

СПЕКТРАЛЬНИЙ ТА КОРЕЛЯЦІЙНИЙ АНАЛІЗ СИГНАЛІВ З НЕПЕРЕРВНОЮ ТА ДИСКРЕТНОЮ ЧАСТОТНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

© Кузик А. О., 2016

Складні сигнали застосовують, як правило, для розв’язання задач забезпечення електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів, стабільної та ефективної їхньої роботи в умовах інтенсивної дії активних та пасивних завад. Використання складних сигналів з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ), зокрема, забезпечує високу роздільну здатність як за дальністю, так і за швидкістю, а також дає змогу істотно підвищити інформативність радіосистем.

Застосування у сучасних модуляторах та формувачах швидкодіючих АЦП, методів прямого цифрового синтезу, а також методів прямої цифрової модуляції надає практично необмежені можливості формувати будь-які види модуляції.

З метою модернізації та дослідження можливості реалізації сучасних цифрових технологій запропоновано застосування різновиду дискретного сигналу із стрибко-подібною зміною частоти. В роботі наведено результати порівняльного аналізу спектральних та кореляційних властивостей складних сигналів на базі лінійної неперервної та дискретної частотної модуляції.

Ключові слова: складні сигнали, лінійна частотна модуляція, дискретна частотна модуляція, автокореляція.

A. Kuzyk

Lviv Polytechnic National University

SPECTRAL AND CORRELATION ANALYSIS OF SIGNALS WITH CONTINUOUS AND DISCRETE FREQUENCY MODULATION

© Kuzyk A., 2016

Complex signals are used typically for solving electromagnetic compatibility of radio electronic devices, stable and efficient in their work under intense action of active and passive noise. Using complex signals with linear frequency modulation (LFM), in particular, provides higher resolution than the range and the speed, and can significantly improve information radio.

The high-speed ADC application of modern modulators and signal generators methods of direct digital synthesis and direct digital modulation techniques are provides virtually unlimited possibilities to form any type of modulation.

In order to modernize and study the possibility of modern digital technology offered the use of a variety of discrete signal with frequency stepping. The paper presents the results of a comparative analysis of spectral and correlation properties of complex signals based on continuous and discrete linear frequency modulation.

The above calculation shows that a possible compromise between size and structure ambiguity peaks of the signal. Using of discrete frequency modulation (DFM) signal in systems at conditions of passive noise can improve the quality performance of such systems.

Key words: complex signals, linear frequency modulation, discrete frequency modulation, autocorrelation.

Вступ

Стрімкий розвиток бездротових інформаційних технологій та засобів мобільного зв'язку, радіосистем дистанційного моніторингу та діагностики, а також тотальна модернізація військових радіотехнічних систем зумовлює необхідність забезпечення як електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів, так і забезпечення стабільної та ефективної їхньої роботи в умовах інтенсивної дії завад. Для розв'язання цих задач застосовують складні сигнали.

До складних сигналів належать радіосигнали, параметри яких змінюються протягом тривалості імпульсу або періоду повторення за детермінованим або псевдовипадковим законом так, що база сигналу (добуток тривалості сигналу t_i на ширину спектра сигналу Δf) $B = t_i \cdot \Delta f \gg 1$.

Вибір конкретного виду модуляції сигналу визначається його призначенням. Частотно-модульовані (ЧМ) сигнали широко застосовуються у різноманітних сферах для розв'язання як наукових, так і прикладних цивільних чи військових задач: гідро- та радіолокація, дослідження іоносфери, спостереження у щільних середовищах (геолокація), радіонавігація, системи наземного та космічного зв'язку, радіовимірювання, медицина тощо. Використання складних сигналів з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ) забезпечує високу роздільну здатність як за дальністю, так і за швидкістю, а також істотно підвищує інформативність радіосистем.

Огляд та аналіз літератури. Широке використання ЛЧМ сигналів обґрунтоване певними перевагами над іншими складними сигналами: можливість досягнення великої девіації частоти (1 ГГц і більше) та висока швидкість перестроювання; відносна простота зміни форми обвідної ЧМ сигналу та швидкості частотної модуляції для покращення параметрів стисненого сигналу; простота оцінки, вимірювання і корекції спотворень [1]. Застосування широкосмугових та надширокосмугових ЛЧМ сигналів дає змогу виконувати сумісне вимірювання дальності та швидкості за наявності завад, якщо як зондувальний використовувати сигнал, що складається з кількох ЛЧМ сигналів, початкові значення фази і частоти, швидкість ЧМ і тривалість яких, в загальному випадку, неоднакові. ЛЧМ сигнали використовуються як базові для формування неперервних ЧМ сигналів трикутної, пилкоподібної, зигзагоподібної форми або сигналів з V-, M-подібною модуляцією [1, 2]. Значний інтерес проявляється до ЛЧМ сигналів із внутрішньоімпульсною фазовою маніпуляцією (ЛЧМ-ФМ). Використання таких сигналів дає змогу розширити можливості та збільшити точність сучасних радіотехнічних систем, забезпечує краще одночасне розрізнення за віддаллю і швидкістю, ніж звичайний ЛЧМ сигнал [3].

Останнім часом інтенсивно розвивається напрям іоносферного моніторингу з використанням багатофункціональних іонозондів на базі ЛЧМ сигналів ($B > 100$) у діапазоні коротких хвиль. Якість інформації, одержуваної в результаті зондування іоносфери, безпосередньо залежить від відношення сигнал/шум на виході радіоприймального пристрою іонозонда, яке дорівнює добутку відношення сигнал/шум на вході приймача і бази сигналу B . Застосування для зондування сигналів з великими базами дає змогу значно знизити потужність випромінювання, а отже, масу і габарити обладнання [4]. В країнах НАТО ЛЧМ іонозонд є основою для сучасних систем іоносферно-хвильових і частотно-диспетчерських служб [5].

