

БОЙКО Ю. М.

Хмельницький національний університет

<https://orcid.org/0000-0003-0603-7827>e-mail: boiko_julius@ukr.net

ПЯТИН І. С.

Хмельницький політехнічний фаховий коледж Національного університету "Львівська політехніка"

<https://orcid.org/0000-0003-1898-6755>e-mail: ikhmel@ukr.net

ПАРХОМЕЙ І. Р.

Національний авіаційний університет

<https://orcid.org/0000-0002-9510-7657>e-mail: i_parkhomey@ukr.net

МЕТОДИКА ОБРОБКИ ТА СИНХРОНІЗАЦІЇ СИГНАЛІВ У ПРОГРАМНО-ОБУМОВЛЕНИХ РАДІОСИСТЕМАХ З OFDM

В статті описано сучасні концепції розвитку технології програмно-обумовленого радіо (ПОР). Запропоновано функціональну схему радіостанції програмно-обумовленого радіо з використанням методу передачі інформації з модуляцією на основі мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів (OFDM). Досліджено умови забезпечення символної синхронізації OFDM-сигналів. Визначено, що зрив ортогональності OFDM-символів супроводжують такі явища як виникнення міжсимвольних завад та явище міжканальних завад. Методом констеляційних діаграм досліджено вплив помилок викликаних завадами на якість обробки багатопозиційних сигналів. Оцінено вплив завад в каналі з OFDM на фазу сигналів при їх обробці. Отримано математичні моделі сигналів з OFDM за наявності завадових впливів.

Ключові слова: OFDM, завадостійкість, синхронізація, модуляція, SDR.

JULIY BOIKO

Khmelnyskiy National University

ILYA PYATIN

Khmelnyskiy Polytechnic, Professional College by Lviv Polytechnic National University

IGOR PARKHOMY

National Aviation University

SIGNAL PROCESSING AND SYNCHRONIZATION TECHNIQUE IN SOFTWARE-DEFINED RADIO SYSTEMS WITH OFDM

The article describes modern concepts for the development of Software-defined Radio (SDR) technology. A functional diagram of a software-defined radio station using the method of transmitting information with modulation based on Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is proposed. The conditions for ensuring symbol synchronization of OFDM signals are investigated. It is determined that the disruption of the orthogonality of OFDM symbols is accompanied by such phenomena as the occurrence of inter-symbol interference and inter-channel interference. The method of constellation diagrams was used to study the effect of errors caused by interference on the quality of processing of multiposition signals. The effect of interference in a channel from OFDM on the phase of signals during their processing is estimated. Mathematical models of signals with OFDM in the presence of interference effects are obtained. Two types of errors are considered, which are caused by carrier distortion. In particular, the occurrence of phase noise is possible, the cause of which is associated with the instability of the generating equipment of the carrier signals both on the transmitting and on the receiving side. Another factor is carrier offset due to Doppler frequency. The proposed SDR receiver structure is based on the digital IF architecture. This architecture has more flexibility than traditional RF architectures and is not sensitive to DC offset, LO leakage, etc. Moreover, since the I/Q up/down conversion is done digitally in the IF stage, the negative effects caused by I/Q imbalance will be minimized. The SDR consists of a small piece of hardware at the RF input, i.e., an antenna and a high-rate ADC capable of capturing and digitizing broadband radio signals. To increase the communication range in SDR, we use amplifiers in front of two DAC/ADC stages. The receiver has a low-noise amplifier to reduce the quantization noise of the transducer and increase the Signal-to-noise Ratio (SNR). The data is then processed on specialized computational units within the embedded system, enabling important demodulation, synchronization, and decoding techniques to be implemented.

Keywords: OFDM, noise immunity, synchronization, modulation, SDR.

Постановка проблеми у загальному вигляді

та її зв'язок із важливими науковими чи практичними завданнями

Загальна концепція побудови програмно-керованих радіостанцій (ПКР) для забезпечення функцій фізичного рівня моделі відкритих систем OSI-7 основана на вимогах коли такі функції як фільтрація, формування сигналів та обробка (модуляція і демодуляція), спектральне перетворення та підсилення виконуються апаратними засобами під контролем програмних засобів. В цьому випадку задача процесору, який входить до складу радіосистем, пов'язана з виконанням таких функцій, як керуванням коефіцієнтом підсилення приймальної частини радіосистеми, враховуючи рівні прийнятих сигналів, зміні параметрів передавальної частини у відповідності до необхідної потужності тощо. Таким чином, підвищення вимог до ПКР пов'язане зі стрімким переходом радіоапаратури на рішення спрямовані з переведенням більшості функцій фізичного рівня на програмну платформу. Тоді низка функцій, які мають виконуватись апаратно повинні мати здатність до модифікації і зокрема за вимогами телекомунікаційних стандартів. Враховуючи зазначене вище, технологія програмно-обумовленого радіо (ПОР) SDR (Software Defined Radio) стала

базовою для сучасних концепцій розвитку радіообладнання. На поточний момент можна окремо виділити напрямки розвитку ПОР, пов'язані із впровадженням систем адаптивного радіо (Adaptive Radio), когнітивного радіо (Cognitive Radio) і інтелектуального радіо (Intelligent Radio), рис. 1.

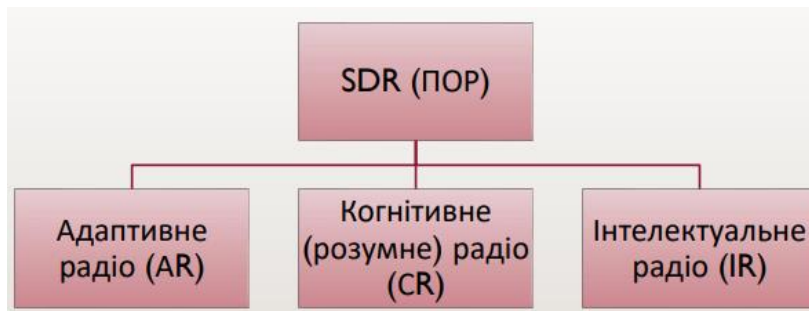


Рис. 1. Структура концептуальної реалізації систем програмно-обумовленого радіо

Об'єднавши низку формулювань до ідеї ПОР, можна сформулювати загальні засади щодо визначення вимог до таких радіосистем. Ідея полягає в тому, що радіочастотні параметри таких систем повинні бути встановлені або змінені за допомогою програмного обладнання. Причому програмна зміна повинна торкатись передусім діапазону частот, типу модуляції, вихідної потужності та інше, без змін в апаратних компонентах які, загалом, застосовуються для реалізації функцій випромінювання і приймання радіочастот.

В роботі [1] було зазначено, що розвиток технологій 4G та 5G відбувається в напрямку впровадження гнучких та адаптивних технологій на різних рівнях організації широкосмугових радіосистем. Для виконання всіх цих вимог метод передачі OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing – мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів) є офіційно обґрунтованим для формування як інформаційних мереж так і радіосистем подвійного призначення.

