийому, то це стосується передусім частинного випадку ФРМ, відомої як ФРМ-1 — фазорізницева модуляція 1-го порядку або порядку, кратного ФРМ-1.

Фазорізнцева модуляція 1-го та 2-го порядку та властивості інваріантності

Поняття порядку різниці фаз сигналу введемо в такий спосіб. Нехай маємо послідовність посилок, що передаються за допомогою гармонічного ФМ сигналу з початковими фазами:

$$\varphi_0, \varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{n-1}, \varphi_n, \varphi_{n+1}, \dots \quad (1)$$

Складемо різниці фаз між кожною парою сусідніх посилок:

$$\begin{aligned} \Delta_1^1 \varphi &= \varphi_1 - \varphi_0, \\ \Delta_2^1 \varphi &= \varphi_2 - \varphi_1, \\ &\vdots \\ \Delta_n^1 \varphi &= \varphi_n - \varphi_{n-1}, \\ \Delta_{n+1}^1 \varphi &= \varphi_{n+1} - \varphi_n, \\ &\vdots \end{aligned} \quad (2)$$

Різниці фаз виду (2) називають *різницями фаз 1-го порядку*, або *першими різницями фаз*, оскільки їх утворено з вихідної послідовності фаз (1) за допомогою одноразового виконання операції віднімання. Ця обставина підкреслюється верхнім індексом «1» при операторі Δ . Таким чином, позначення $\Delta_n^1 \varphi$ показує, що йдеться про розрахунок першої різниці фаз між n -ю та $(n - 1)$ -ю послідовними сигналами. Послідовність перших різниць фаз, так само як і послідовність початкових фаз, розгортається в часі при передаванні посилок сигналу:

$$\Delta_0^1 \varphi, \Delta_1^1 \varphi, \Delta_2^1 \varphi, \dots, \Delta_{n-1}^1 \varphi, \Delta_n^1 \varphi, \Delta_{n+1}^1 \varphi \dots \quad (3)$$

Із цієї числової послідовності можна скласти різниці 2-го порядку за тим самим правилом:

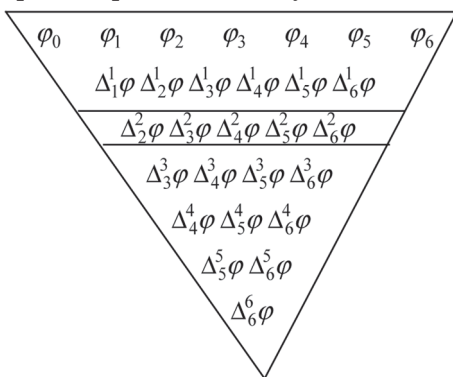
$$\begin{aligned} \Delta_1^2 \varphi &= \Delta_1^1 \varphi - \Delta_0^1 \varphi, \\ \Delta_2^2 \varphi &= \Delta_2^1 \varphi - \Delta_1^1 \varphi, \\ &\vdots \\ \Delta_n^2 \varphi &= \Delta_n^1 \varphi - \Delta_{n-1}^1 \varphi, \\ \Delta_{n-1}^2 \varphi &= \Delta_{n-1}^1 \varphi - \Delta_{n-2}^1 \varphi, \\ &\vdots \end{aligned} \quad (4)$$

Різниці фаз виду (4) називають ще *другими різницями фаз*, оскільки їх дістають із вихідної послідовності фаз (1) дворазовим застосуванням операції віднімання. Ця обставина підкреслюється верхнім індексом «2» при операторі Δ .

Другі різниці фаз утворюють у часі послідовність, аналогічну (3):

$$\Delta_0^2 \varphi, \Delta_1^2 \varphi, \Delta_2^2 \varphi, \dots, \Delta_{n-1}^2 \varphi, \Delta_n^2 \varphi, \Delta_{n+1}^2 \varphi \dots \quad (5)$$

Процес формування різниць фаз порядку від 1-го до 6-го ілюструє рисунок у вигляді трикутної таблиці, побудованої за таким принципом. У всіх її рядках, починаючи з другого, кожний елемент дорівнює різниці двох сусідніх елементів рядка, розміщеного вище [2].