Окрім радіолокації, актуальними сьогодні сферами для використання сигналів з внутрішньоімпульсною ЛЧМ є захищені системи зв'язку. За допомогою нерегулярних сигнальних конструкцій, побудованих на основі ЛЧМ сигналів, можна розв'язати задачу підвищення завадостійкості й прихованості радіоліній [6]. В системах передавання інформації ЛЧМ застосовують для надійного передавання командних сигналів та підвищення завадостійкості командних радіоліній управління, що працюють з сигналами відносної фазової телеграфії (ОФТ). Широкосмуговість таких радіоліній досягається здійсненням ЛЧМ кожного символу двійкової комбінації [7].

Постановка задачі та її зв'язок з важливими науковими завданнями. Актуальною науковою задачею під час розроблення радіотехнічної апаратури різного призначення із застосуванням ЛЧМ є: розширення спектра радіоімпульсів без зменшення їх тривалості, що досягається застосуванням внутрішньоімпульсної модуляції або маніпуляції носійного коливання; зменшення тривалості й збільшення девіації частоти сигналу, вдосконалення методів формування

та приймання сигналу в умовах дії пасивних та активних завад, забезпечення високих енергетичних та масо-габаритних показників. Однак відомі аналогові методи формування та приймання широкопasmових ЛЧМ сигналів мають низку недоліків: невисока стабільність частоти, наявність спотворень сигналу, інерційність управління частотою ВЧ коливань, складність отримання високих значень швидкості модуляції, складність отримання імпульсів короткої тривалості (менше ніж 0.1 мкс), складність оперативної зміни форми ЧМ сигналу, в більшості формувачів ЛЧМ сигналів у використовуваних діапазонах частот (0.1...1500 МГц) високе енергоспоживання і вимоги до джерел живлення [8]. Під час формування ЛЧМ сигналів з великими значеннями девіації частоти і бази важко реалізувати високі вимоги до точності.

Цифрові методи формування та оброблення сигналів все активніше використовуються у вузлах, які раніше можна було реалізувати лише аналоговими технологіями. Застосування у сучасних модуляторах та формувачах швидкодіючих АЦП, методів прямого цифрового синтезу (*Direct Digital Synthesizers, DDS*), а також методів прямої (безпосередньої) цифрової модуляції (*Direct Digital Modulation, DDM*) дають практично необмежені можливості формувати будь-які види модуляції [9].

Метою цієї роботи є дослідження властивостей сигналів з дискретною частотною модуляцією (ДЧМ) і проведення порівняльного аналізу з неперервним аналоговим ЛЧМ сигналом.

Перспективність застосування ДЧМ сигналів у радіоелектронних системах різного призначення підтверджується публікаціями вітчизняних та закордонних авторів [10–13]. Це дасть змогу забезпечити ефективне використання частотного діапазону, підвищити інформативність роботи радіолокаційних засобів та заводо захищеність без суттєвих конструктивних змін РЛС.

У [14] показано переваги, які забезпечує використання ДЧМ сигналів у радіолокаційних системах. Застосування у радіолокаторах зондувальних сигналів з ДЧМ структурою забезпечує потенційно високу захищеність РЛС від впливу активних та пасивних завад. Відповідний вибір закону модуляції ДЧМ сигналів для кожного такту зондування дозволить захистити РЛС від потоку хибних сигналів.

Основні параметри та характеристики ЛЧМ сигналів

Для моделі радіоімпульсу із прямокутною обвідною приймемо, що його тривалість дорівнює τ_i , Частота заповнення лінійно зростає від початку імпульсу до його закінчення зі швидкістю b :

$$\omega(t) = \omega_0 + \beta t. \quad (1)$$

Девіацію частоти за час тривалості імпульсу і повну фазу сигналу визначатимемо за формулами:

$$W = \beta \tau_i; \quad (2)$$

$$\psi(t) = \omega_0 t + \beta \cdot t^2 / 2. \quad (3)$$

Отже, математична модель ЛЧМ сигналу описується виразом:

$$s_{LFM}(t) = A \cdot \sin[(2\pi f_0 + \beta \cdot t/2) \cdot t + \varphi_0], \quad (4)$$

де A – амплітуда ЛЧМ сигналу, $f_0 = \omega_0/2\pi$ – початкова частота, φ_0 – початкова фаза, $b = 2\pi W/\tau_i$, W – девіація частоти ЛЧМ сигналу.

На рис. 1, *a–в* зображено часові залежності відповідно миттєвого значення амплітуди, нормованого значення миттєвої частоти та повної фази ЛЧМ сигналу.

Аналітичний вираз для визначення спектра ЛЧМ сигналу, який отримують з прямого фур'є-перетворення від часової моделі сигналу (1), в інтегральній та показниковій формі має вигляд:

$$\dot{S}(\omega) = \int_0^{\tau_i} s(t) e^{-j\omega t} dt = |\dot{S}(\omega)| \exp[j\Phi(\omega)], \quad (5)$$

де $|\dot{S}(\omega)|$ – амплітудний спектр ЛЧМ сигналу, $\Phi(\omega)$ – фазовий спектр ЛЧМ сигналу.

Зазначимо, що зі збільшенням бази сигналу (в цій моделі база ЛЧМ сигналу $B = 30$) спектр набуває все прямокутнішої форми і за баз $B > 100$ його вважають прямокутним [15].

Ширина спектра ЛЧМ сигналу ΔF на рівні 0.5 визначається виразом:

$$\Delta F \approx 2W. \quad (6)$$

На рис. 1, з зображено графік спектра ЛЧМ сигналу з базою $B = 30$.