Питанням пов'язаним з дослідженням функціонування систем з модуляцією ортогональним частотним розділенням каналів присвячено достатньо монографій та статей [1–4]. На перший план при розгляді аспектів, пов'язаних із завадостійким функціонуванням таких систем, виходять особливості формування архітектури таких каналів в умовах багатопроменевості, наявності інтерференційних впливів обумовлених бітовими спотвореннями безпосередньо OFDM-сигналу так і спотвореннями, які виникають внаслідок міжканальної інтерференції в умовах замирань. Врахування таких негативних явищ, саме в розрізі побудови завадостійких OFDM-систем, особливо в контексті провадження телекомунікаційних технологій 4-го та 5-того поколінь, становить предмет представлених в статті досліджень.

В запропонованій роботі проведено дослідження проблеми забезпечення ортогональності піднесучих OFDM-сигналів в умовах реального комплексу завад для отримання усіх переваг таких сигналів при розгортанні мереж на основі концепції ПОР. Запропонована структура ПОР радіосистеми та здійснена оцінка умов забезпечення символної синхронізації OFDM-сигналів. Розглянуто схемотехнічні особливості системи синхронізації сигналів модуляцією OFDM.

Аналіз останніх джерел. Інтеграція концепції програмно-обумовленого радіозв'язку та технології OFDM

Сформульована вище ідея щодо реалізації радіостанції для завдань ПОР ґрунтується на тому, що така радіостанція повинна мати мінімальну програмно-обумовлену апаратну частину яка не залежить від робочої частоти, виду модуляції і ширини каналу та повинна забезпечувати вимоги стандартів щодо електромагнітної сумісності. Загальна функціональна схема такої радіостанції, яка відповідає зазначеній ідеї може бути представлена рис. 2.

У такій конфігурації апаратна частина приймача містить вхідний смуговий фільтр з перестроюванням який виконує функції преселектору, малoshумний підсилювач (МШП) який охоплено автоматичним колом регулювання підсилення (АРП) і аналого-цифровий перетворювач (АЦП) [1]. Смуга пропускання фільтру-преселектору загалом визначається величиною робочого діапазону частот радіосистеми. МШП з АРП призначено для забезпечення функцій попереднього підсилення і обмеження

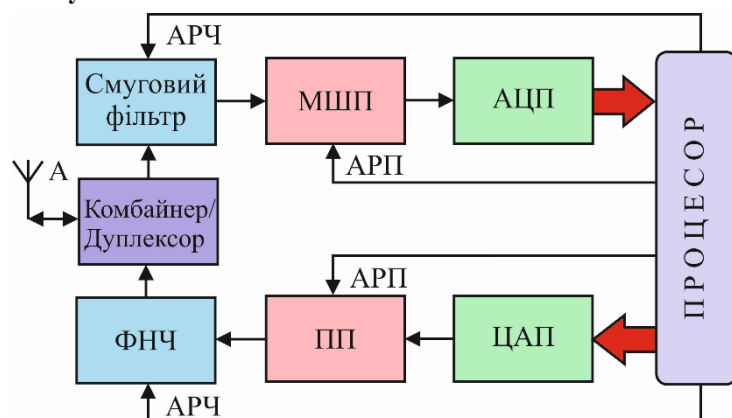


Рис. 2. Функціональна схема радіостанції програмно-обумовленого радіо: МШП – малoshумний підсилювач; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ФНЧ – фільтр низьких частот; ПП – підсилювач потужності; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; АРП – коло автоматичного регулювання підсилення; АРЧ – коло автоматичного регулювання частоти

максимальної величини сигналу у відповідності до динамічного діапазону АЦП. Важливим блоком який передувє АЦП є анти-алайзинговий фільтр основна задача якого полягає у технічному узгодженні смуги частот аналогового сигналу з частотою вибірок АЦП. У процесорі над сигналом у цифровій формі виконується обробка з метою забезпечення вимог основної селекції відносно побічних каналів, оптимальної фільтрації, демодуляції, синхронізації і детектування [5–7].

Апаратна частина передавача містить цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП), підсилювач потужності і фільтр гармонік несучої частоти з можливістю перестройки. Модульований сигнал на потрібній несучій формуються в цифровому виді і після перетворення в аналогову форму надходить до керованого підсилювача потужності. На виході ЦАП розміщується фільтр який виконує функції подавлення у спектрі аналогового сигналу паразитних частот утворених перетвореннями в ЦАП. Вимоги стандартів щодо позасмугового випромінювання забезпечуються фільтром нижніх частот для гармонік несучої модульованого сигналу на виході підсилювача потужності. Комбайнер (Дуплексор) забезпечує сумісну роботу приймача/передавача на одну антену.

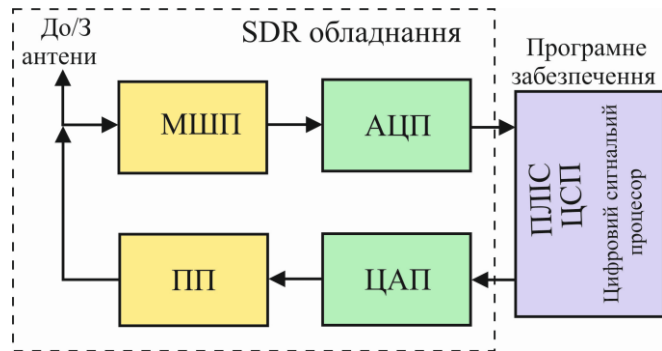


Рис. 3. Структурна схема ПОР: ПЛИС (FPGA) – програмована логічна інтегральна схема (матриця)

Використаємо описані вище концептуальні засади та проведемо розробку та опис радіосистеми ПОР на основі OFDM.

ПОР (SDR) передбачає створення більшості фізичних блоків обробки сигналів на основі алгоритмів цифрової обробки. При цьому аналогові каскади, такі як підсилення, фільтрація, модуляція, демодуляція, реалізуються в цифровій формі. Отже ПОР складається з невеликого апаратного забезпечення на вході радіочастотного блоку, тобто антени та високошвидкісного АЦП, здатного захоплювати та оцифровувати широкопосмугові радіосигнали [6-9]. Для збільшення дальності зв'язку у ПОР використаємо підсилювачі перед обома каскадами ЦАП/АЦП, як показано на рис. 3. Наприклад, у приймачі необхідно передбачити малощумний підсилювач (МШП), щоб зменшити шум квантування перетворювача та збільшити відношення сигнал/шум (SNR). Потім дані обробляються на спеціалізованих обчислювальних блоках всередині вбудованої системи, що дозволяє реалізувати важливі методи демодуляції, синхронізації та декодування.