Принцип формування різниць фаз

Вирази (6) і (7) визначають загальний алгоритм формування та обробки фазомодульованого сигналу при ФРМ-1. На передавальному боці системи цифрового передавання дискретному інформаційному символу J_n ставиться у відповідність одне з припустимих значень першої різниці фаз $\Delta_n^1 \varphi$, а далі за допомогою елемента затримки на послілку та суматора згідно із (7) формується початкова фаза наступної n -ї послілки передаваного сигналу.

На приймальному боці після вимірювання початкових фаз двох сусідніх посилок сигналу за допомогою елемента затримки та пристрою віднімання обчислюється інформаційна різниця фаз $\Delta_n^1 \varphi$, яка ототожнюється з переданим дискретним символом.

Зосередимо увагу на використанні перших і других різниць фаз.

Тепер уведено раніше ФРМ-1 можна визначити так: *фазорізнцевою модуляцією 1-го порядку* називається спосіб формування фазомодульованого сигналу, згідно з яким інформація вкладається в значення перших різниць початкової фази посилок.

Інформаційним параметром сигналу при ФРМ-1 є різниця фаз, що визначається двома послілками сигналу:

$$\Delta_n^1 \varphi = \varphi_n - \varphi_{n-1}. \quad (6)$$

Звідси випливає, що початкова фаза чергової n -ї послілки переданого в канал зв'язку сигналу набирає вигляду:

$$\varphi_n = \varphi_{n-1} + \Delta_n^1 \varphi. \quad (7)$$

Аналогічно *фазорізничеву модуляцію 2-го порядку* (ФРМ-2) визначимо як спосіб формування ФМ сигналу, згідно з яким інформація вкладається в значення других різниць початкової фази посилок сигналу.

Інформаційним параметром сигналу при ФРМ-2 є різниця між різницями фаз, що визначається трьома посилками:

$$\Delta_n^2 \varphi = \Delta_n^1 \varphi - \Delta_{n-1}^1 \varphi = (\varphi_n - \varphi_{n-1}) - (\varphi_{n-1} - \varphi_{n-2}) = \varphi_n - 2\varphi_{n-1} + \varphi_{n-2}. \quad (8)$$

Звідси випливає, що початкова фаза n -ї посилки переданого в канал зв'язку сигналу набирає вигляду:

$$\varphi_n = \Delta_n^2 \varphi + 2\varphi_{n-1} - \varphi_{n-2}. \quad (9)$$

Її також можна подати аналогічно (7) у вигляді двох рекурентних співвідношень:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_n &= \varphi_{n-1} + \Delta_n^1 \varphi; \\ \Delta_n^1 \varphi &= \Delta_{n-1}^1 \varphi + \Delta_n^2 \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Формувач початкових фаз посилок сигналу при ФРМ-2, який працює за алгоритмом (10), складається з двох послідовно підімкнених формувачів фази при ФРМ-1, а пристрій обробки — із двох послідовно підімкнених обчислювачів перших різниць фаз.

Спинимося тепер на основній властивості ФРМ-1 і ФРМ-2 — інваріантності (нечутливості) щодо певних чинників.

Так, за допомогою ФРМ-1 вдається усунути неоднозначність рішення на виході демодулятора, зумовлену невизначеністю початкової фази прийнятого сигналу. **Адже перша різниця фаз є інваріантом перетворення, яке полягає в додаванні до інформаційних фаз посилок сигналу довільної спільної початкової фази.** Справді, якщо до інформаційних фаз φ_{n-1} і φ_n ($n-1$ -ї та n -ї посилок сигналу) додалася довільна і невідома в місці прийому початкова фаза φ_0 , то різниця фаз ($n-1$ -ї та n -ї посилок) ніяк не змінилася від такого перетворення:

$$\Delta_n \varphi = (\varphi_n + \varphi_0) - (\varphi_{n-1} + \varphi_0) = \varphi_n - \varphi_{n-1} = \text{invar} \varphi_0. \quad (11)$$

Отже, ФРМ-1 інваріантна щодо початкової фази сигналу, причому ця інваріантність зберігається для всіх методів прийому відповідних сигналів. Наприклад, у разі оптимального некогерентного та автокореляційного прийому не потрібна жодна інформація про початкову фазу, а в разі когерентного прийому початкова фаза має бути відома з точністю до фіксованих зсувів, залежних від кратності модуляції (скажімо, із точністю до 180° при однократній ФРМ-1, що цілком можливо здійснити).