Наступною важливою характеристикою ЛЧМ сигналу є його автокореляційна функція (АКФ):

$$R(\Delta\tau) = \int_0^{\tau_i} s(t) s(t - \Delta\tau) dt = (2\pi)^{-1} \int_0^{\tau_i} |\dot{S}(\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (7)$$

Ширина головного максимуму $\tau_{ст}$ АКФ ЛЧМ сигналу (рис. 1, д) обернено пропорційна до девіації частоти радіоімпульсу, а відносна величина першої бічної пелюстки становить 0,212 (-13,5 дБ). Співвідношення тривалостей нестиснутого і стиснутого імпульсів визначає коефіцієнт стиснення:

$$K_{ст} = \tau_i / \tau_{ст} = B/2. \quad (8)$$

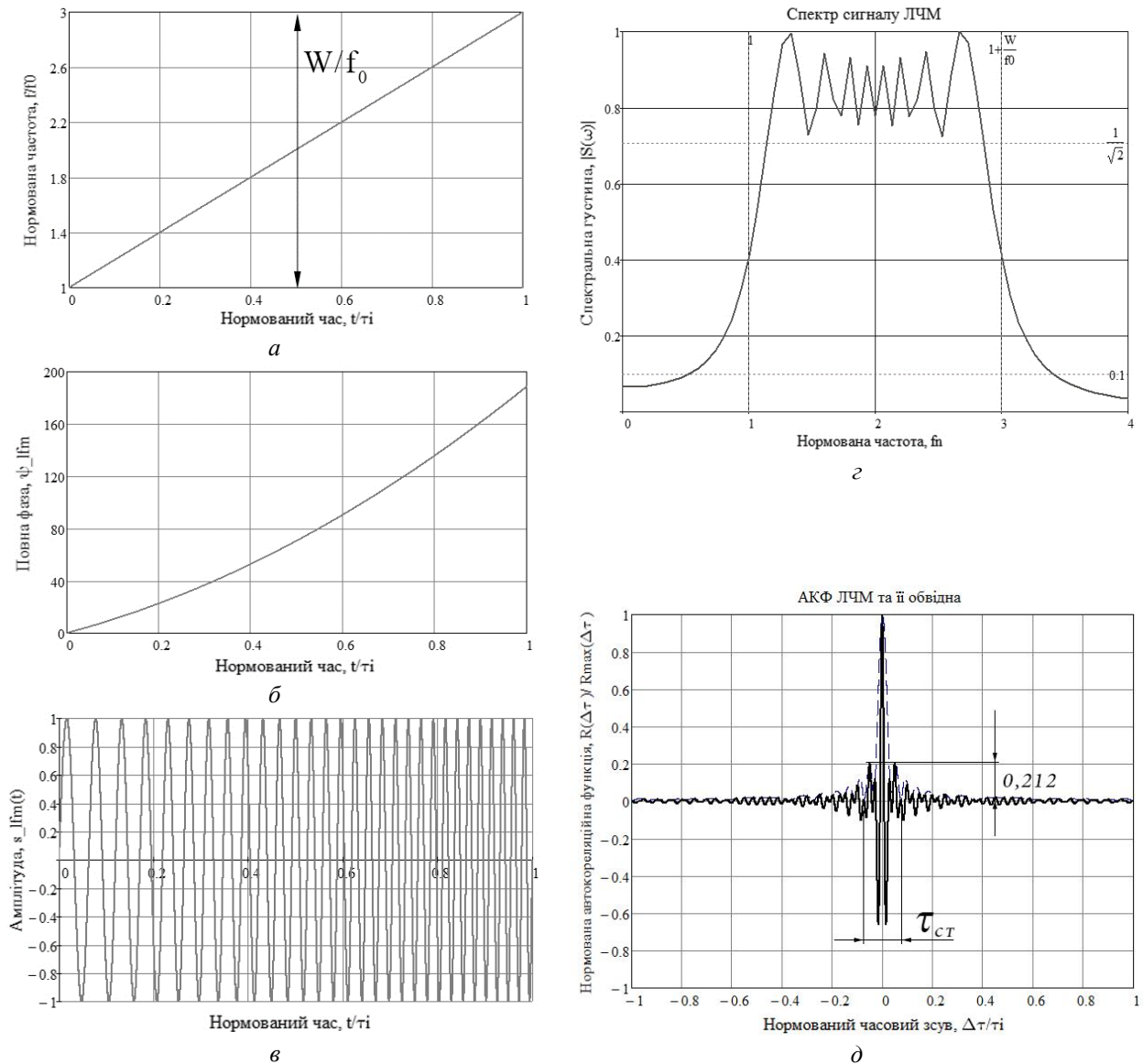


Рис. 1. Нормовані часові та частотні характеристики ЛЧМ сигналу:

а – колової частоти; б – повної фази; в – часова форма сигналу;

г – спектр; д – автокореляційна функція та її обвідна

Порівняльний аналіз ДЧМ та ЛЧМ сигналів

Для проведення порівняльного аналізу властивостей ДЧМ та ЛЧМ сигналів використано часові моделі неперервного та дискретного сигналів, зображених на рис. 2.

Часова модель ДЧМ сигналу описується виразом:

$$s_{DFM}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} S(t - n\tau_e) \cos[(\omega_0 + n\Delta\omega)(t - n\tau_e)], \quad (9)$$

де n – порядковий номер елементарного радіоімпульсу (змінюється від 0 до $N-1$); N – кількість елементарних радіоімпульсів у сигналі; $S(t - n\tau_e)$ – функція, яка описує закон зміни обвідної n -го елементарного радіоімпульсу; $n\tau_e$ – час запізнення n -го елементарного радіоімпульсу відносно першого; ω_0 – колова частота першого елементарного радіоімпульсу; $n\Delta\omega = n2p\Delta f$ – приріст частоти n -го елементарного радіоімпульсу (відносно частоти першого).