Досліджувана система складається з блоку обробки низької проміжної частоти (IF) (ПЧ) та радіочастотного інтерфейсу на обох кінцях (Пер/ПР) TX/RX, як показано на рис. 4. Пропонується інтеграція SDR (ПОР) і OFDM з інтерфейсом (радіоінтерфейсом) RF (РЧ), розробленим для концепції міліметрового діапазону (mmWave). На рис. 4 очевидно, що генерація/демодуляція сигналу з низькою ПЧ повністю незалежна від РЧ-перетворення з підвищенням/пониженням частоти. Цей модульний підхід пропонується для підвищення гнучкості прототипу радіосистеми, що дозволяє передавати сигнали у різних частотних діапазонах.

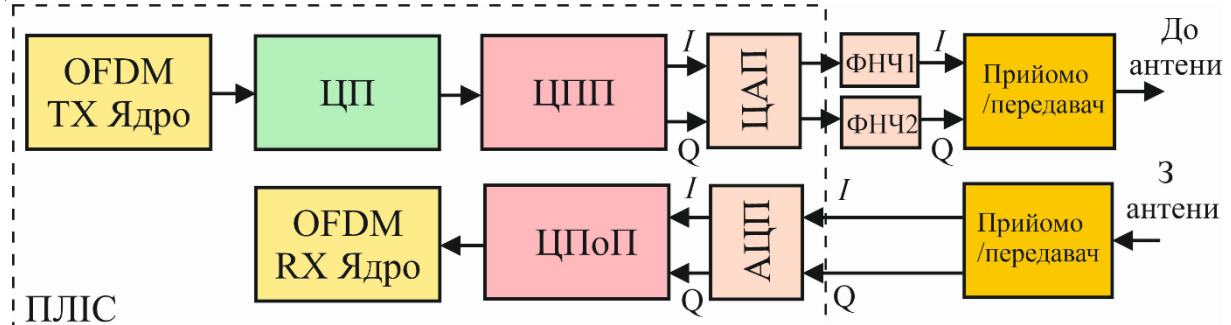


Рис. 4. Структурна схема OFDM приймача/передавача: ЦП – підсилювач; ЦПП – цифровий підвищуючий перетворювач; ЦПоП – цифровий понижуючий перетворювач; ФНЧ – фільтр низьких частот

Пропонована структура приймача заснована на архітектурі цифрового ПЧ, показаної на рис. 5. Така архітектура має більшу гнучкість у порівнянні з традиційними ВЧ-архітектурами (рис. 3) і не чутлива до зміщення постійного струму, витoku коливачів гетеродину тощо. Більш того, оскільки підвищувальне/понижувальне перетворення I/Q виконується в цифровому вигляді в каскаді ПЧ, негативні ефекти, спричинені дисбалансом I/Q будуть мінімізовані. Етапи цифрового перетворення з підвищенням частоти (ЦПП) (DUC) та цифрового перетворення з пониженням частоти (ЦПоП) (DDC) виконуються на відносно низьких центральних частотах ПЧ (обмежених частотою дискретизації ЦАП/АЦП).

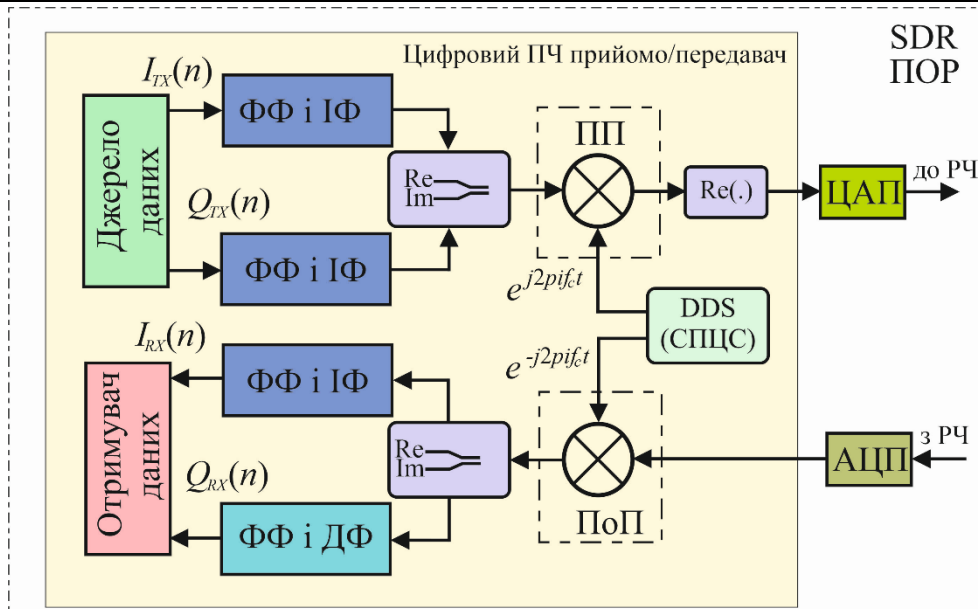


Рис. 5. Функціональна схема цифрового трансивера з перетворювачем частоти: ФФ і ІФ – формуючий фільтр і інтерполяційний фільтр; ФФ і ДФ – формуючий фільтр і фільтр децимації; ПоП – цифровий понижуючий перетворювач; ПІ – цифровий підвищувальний перетворювач; DDS (СПІС) – синтезатор прямого цифрового синтезу

Важливими елементами функціональної схеми трансивера (рис. 5) є перетворювачі частоти. Розглянемо процес перетворення сигналів у квадратурному змішувачі.

$$U_I(t) = U_n(t)U_{lon}(t) = \cos(\omega_n t + \varphi) \text{rect}\left(t - \frac{T_c}{2}\right) \cos(\omega_{on} t) = 0,5 \text{rect}\left(t - \frac{T_c}{2}\right) \left\{ \cos[(\omega_n + \omega_{on})t + \varphi] + \cos[(\omega_n - \omega_{on})t + \varphi] \right\}, \quad (1)$$

$$U_Q(t) = U_n(t)U_{Qon}(t) = \cos(\omega_n t + \varphi) \text{rect}\left(t - \frac{T_c}{2}\right) \sin(\omega_{on} t) = 0,5 \text{rect}\left(t - \frac{T_c}{2}\right) \left\{ \sin[(\omega_n + \omega_{on})t + \varphi] - \sin[(\omega_n - \omega_{on})t + \varphi] \right\}. \quad (2)$$