Перехід до ФРМ-2 дозволяє досягти повної нечутливості стосовно не лише довільної початкової фази, а й довільних зсувів частоти. **Адже друга різниця фаз є інваріантом перетворення, яке полягає в довільному зсуві частоти носійного коливання.** Справді, припустимо, що номінальна частота носійного коливання $\omega = m2\pi/T$, де m — ціле число, набула довільного приросту $\Delta\omega$. Тоді якщо фаза ($n-1$ -ї посилки) дорівнює $(\varphi_{n-1} + \varphi_0)$, то фаза n -ї посилки буде $(\varphi_{n-1} + \varphi_0 + \Delta\omega T)$, а фаза ($n+1$ -ї посилки) становитиме $(\varphi_{n-1} + \varphi_0 + 2\Delta\omega T)$. Неважко побачити, що перші різниці фаз

$$\Delta_{n+1}^1 \varphi = \varphi_{n+1} - \varphi_n + \Delta\omega T; \quad \Delta_n^1 \varphi = \varphi_n - \varphi_{n-1} + \Delta\omega T$$

не залежать від початкової фази φ_0 , але залежать від зсуву частоти $\Delta\omega$, тоді як другі різниці фаз не залежать ні від φ_0 , ні від $\Delta\omega$:

$$\Delta_{n+1}^2 \varphi = \Delta_{n+1}^1 \varphi - \Delta_n^1 \varphi = \varphi_{n+1} - 2\varphi_n + \varphi_{n-1} = \text{invar}(\varphi_0, \Delta\omega). \quad (12)$$

Отже, ФРМ-2 **інваріантна щодо частоти носійного коливання.** Ця унікальна властивість ФРМ-2 значно розширює можливості систем цифрового зв'язку з фазомодульованими сигналами.

Сигнали з ФРМ-2 так само, як і сигнали з ФРМ-1, можна приймати за допомогою алгоритмів когерентного, оптимального некогерентного та автокореляційного прийому. Згідно з першими двома методами властивість інваріантності до частоти, природно, не реалізується, оскільки когерентний і оптимальний некогерентний методи прийому досягають межі своїх потенційних можливостей лише тоді, коли точно відома частота носійного коливання, а в разі відхилень частоти сигналу від частоти опорних коливань демодуляторів швидко втрачають роботоздатність. Важливою перевагою ФРМ-2 є те, що за відомої частоти сигналу вона має таку саму завадостійкість, як ФРМ-1 при когерентному прийомі, і навіть вищу, ніж ФРМ-1 при оптимальному некогерентному прийомі.

Властивість абсолютної інваріантності до частоти носійного коливання досягається при автокореляційному прийомі сигналів із ФРМ-2. У найпростішому випадку однократної ФРМ-2 із другими різницями фаз $\Delta^2 \varphi_1 = 0$, $\Delta^2 \varphi_2 = \pi$ алгоритм роботи відповідного демодулятора можна дістати, подавши косинус другої різниці фаз прийнятого сигналу через скалярні добутки сусідніх посилок. Очевидно, що в даному випадку переданий інформаційний символ J_n визначається знаком косинуса другої різниці фаз $\Delta_n^2 \varphi_\xi$ на n -й посилці:

$$J_n = \text{sgn} \cos \Delta_n^2 \varphi_\xi = \text{sgn} \left(\cos \Delta_n^1 \varphi_\xi \cos \Delta_{n-1}^1 \varphi_\xi + \sin \Delta_n^1 \varphi_\xi \sin \Delta_{n-1}^1 \varphi_\xi \right). \quad (13)$$

Косинуси і синуси перших різниць фази, що входять у (13), подаються такими формулами векторної алгебри:

$$\left. \begin{aligned} \cos \Delta_n^1 \varphi_\xi &= \frac{(X_n, X_{n-1})}{|X_n| |X_{n-1}|}, \quad \sin \Delta_n^1 \varphi_\xi = \frac{(X_n, X_{n-1}^*)}{|X_n| |X_{n-1}|}; \\ (X_n, X_{n-1}) &= \int_0^T X_n(t) X_{n-1}(t) dt; \\ (X_n, X_{n-1}^*) &= \int_0^T X_n(t) X_{n-1}^*(t) dt, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

де $X_n(t)$ та $X_{n-1}(t)$ — відповідно n -на та $(n-1)$ -ша послідовність сигналів на вході демодулятора.