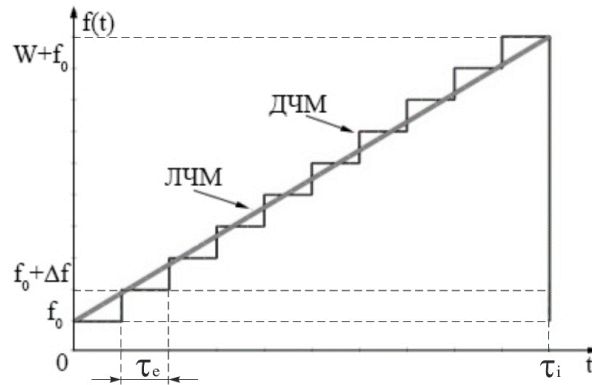


Рис. 2. Залежність миттєвого значення частоти для пилкоподібної форми ЛЧМ і ДЧМ сигналів

Для дослідження вибрано клас сигналів з детермінованими значеннями параметрів [16], які задовольняють умову $\tau_e \cdot \Delta f = p$, де p – будь-яке дійсне число.

Для повноти та коректності проведення порівняльного аналізу необхідно також врахувати особливості формування ДЧМ сигналу в сенсі супровідного ефекту – розриву фази. Тому доцільно навести результати аналізу ДЧМ сигналів як без розриву, так і з розривом фази. Для цього створено уточнену математичну модель ДЧМ сигналу, в якій значення поточної фази в кінці кожної сходинки присвоюється початковій фазі на початку наступної частотної сходинки:

$$\psi_{БРФ}(t) = \omega_0 t + p/\tau_e \cdot \Omega_{step}(t) \cdot t - 2\pi \cdot p \cdot \varphi_0(t). \quad (10)$$

Вираз для повної фази ДЧМ сигналу з розривом має такий вигляд:

$$\psi_{рф}(t) = \omega_0 t + p/\tau_e \cdot \Omega_{step}(t) \cdot t. \quad (11)$$

На рис. 3 подано часові діаграми двох ДЧМ, відповідно з розривом та без розриву фази для випадку трисходинкового ($N = 3$) керуючого сигналу.

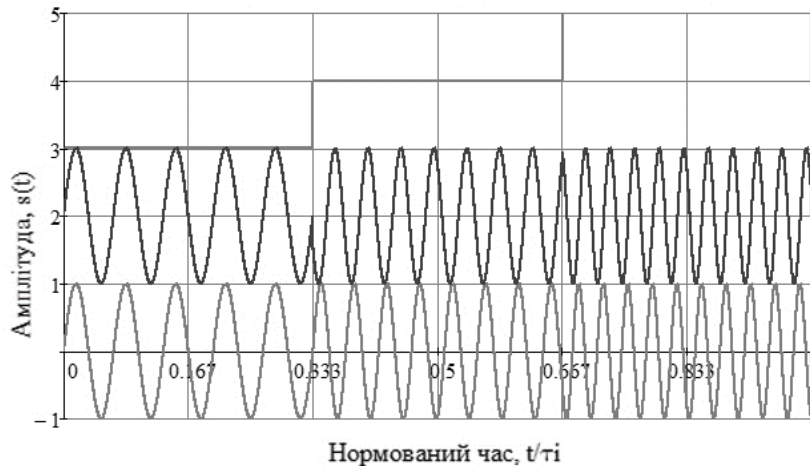
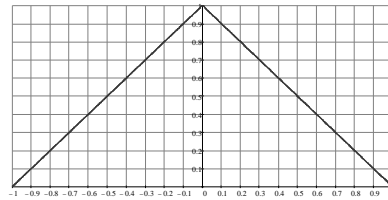
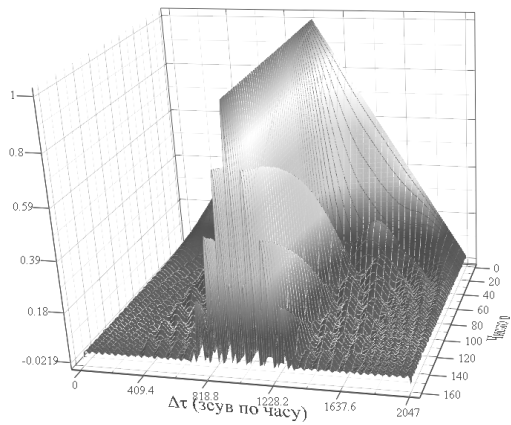
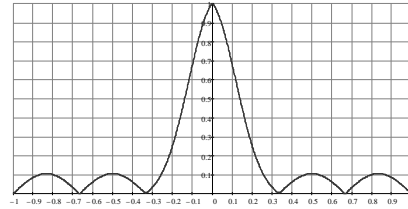


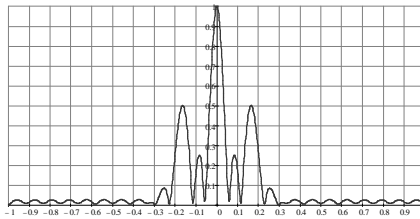
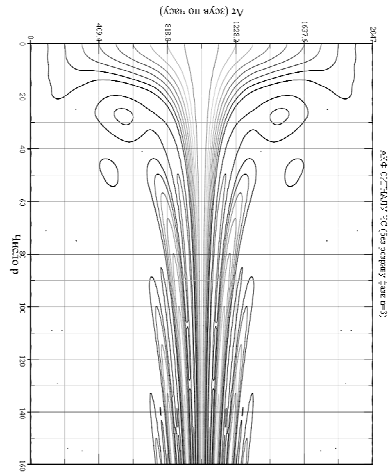
Рис. 3. Часові діаграми ДЧМ сигналів з розривом та без розриву фази ($N = 3$)