Форма комплексного сигналу квадратурного змішувача:

$$U(t) = U_I(t) + iU_Q(t). \quad (3)$$

Для спектральних компонент перетвореного сигналу з використанням прямого перетворення Фур'є отримаємо наступні вирази:

$$UI_{np}^-(\omega) = \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} \frac{e^{i(\omega_n - \omega_{on})t} e^{i\varphi} + e^{-i(\omega_n - \omega_{on})t} e^{-i\varphi}}{4} e^{-i\omega t} dt = \frac{\sin\left((\omega_{np}^- - \omega) \frac{T_c}{2}\right)}{2(\omega_{np}^- - \omega)} e^{i\varphi} + \frac{\sin\left((\omega_{np}^- + \omega) \frac{T_c}{2}\right)}{2(\omega_{np}^- + \omega)} e^{-i\varphi}, \quad (4)$$

$$UI_{np}^+(\omega) = \frac{\sin\left((\omega_{np}^+ - \omega) \frac{T_c}{2}\right)}{2(\omega_{np}^+ - \omega)} e^{i\varphi} + \frac{\sin\left((\omega_{np}^+ + \omega) \frac{T_c}{2}\right)}{2(\omega_{np}^+ + \omega)} e^{-i\varphi}, \quad (5)$$

$$UQ_{np}^-(\omega) = - \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} \frac{e^{i(\omega_n - \omega_{on})t} e^{i\varphi} - e^{-i(\omega_n - \omega_{on})t} e^{-i\varphi}}{4i} e^{-i\omega t} dt = -i \frac{\sin\left((\omega_{np}^- - \omega) \frac{T_c}{2}\right)}{2(\omega_{np}^- - \omega)} e^{i\varphi} + i \frac{\sin\left((\omega_{np}^- + \omega) \frac{T_c}{2}\right)}{2(\omega_{np}^- + \omega)} e^{-i\varphi}, \quad (6)$$

$$UQ_{np}^+(\omega) = i \frac{\sin\left((\omega_{np}^+ - \omega) \frac{T_c}{2}\right)}{2(\omega_{np}^+ - \omega)} e^{i\varphi} - i \frac{\sin\left((\omega_{np}^+ + \omega) \frac{T_c}{2}\right)}{2(\omega_{np}^+ + \omega)} e^{-i\varphi}, \quad (7)$$

е у формулах 1–7 використано такі позначення: $\omega_{np}^+ = \omega_n + \omega_{on}$, $\omega_{np}^- = \omega_n - \omega_{on}$ – відповідно сумарна та різницева проміжна частота; ω_n – частота дійсного сигналу який піддається перетворенню ($U_n(t)$); ω_{on} – частота опорного височастотного комплексного сигналу ($U_{on}(t)$); T_c – тривалість низькочастотного

сигналу одиничної амплітуди.

Спектр повного комплексного сигналу на виході квадратурного змішувача може бути представлений так:

$$U_{np}(\omega) = (UI_{np}^-(\omega) + UI_{np}^+(\omega)) + i(UQ_{np}^-(\omega) + UQ_{np}^+(\omega)) = \frac{\sin\left(\left(\omega_{np}^- - \omega\right)\frac{T_c}{2}\right)}{\left(\omega_{np}^- - \omega\right)} e^{i\varphi} + \frac{\sin\left(\left(\omega_{np}^+ + \omega\right)\frac{T_c}{2}\right)}{2\left(\omega_{np}^+ + \omega\right)} e^{-i\varphi}, \quad (9)$$

З виразу (8) дістанемо, що спектр комплексного перетвореного сигналу містить спектральну складову на різницевій частоті $\omega = \omega_{np}^- = \omega_n - \omega_{on}$ в області додатних частот і спектральну складову на сумарній частоті в області від'ємних частот $\omega = -\omega_{np}^+ = -\omega_n - \omega_{on}$.

Нормована спектральна потужність $G(\omega)$ математично може бути представлена виразом:

$$G_{np}(\omega) = \left| \frac{\sin\left(\left(\omega_{np}^- - \omega\right)\frac{T_c}{2}\right)}{\left(\omega_{np}^- - \omega\right)} \right|^2 + \left| \frac{\sin\left(\left(\omega_{np}^+ + \omega\right)\frac{T_c}{2}\right)}{\left(\omega_{np}^+ + \omega\right)} \right|^2. \quad (9)$$

У випадку перетворення на “нульову” проміжну частоту, відповідні вирази будуть мати форму:

$$U_0 I(t) = 0,5 \frac{1}{\sqrt{2}} \text{rect}\left(t - \frac{T_c}{2}\right) \cos(\varphi), \quad (10)$$

$$U_0 Q(t) = -0,5 \frac{1}{\sqrt{2}} \text{rect}\left(t - \frac{T_c}{2}\right) \sin(\varphi). \quad (11)$$

Форма спектру квадратурних компонентів має наступну аналітичну форму:

$$U_0 I(\omega) = \frac{\sin(\omega T_c / 2)}{\sqrt{2} \omega T_c} \cos(\varphi), \quad (12).$$

$$U_0 Q(\omega) = -\frac{\sin(\omega T_c / 2)}{\sqrt{2} \omega T_c} \sin(\varphi). \quad (13).$$

Дослідження умов забезпечення символної синхрозації OFDM-сигналів

За реальних умов функціонування радіосистема OFDM здійснює перенесення даних повідомлень на ортогональних піднесучих в паралельному форматі, причому одночасно здійснюючи протидію спотворенням які виникають у частотно-вибірному каналі та які супроводжуються міжсимвольними завадами внаслідок багатопроменевого завмирання при розповсюдженні сигналів. Потрібно наголосити, що переваги OFDM [1, 9] для інформаційних каналів актуальні лише у випадку забезпечення умов ортогональності. У випадку якщо умови ортогональності не виконуються або виконуються не в повній мірі, це було показано у роботі [1], продуктивність каналу з OFDM погіршується. Зрив ортогональності супроводжують такі явища як виникнення міжсимвольних завад (МЗ) і явище міжканальних завад (МкЗ). Отже, враховуючі зазначене вище, потрібно вирішити проблему забезпечення ортогональності піднесучих OFDM-сигналів в умовах реального комплексу завад для отримання усіх переваг таких сигналів. Для вирішення сформульованої проблеми потрібно дослідити умови часового зміщення символів МЗ та чинники які впливають на зміщення несучих частот МкЗ. З цією метою потрібно дослідити методи синхронізації в системах OFDM. Для врахування явищ МЗ та МкЗ під час аналітичного опису умов синхронізації позначимо помилку в наслідок дії МЗ як ψ , а внаслідок дії МкЗ – μ . Тоді використаємо отримане у роботі [1] рівняння яке є математичною моделлю обробки сигналів OFDM на приймальному боці каналу, і отримаємо математичну модель сигналу OFDM на приймальному боці каналу за умов частотного та часового зміщення символів під впливом завад:

$$s_l(n) = R'_{n,k} [S_l[k]] = R'_{n,k} [H_l[k] \cdot U_l[k] + \xi_l[k]] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_l[k] \cdot U_l[k] e^{i2\pi(k+\mu)(n+\psi)/N} + \xi_l[n], \quad (14)$$

де у формулі (14) використано наступні позначення: $U_l[k]$, $S_l[k]$, $H_l[k]$ і $\xi_l[k]$ частотні складові k -ї піднесучої l -го переданого сигналу та прийнятого сигнал, відповідно, частотна характеристика і шумові характеристики в частотній області (де $\xi_l[n] = R'_{n,k} [\xi_l[k]]$ представляє собою процедуру проведення зворотного швидкого перетворення Фур'є (ЗШПФ)).