Підставивши (14) у (13), дістанемо шуканий алгоритм автокореляційної обробки сигналів з однократною ФРМ-2, котрий, як неважко перевірити, абсолютно інваріантний до частоти носійного коливання.

Така процедура обробки сигналів із ФРМ-2 дозволяє демодулювати їх безпомилково при невідомих зсувах носійного коливання.

Висновки

Проаналізовано види модуляції багатопозиційних сигналів на базі неортогональних носійних коливань, які дозволяють наблизити швидкість передавання інформації до пропускної здатності каналу. Запропоновано в системах 5G використовувати фазорізницеву модуляцію високого порядку для забезпечення інваріантності таких систем до міжканальних завад, характерних для неортогональних носійних.

Наведено алгоритми обробки багатопозиційних сигналів демодуляторів із фазорізницевою модуляцією високого порядку.

Література

1. **Ким, А. В.** Новый мобильный горизонт: итоги MWC-13 / А. В. Ким, В. О. Тихвинский // *Электросвязь*.— 2013.— № 3.
2. **Окунев, Ю. Б.** Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами / Ю. Б. Окунев.— М.: Радио и связь, 1991.
3. **Тихвинский, В. О.** LTE World Summit-2013: на пути к 5G / В. О. Тихвинский, В. Я. Архипкин // *Электросвязь*.— 2013.— № 7.
4. **Стратегия** инновационного развития РФ на период до 2020 года [Електронний ресурс].— Режим доступу: http://www.rg.ru/pril/63/14/41/2227_strategiia.doc.
5. **Mobile and wireless communications Enablers for the 2020 Information Society.** EU FP7 ICT-317669-METIS [Електронний ресурс].— Режим доступу: www.metis2020.com
6. **Niri, S. G.** Towards 5G / S. G. Niri // *LTE World Summit-2013*.
7. **Hardouin, E.** 5G: an operator's perspective / E. Hardouin // *LTE World Summit-2013*.
8. **Osseiran, A.** The 5G Mobile and Wireless Communications: Challenges and Scenarios / A. Osseiran // *LTE World Summit-2013*.
9. **28 GHz Propagation Measurements for Outdoor Cellular Communications Using Steerable Beam Antennas in New York City: 2013** IEEE International Conference on Communications (ICC).— Budapest, Hungary. June 9-13, 2013.

Рецензент: доктор техн. наук, професор **В. А. Дружинін**, Державний університет телекомунікацій, Київ.

В. Б. Толубко, Л. Н. Беркман, С. В. Козелков

ФОРМИРОВАНИЕ МНОГОПОЗИЦИОННОГО СИГНАЛА ТЕХНОЛОГИЙ 5G НА БАЗЕ ФАЗОРАЗНОСТНОЙ МОДУЛЯЦИИ ВЫСОКОГО ПОРЯДКА

В статье представлены принципы, ключевые решения и основные компоненты технологий 5G. Осуществлен анализ возможных методов формирования многопозиционного сигнала. Предложено использовать метод фазоразностной модуляции высокого порядка, обеспечивающий инвариантность к сдвигу несущих частот и позволяющий минимизировать межканальные помехи при уменьшении интервала ортогональности.

Ключевые слова: технологии 5G; многопозиционные сигналы.

V. B. Tolubko, L. N. Bercman, S. V. Kozelkov

MULTIPOSITION 5G TECHNOLOGIES SIGNAL FORMING ON HIGH ORDER PHASE DIFFERENCE MODULATION

The article presents the principles, clue solutions and basic components of 5G technologies. The difference modulation method ensuring invariance concerning carrier frequency shift and interchannel interference minimization is proposed.

Keywords: 5G technologies; multiposition signals.