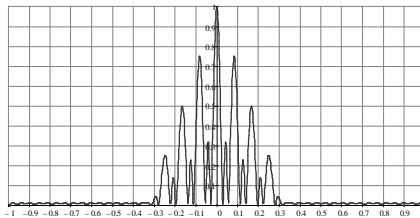
$$p = 0, \\ Wn = 0, \\ B = 0$$



$$p = 0.5, \\ Wn = 10\%, \\ B = 3$$



$$p = 1.0, \\ Wn = 40\%, \\ B = 12$$



$$p = 4.0, \\ Wn = 80\%, \\ B = 24$$

а

б

Рис. 4. Залежності кореляційних функцій ДЧМ сигналів без розриву фази ($N = 3$) від зміни числа p : а – поверхня множини АКФ та лінії рівнів АКФ ($p = 0 \dots 4$); б – АКФ для окремих значень числа p

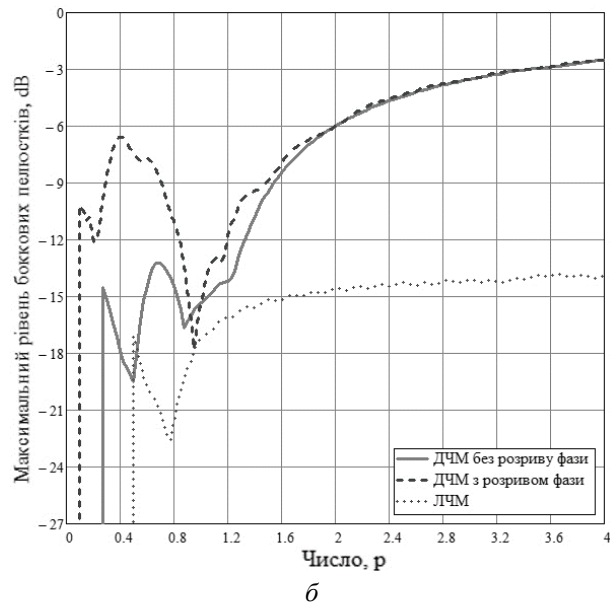
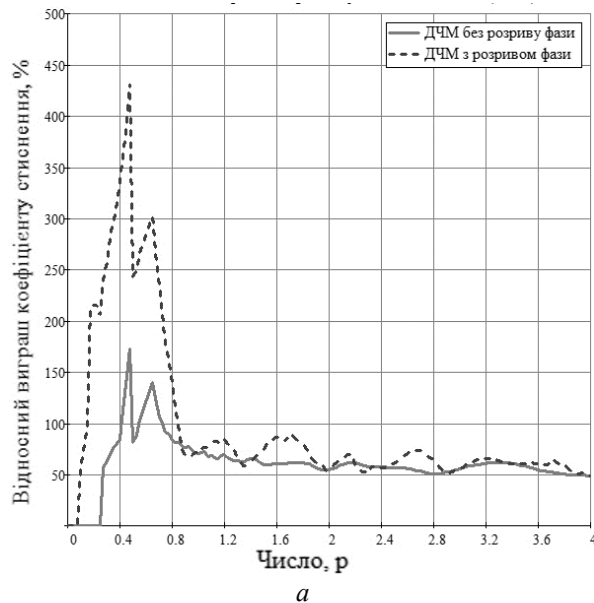


Рис. 5. Залежності параметрів АКФ ДЧМ та ЛЧМ сигналів від зміни числа p ($N = 3$): а – відносний виграш коефіцієнту стиснення ДЧМ сигналів супроти ЛЧМ; б – відносний рівень бічних пелюстків

На рис. 4–7 подано результати обчислень АКФ та їхніх параметрів для ЛЧМ і трисходкових ДЧМ сигналів без розриву та з розривом фази. Для коректного виконання порівняльного аналізу нормована девіація частоти $Wn = W/f_0$ і початкова частота f_0 ДЧМ сигналу повинна

відповідати нормованій девіації частоти та початковій частоті ЛЧМ сигналу. Відносний виграш коефіцієнта стиснення ДЧМ сигналу (без розриву фази) супроти ЛЧМ залежно від числа p становить 150–60 %.