Як було показано в роботах [1, 9] ЗШПФ і ШПФ – це основні функції, які супроводжують відповідно процес модуляції та демодуляції на передавальному та приймальному боці каналу. Таким чином, для того, щоб здійснити N -точкове ШПФ в приймальному тракті необхідно мати точні вибірки переданого

сигналу тривалістю яка відповідає символу OFDM. Тобто потрібна часова синхронізація з метою фіксації початкових точок кожного символу OFDM [10–14]. МЗ в часовій області викликає зсув по фазі $2\pi k\psi/N$ в частотній області, який пропорційний індексу піднесучої і відповідно помилці ψ .

В залежності від розміщення початкової точки символу OFDM можливі наступні випадки часового зміщення: початкову точку обрано точно на початку символу; початкова точка розміщена дещо раніше початку символу; початкова точка розміщена істотно раніше; початкова точка розміщена пізніше за точний момент часу. На рис. 6 графічно представлено згадані випадки виникнення часового зміщення.

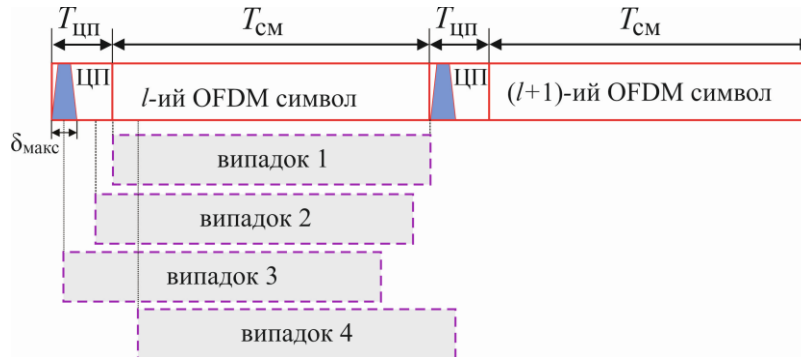


Рис. 6. Можливі випадки часового зміщення символу OFDM у випадку завад

На рис 6 використано наступні позначення: δ_{\max} – ділянка, яка відповідає розкиду часової затримки (відгуку із запізненням), обумовленої явищем багатопроменевого розповсюдження; $T_{\text{ЦП}}$ – тривалість циклічного префіксу (ЦП); $T_{\text{см}}$ – тривалість, власне символу OFDM.

Розглянемо випадок 1. Така картина відповідає ситуації, коли початкова точка OFDM-символу синхронізована і зберігається ортогональність між частотними компонентами піднесучих. В такому випадку символ-OFDM поновлюється повністю без завад.

Другий випадок (випадок 2) відповідає ситуації коли початкова точка OFDM-символу розміщена перед точкою яка відповідає точній синхронізації, однак як видно з рис. 6 така точка розміщена після відгуку обумовленого запізненням каналу на попередній символ. В такому випадку маємо таку картину, коли l -й символ не перекривається з попереднім $l-1$ – м символом і попередній символ не викликає міжсимвольної інтерференції.

Розглянемо явище МЗ в частотній області. Для цього потрібно описати ШПФ отриманих відліків в часовій області $[u_l(n + \psi)]_{n=0}^{N-1}$:

$$S_l[k] = \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} U_l[p] e^{i2\pi p\psi} \sum_{n=0}^{N-1} e^{i2\pi \frac{(p-k)}{N} n} = U_l[k] e^{\frac{i2\pi k\psi}{N}} \quad (15)$$

Аналіз математичної моделі (15), загалом, вказує на збереження ортогональності між частотними компонентами піднесучих але описує фазовий зсув який пропорційний ψ і індексу піднесучої k , що візуально на констеляційній діаграмі буде утворювати коло із сукупності сигналів які обертаються навколо початку координат. На рис. 7 представлено констеляційні діаграми отримані для випадків $\psi=0$ та $\psi=-5$. Для компенсації фазового зсуву потрібно застосовувати еквалайзер на приймальному боці каналу поряд з системою синхронізації [15–17].

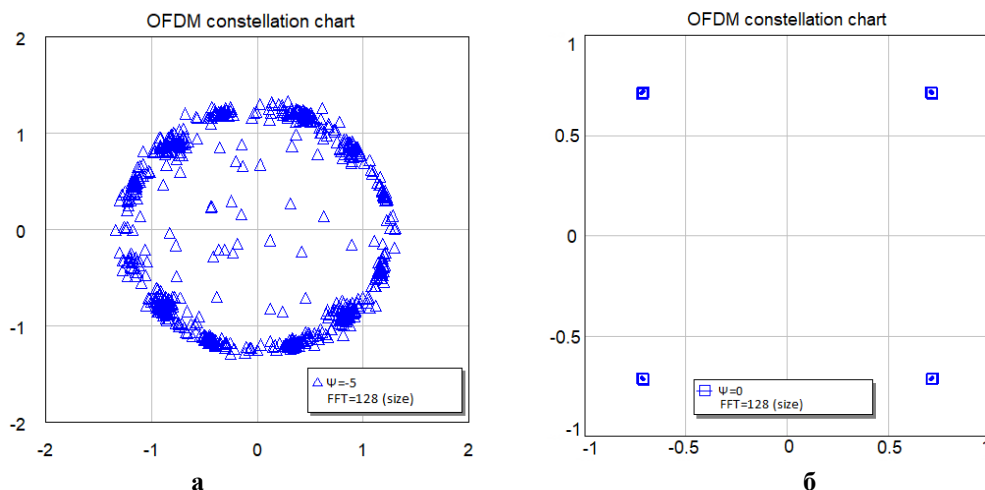


Рис. 7. Констеляційні діаграми OFDM з QPSK у випадку відсутності міжканальних завад а, та наявності в міжканальній завади – б

По третьому випадку (рис. 6) маємо картину коли початкова точка OFDM розміщена в межах кінця відгука каналу на попередній символ. Отже, в такому випадку точка початку наступного символу OFDM розміщена так, що уникнути виникнення ефектів пов'язаних з міжсимвольною інтерференцією вже неможливо. Наслідком такого ефекту є зрив ортогональності між піднесучими і як результат виникнення міжсимвольної і міжканальної інтерференції. Для випадку чотири характерна картина, коли наявний зсув початкової точки OFDM і вона розміщена після необхідної точки з вірним розміщенням. В такому випадку сигнал в інтервалі ШПФ складається з частини поточного символу OFDM $u_l[n]$ і частини наступного символу $u_{l+1}[n]$. Математична модель такого сигналу буде мати наступну форму:

$$s_l(n) = R'_{n,k} [S_l[k]] = \frac{N-\psi}{N} U_l[p] e^{i2\pi p\psi/N} + \sum_{p=0, p \neq k}^{N-1} U_l[p] e^{i2\pi p\psi/N} \sum_{n=0}^{N-1-\psi} e^{i2\pi \frac{(p-k)}{N} n} + \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} U_{l+1}[p] e^{i2\pi p(2\psi-\Pi)/N} \sum_{n=N-\psi}^{N-1} e^{i2\pi \frac{(p-k)}{N} n} \quad (16)$$

де Π – довжина захисного інтервалу.

Аналіз математичної моделі (16) вказує на ту обставину, що другий доданок буде описувати виникнення явища міжканальної інтерференції (виникають спотворення між піднесучими). Як вже зазначалось це впливає на зрив ортогональності. Крім того з третього доданку (16) математично описано наявність у прийнятому сигналі міжсимвольної інтерференції (наступний символ у формулі (16) $U_{l+1}[p]$).

Вид констеляційних діаграм у випадку ефектів, які відповідають третьому та четвертому випадкам, представленим на рис. 8.

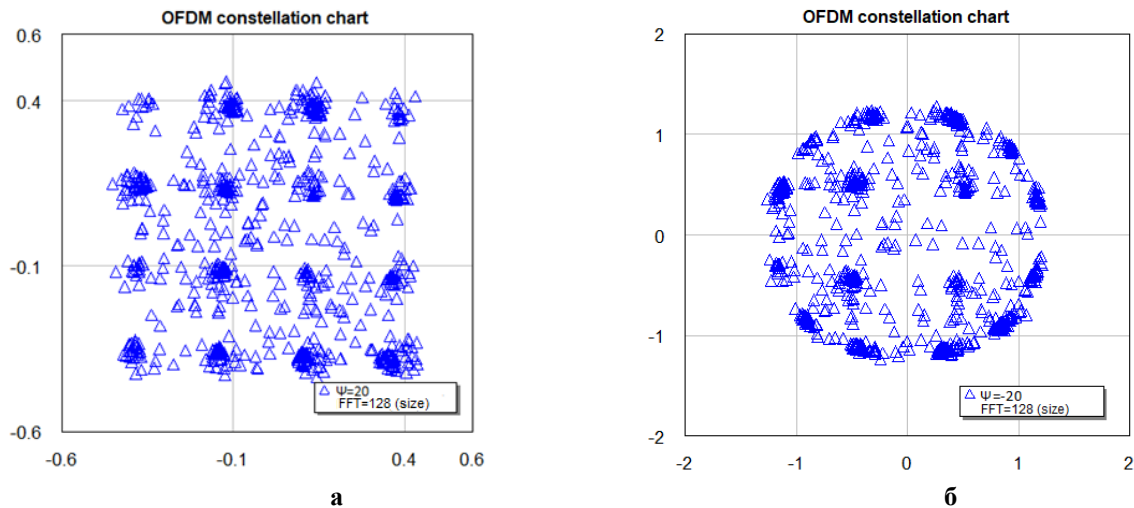


Рис. 8. Вид констеляційних діаграм у випадку ефектів які відповідають третьому – а та четвертому випадку - б

За результатами моделювання встановлюємо, що у випадку чотири спотворення досить значні і компенсувати їх неможливо. Таким чином, саме в цьому випадку схема символної синхронізації необхідна для усунення символної помилки.

Розглянемо питання пов'язані з виникненням помилки внаслідок спотворень несучих [17, 18]. Доцільно розглянути два види помилок, які обумовлено спотворенням несучих. Зокрема, можливо виникнення фазового шуму, причина виникнення якого пов'язана із нестабільністю генераторного обладнання несучих сигналів як на передавальному так і на приймальному боці. Інший чинник – зміщення несучих внаслідок Допплерівської частоти.

Якщо позначити за f_0 і f'_0 несучі частоти на передавальному і приймальному боці каналу, а $f_p = f_0 - f'_0$ то можна представити помилку внаслідок спотворень несучих (МкЗ) наступним чином:

$$\mu = \frac{f_p}{\Delta F} \quad (17)$$

де ΔF – частотне рознесення між піднесучими частотами.
Допплерівська частота:

$$F_D = \frac{\mathcal{G} f_0}{c} \quad (18)$$

де \mathcal{G} – швидкість переміщення приймача; c – швидкість світла.

У таблиці 1 систематизовано показники щодо МкЗ для актуальних телекомунікаційних технологій, у яких використовують сигнали OFDM.

Математичну модель прийнятого сигналу OFDM за наявності МкЗ представимо наступним чином:

$$s_l(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_l[k] \cdot U_l[k] e^{i2\pi(k+\mu)n/N} + \xi_l[n]. \quad (19)$$

Таблиця 1

Оцінка міжканальних завад у телекомунікаційних технологіях з OFDM

Тип технології	Частота несучої f_0 (Гц)	Частотне рознесення між піднесучими ΔF (кГц)	Швидкість переміщення приймача \mathcal{V} (км/ч)	Максимальне значення Допплерівської частоти (Гц)	Нормалізоване значення МкЗ (μ)
Цифрове мультимедійне мовлення	375 МГц	1	120	41,6	0,042
Мобільна телефонія	2 ГГц	15	120	222,2	0,015
WiMax	2,3 ГГц	9,76	120	255,5	0,026

На рис. 9 та 10 представлені тренди у зміні фази сигналів за наявності МкЗ. Дослідження проводилось в системі OFDM, моделювались сигнали розміром ШПФ $N=32$ та модуляцією QPSK [19, 20]. Оцінювались два випадки – ідеальний випадок без МкЗ та за наявності МкЗ. Крім того, були отримані графіки, які наочно визначають вплив МкЗ на різницю фаз між ідеальним та спотвореним прийманням.