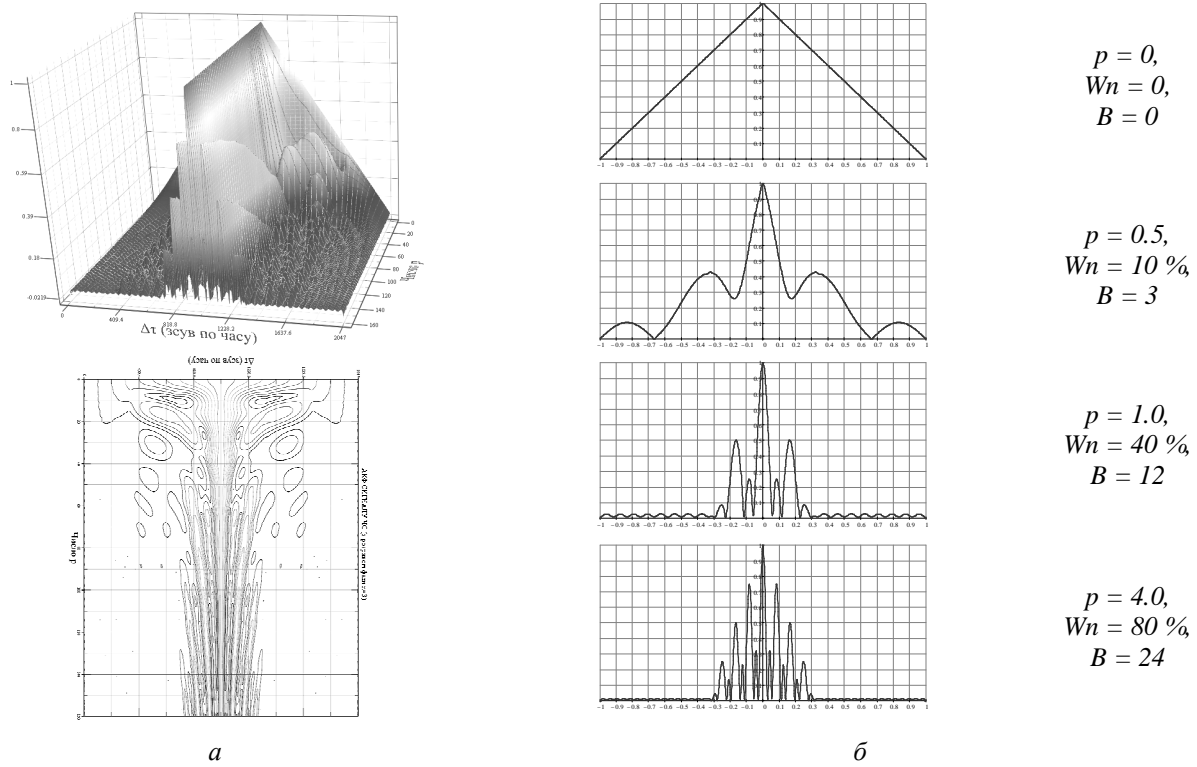


Рис. 6. Залежності кореляційних функцій ДЧМ сигналів з розривом фази ($N = 3$) від зміни числа p : а – поверхня множини АКФ та лінії рівнів АКФ ($p = 0 \dots 4$); б – АКФ для окремих значень числа p

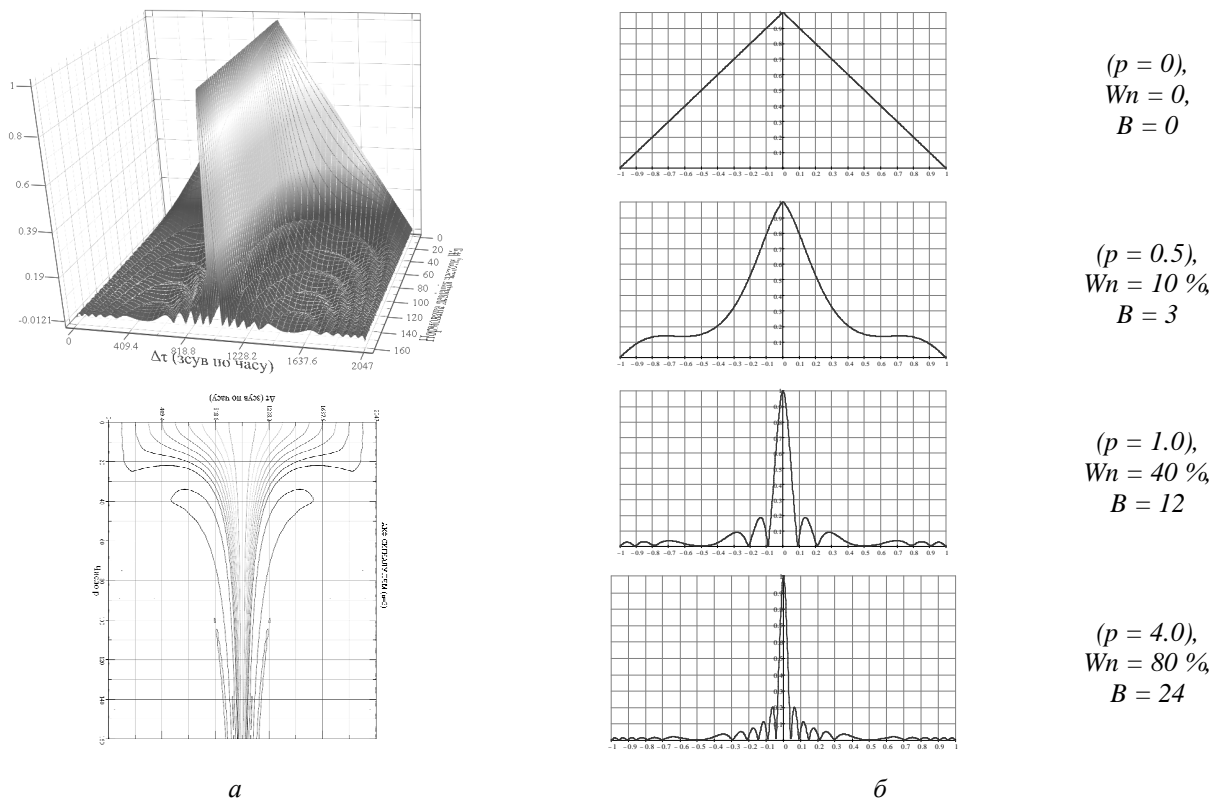


Рис. 7. Залежності кореляційних функцій ЛЧМ сигналів від зміни нормованого значення девіації частоти W_n : а – поверхня множини АКФ та лінії рівнів АКФ ($W_n = 0 \dots 80\%$); б – АКФ для окремих значень числа p