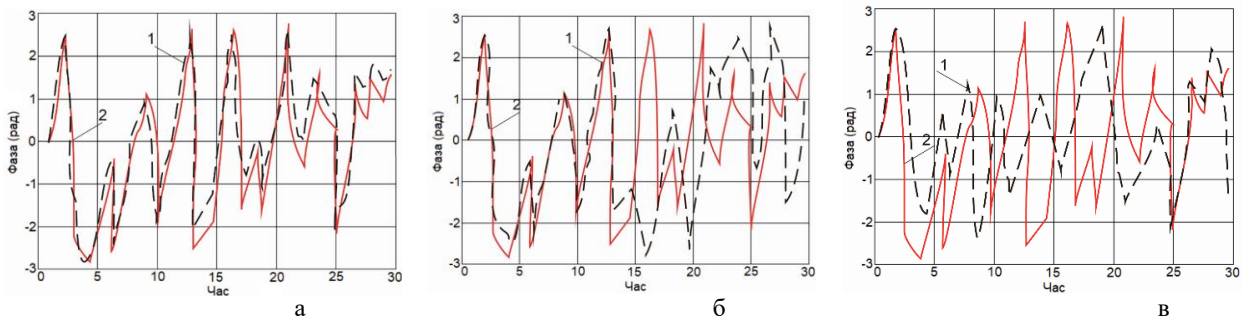


Рис. 8. Результати впливу міжканальних завад (μ) на фазу сигналу в часові області: а) 1 - $\mu=0,2$; 2 - $\mu=0$; б) 1 - $\mu=0,5$; 2 - $\mu=0$; в) 1 - $\mu=1,5$; 2 - $\mu=0$

З рис. 9 встановлюємо, що спостерігається лінійне збільшення різниці фаз з часом із збільшенням МкЗ. Як показано на рис. 9 в, при досягненні різниці фази більше π в символі OFDM виникає ситуація, яка характеризується неоднозначністю фази.

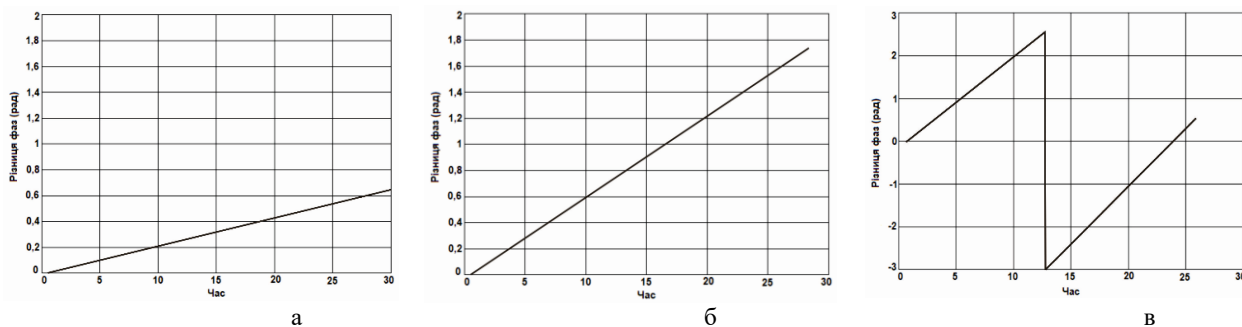


Рис. 9. Результати впливу міжканальних завад (μ) на різницю фаз сигналу в часові області: а) $\mu=0,2$; б) $\mu=0,5$; в) $\mu=1,5$

Висновки з даного дослідження і перспективи подальших розвідок у даному напрямі

В роботі представлено результати дослідження проблеми забезпечення ортогональності піднесучих OFDM-сигналів в умовах реального комплексу завад для отримання усіх переваг таких сигналів при розгортанні мереж на основі концепції ПОР. З рис. 6 та аналізу конструктивних особливостей OFDM-сигналів визначено, що методика оцінювання МкЗ за допомогою наявності ЦП, загалом, зосереджена в межах певного інтервалу. Дослідження, представлені у роботі, дозволили визначити, що цей інтервал визначається значенням МкЗ менше 0,5. Однак, як показано в статті за результатами досліджень, на початковому етапі оцінювання МкЗ, значення помилки може бути досить значне. В статті запропонована структура схема OFDM приймача/передавача на основі технології програмно-обумовленого радіо. Представлено математичні моделі опису процедур, пов'язаних з перетворенням сигналів OFDM при їх обробці в умовах міжсимвольних та міжканальних завад.

Література

1. Бойко Ю. М. Оцінка ефективності каналного кодування у телекомунікаціях з OFDM / Ю. М. Бойко, Д. В. Новіков // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2021. – № 5. – С. 150–159.
2. Бойко Ю. М. Теоретичні аспекти підвищення завадостійкості й ефективності обробки сигналів в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікаційних систем за наявності завад : монографія / Ю. М. Бойко, В. А. Дружинін, С. В. Толюпа. – Київ : Логос, 2018. – 227 с.
3. Shengli Z., Zhaohui W. OFDM Basics. OFDM for Underwater Acoustic Communications. USA: Wiley Telecom, 2014. P. 23–38.
4. Prasad R. OFDM for Wireless Communications Systems. London: Artech House, Inc., 2004, P. 292.
5. Козловський В. В. Синтез складного розімкнутого зв'язку в системі синхронізації при умові мінімізації дисперсії фазової помилки в ході стеження за несучою частотою / В. В. Козловський, О. Л. Туровський // Вісник Хмельницького національного університету. – 2020. – С. 162–168.
6. Berkman L. Designing a system to synchronize the input signal in a telecommunication network under the condition for reducing a transitional component of the phase error / L. Berkman, O. Tkachenko, O. Turovsky, V. Fokin, V. Strelnikov // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2021. – Т. 1. – № 9-109. – С. 66–76.
7. Boiko J. M. Investigation of signals distortion during interpolation in SDR transmitters with QPSK modulation / J. M. Boiko, I. S. Pyatin, O. I. Eromenko, I. R. Parkhomye // Адаптивні системи автоматичного управління. – 2019. – № 1' (34). – С. 5–15.
8. Шкурупій С. С. Аналіз методів синхронізації еталонних частотно-часових сигналів військовим користувачам / С.С. Шкурупій, В.М. Пилипенк, О.О. Клімішен, М.І. Кожушко, І.О. Атаманенко // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2021. – № 4 (45). – С. 116–123.
9. Пятін І. С. Дослідження процедури початкового доступу до мережі зв'язку п'ятого покоління / І. С. Пятін, Д. А. Макаришкін, В. В. Мішан, М. С. Шпірук // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2021. – № 5. – С. 141–149.
10. Бойко Ю. Transmission of control information in 5G broadband telecommunication systems / Ю. Бойко, І. П'ятін, Л. Карпова, І. Пархомей // Адаптивні системи автоматичного управління. – 2021. – Т. 1. – № 38. – С. 82–95.
11. Korde M. Synchronization Aspects in 5G. 2020 International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSPP), 2020, pp. 0474-0478.
12. Zhurakovskiy B. Coding for information systems security and viability / B. Zhurakovskiy, S. Toliupa, S. Otrokh, V. Kuzminykh, H. Dudarieva, V. Zhurakovskiy // Інформаційні технології і безпека. – 2020. – Р. 71–84.
13. Zhurakovskiy B. Increasing the efficiency of information transmission in communication channels / B. Zhurakovskiy, J. Boiko, V. Druzhynin, I. Zeniv, O. Eromenko // Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. – 2020. – Т. 19. – № 3. – С. 1306–1315.
14. Туровський О. Л. Особенности и задачи по оценке несущей частоты современных спутниковых систем передачи данных / О. Л. Туровський, С. В. Панадій, Н. О. Ліщиновська // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – 2020. – № 1. – С. 174–187.
15. Berkman L. Analyzing the code structures of multidimensional signals for a continuous information transmission channel / L. Berkman, O. Turovsky, L. Kyryach, O. Varfolomeeva, V. Dmytrenko, O. Pokotylo // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2021 – Т. 5. – № 9. – С. 70–81.
16. Narasimhamurthy A., Banavar M., Tepedelenliouglu C. OFDM Systems for Wireless Communications. USA: Morgan & Claypool, 2010. P. 78.
17. Пятін І. С. Дослідження систем зв'язку з сигналами F-OFDM / І. С. Пятін, В. Є. Гавронський, В. І. Лужанський, В. О. Михальчук // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2021. – № 5. – С. 170–176.
18. Туровський О. Л. Оцінка можливостей підвищення ефективності роботи системи синхронізації радіотехнічного пристрою в ході стеженні за несучою частотою / О. Л. Туровський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2020. – № 1. – С. 116–122.
19. Бойко Ю. М. Оцінювання впливу умов інтерполяції і децимації сигналів на енергетику засобів телекомунікацій з фазовою маніпуляцією / Ю. М. Бойко, І. С. Пятін // Вчені записки ТНУ імені В.І. Вернадського. Серія: технічні науки. – 2019. – Т. 30 (69), Ч. 1, № 5. – С. 29–37.
20. Карпова Л. В. Вплив розміщення однієї та кількох антен на пропускну здатність систем зв'язку C2C / Л. В. Карпова, А. О. Бойко // Вісник Хмельницького національного університету. – 2021. – № 6. – С. 181–185.

References

1. Boiko J.M. Evaluation of channel coding efficiency in OFDM telecommunications / J.M. Boiko, D.V. Novikov // Herald of Khmelnytskyi national university. – 2021. – № 5. – S. 150-159.
2. Boiko J.M. Teoretychni aspekty pidvyshchennia zavadostiiokosti y efektyvnosti obrobky syhnaliv v radiotekhnichnykh prystroiakh ta zasobakh telekomunikatsiinykh system za naiavnosti zavad: monohrafiia / J. M. Boiko, V. A. Druzhynin, S. V. Toliupa. - Kyiv: Lohos, 2018. - 227 s.

3. Shengli Z., Zhaohui W. OFDM Basics. OFDM for Underwater Acoustic Communications. USA: Wiley Telecom, 2014. P. 23–38.
4. Prasad R. OFDM for Wireless Communications Systems. London: Artech House, Inc., 2004, P. 292.
5. Kozlovskiy V. V. Synthesis of a complex interconnected relationship in the synchronization system under the minimization of phase error dispersion during discontinuation / V. V. Kozlovskiy, O. L. Turovskiy // Herald of Khmelnytskyi national university. – 2020. – S. 162–168.
6. Berkman L. Designing a system to synchronize the input signal in a telecommunication network under the condition for reducing a transitional component of the phase error / L. Berkman, O. Tkachenko, O. Turovsky, V. Fokin, V. Strelnikov // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2021. – Т. 1. – № 9-109. – С. 66–76.
7. Boiko J. M. Investigation of signals distortion during interpolation in SDR transmitters with QPSK modulation / J. M. Boiko, I. S. Pyatin, O. I. Eromenko, I. R. Parkhomey // Адаптивні системи автоматичного управління. – 2019. – № 1³ (34). – С. 5–15.
8. Shkurupii S. An analysis of methods synchronization of reference frequency and time signals to military consumers / S. Shkurupii, V. Pylypenk, O. Klimishen, M. Kozhushko, I. Atamanenko // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2021. – № 4 (45). – С. 116-123.
9. Pyatin I.S. Research of the procedure of initial access to the fifth generation communication network / I. S. Pyatin, D. A. Makaryshkin, V. V. Mishan, M. S. Shpiruk // Herald of Khmelnytskyi national university. – 2021. – № 5. – С. 141-149.
10. Boiko J. Transmission of control information in 5G broadband telecommunication systems / J. Boiko, I. Piatin, L. Karpova, I. Parkhomey // Адаптивні системи автоматичного управління. – 2021. – Vol. 1. – № 38. – С. 82-95.
11. Korde M. Synchronization Aspects in 5G. 2020 International Conference on Communication and Signal Processing (ICOSP), 2020, pp. 0474-0478.
12. Zhurakovskiy B. Coding for information systems security and viability / B. Zhurakovskiy, S. Toliupa, S. Otrokh, V. Kuzminykh, H. Dudarieva, V. Zhurakovskiy // Інформаційні технології і безпека. – 2020. – P. 71–84.
13. Zhurakovskiy B. Increasing the efficiency of information transmission in communication channels / B. Zhurakovskiy, J. Boiko, V. Druzhynin, I. Zeniv, O. Eromenko // Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. – 2020. – Т. 19. – № 3. – С. 1306–1315.
14. Turovsky O. L. Osobennosti i zadachi po ocenke nesushej chastoty sovremennyh sputnikovyh sistem peredachi dannyh / O. L. Turovsky, S. V. Panadii, N. O. Lishchynovska // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – 2020. – № 1. – С. 174-187.
15. Berkman L. Analyzing the code structures of multidimensional signals for a continuous information transmission channel / L. Berkman, O. Turovsky, L. Kyrpach, O. Varfolomeeva, V. Dmytrenko, O. Pokotylo // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2021 – Т. 5. – № 9. – С. 70–81.
16. Narasimhamurthy A., Banavar M., Tepedelenliouglu C. OFDM Systems for Wireless Communications. USA: Morgan & Claypool, 2010. P. 78.
17. Pyatin I.S. Research communication systems with F-OFDM signals / I. S. Pyatin, V. Ye. Havronskiy, V. I. Luzhanskyi, V. O. Mykhalchuk // Herald of Khmelnytskyi national university. – 2021. – № 5. – С. 170-176.
18. Turovsky O. Evaluation of possibilities to improve work efficiency systems of synchronization of a radio technical device during carrier frequency tracking / O. Turovsky // Measuring and computing devices in technological processes. – 2020. – № 1 – С. 116–122.
19. Boiko J.M. Evaluation of the influence interpolation and decimation conditions on the energy gain in means telecommunications with phase shift keying / J.M. Boiko, I.S. Pyatin // Vчені запіски Таврійського національного університету імені В. І. Вернадського. Серія Технічні науки. – 2019. – Vol. 30 (69), Iss. 1, no. 5. – С. 29-37.
20. Karpova L. Influence of location of one and multiple antennas on capacity of C2C communication systems / L. Karpova, A. Boiko // Herald of Khmelnytskyi national university. – 2021. – № 6. – С. 181–185.