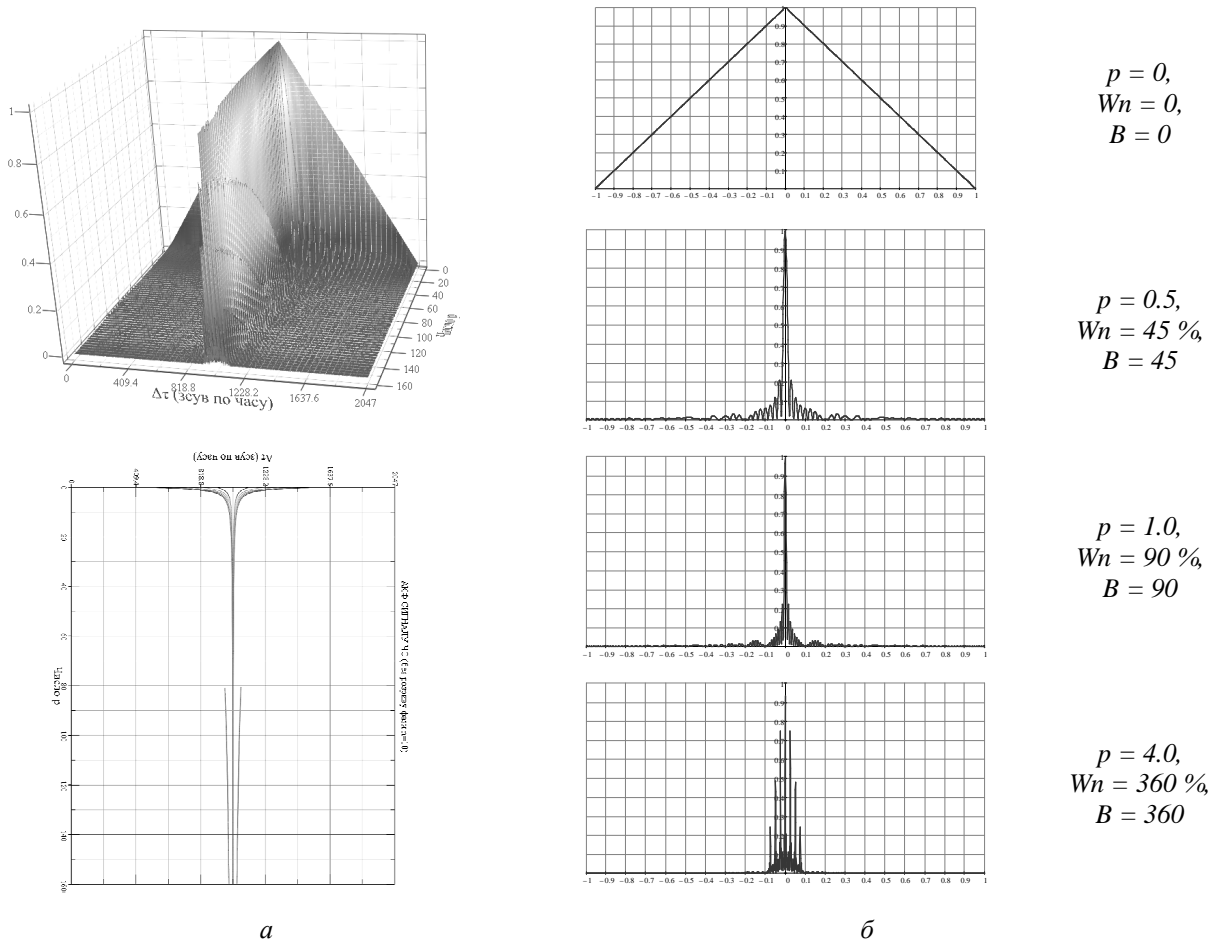


Рис. 8. Залежності кореляційних функцій ДЧМ сигналів без розриву фази ($N = 10$) від зміни числа p : а – поверхня множини АКФ та лінії рівнів АКФ ($p = 0 \dots 4$); б – АКФ для окремих значень числа p

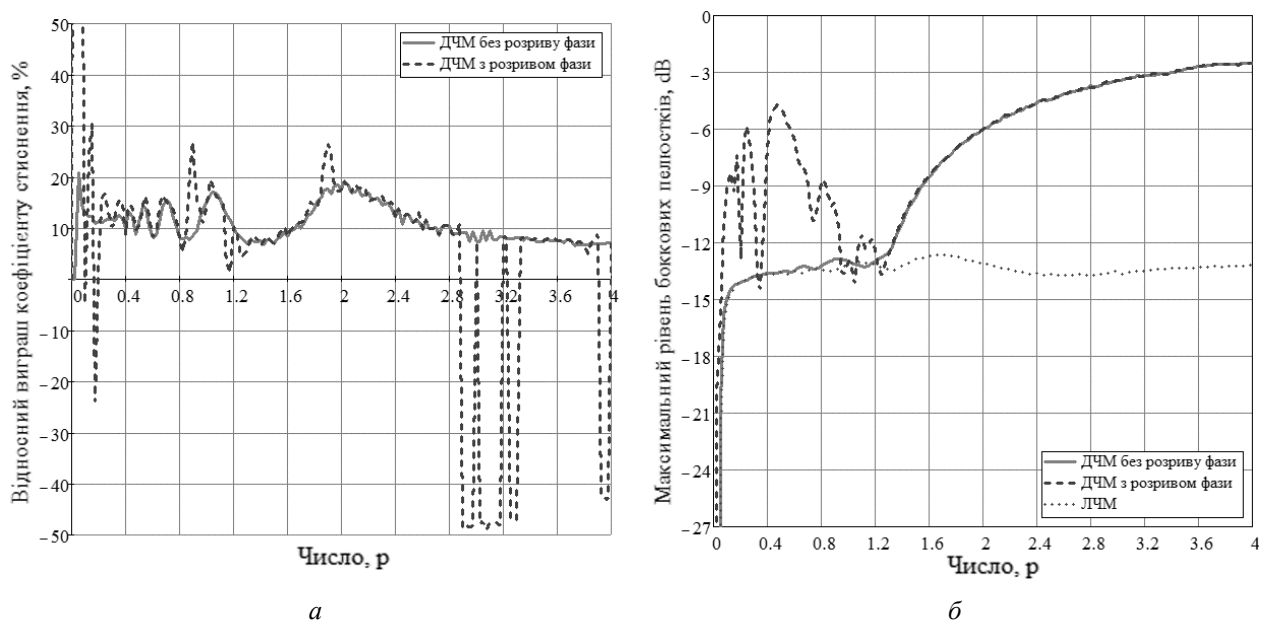
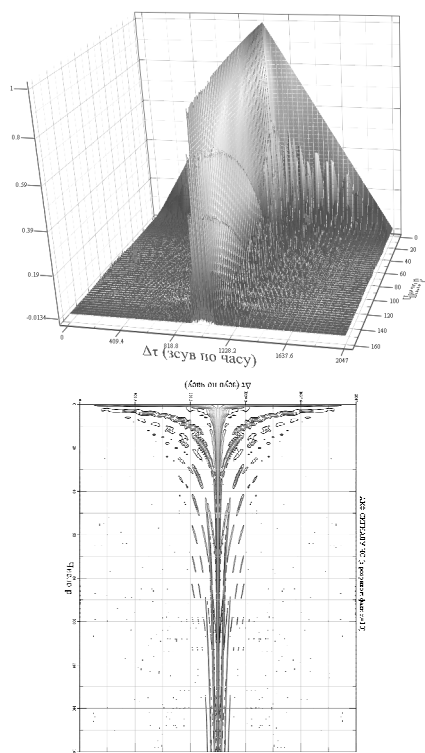
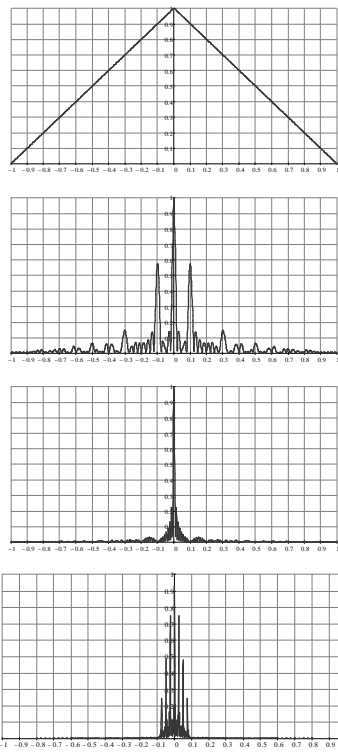


Рис. 9. Залежності параметрів АКФ ДЧМ та ЛЧМ сигналів від зміни числа p ($N = 10$): а – відносний вигравш коефіцієнту стиснення ДЧМ сигналу супроти ЛЧМ; б – максимальний рівень бічних пелюстків

На рис. 8–11 подано результати обчислень АКФ та їхніх параметрів для ЛЧМ і 10-сходинкових ДЧМ сигналів без розриву та з розривом фази. Відносний вигравш коефіцієнту стиснення ДЧМ сигналу (без розриву фази) супроти ЛЧМ залежно від числа p становить від 7 до 18 %.



а



б

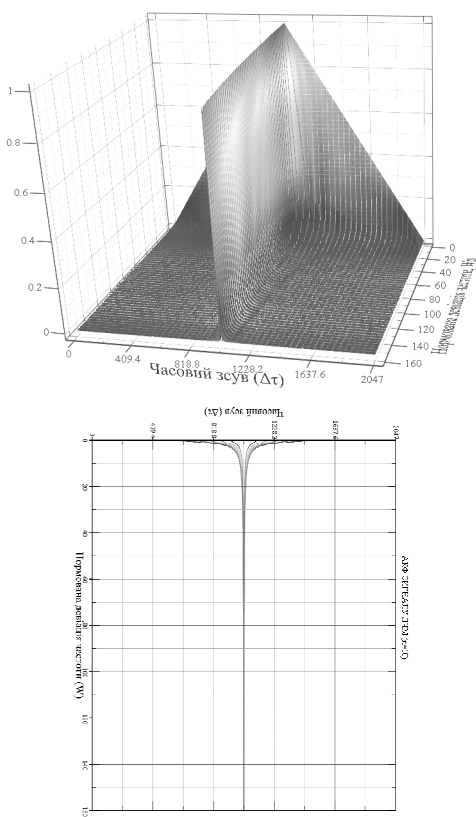
$p = 0,$
 $W_n = 0,$
 $B = 0$

$p = 0.5,$
 $W_n = 45 \%,$
 $B = 45$

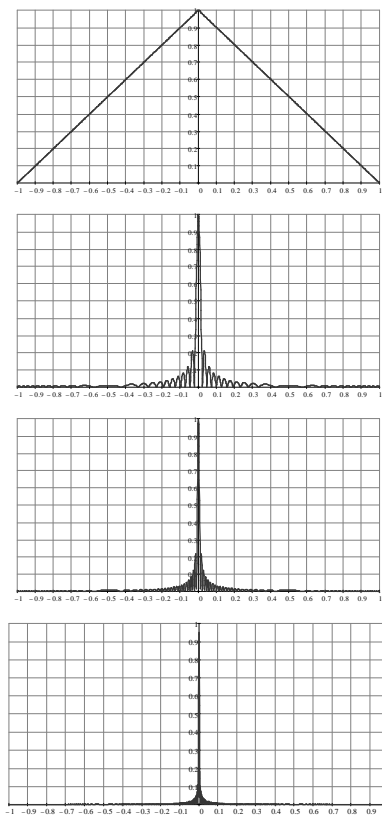
$p = 1.0,$
 $W_n = 90 \%,$
 $B = 90$

$p = 4.0,$
 $W_n = 360 \%,$
 $B = 360$

Рис. 10. Залежності кореляційних функцій ДЧМ сигналів з розривом фази ($N = 10$) від зміни числа p : а – поверхня множини АКФ та лінії рівнів АКФ ($p = 0 \dots 4$); б – АКФ для окремих значень числа p



а



б

$(p = 0),$
 $W_m = 0,$
 $B = 0$

$(p = 0.5),$
 $W_n = 45 \%,$
 $B = 45$

$(p = 1.0),$
 $W_n = 90 \%,$
 $B = 90$

$(p = 4.0),$
 $W_n = 360 \%,$
 $B = 360$

Рис. 11. Залежності кореляційних функцій ЛЧМ сигналів від зміни нормованого значення девіації частоти W_n : а – поверхня множини АКФ та лінії рівнів ($W_n = 0 \dots 360 \%$); б – АКФ для окремих значень числа p

На рис. 12–13 представлені результати обчислень спектрів для ЛЧМ та трихординкових ДЧМ сигналів без розриву фази.

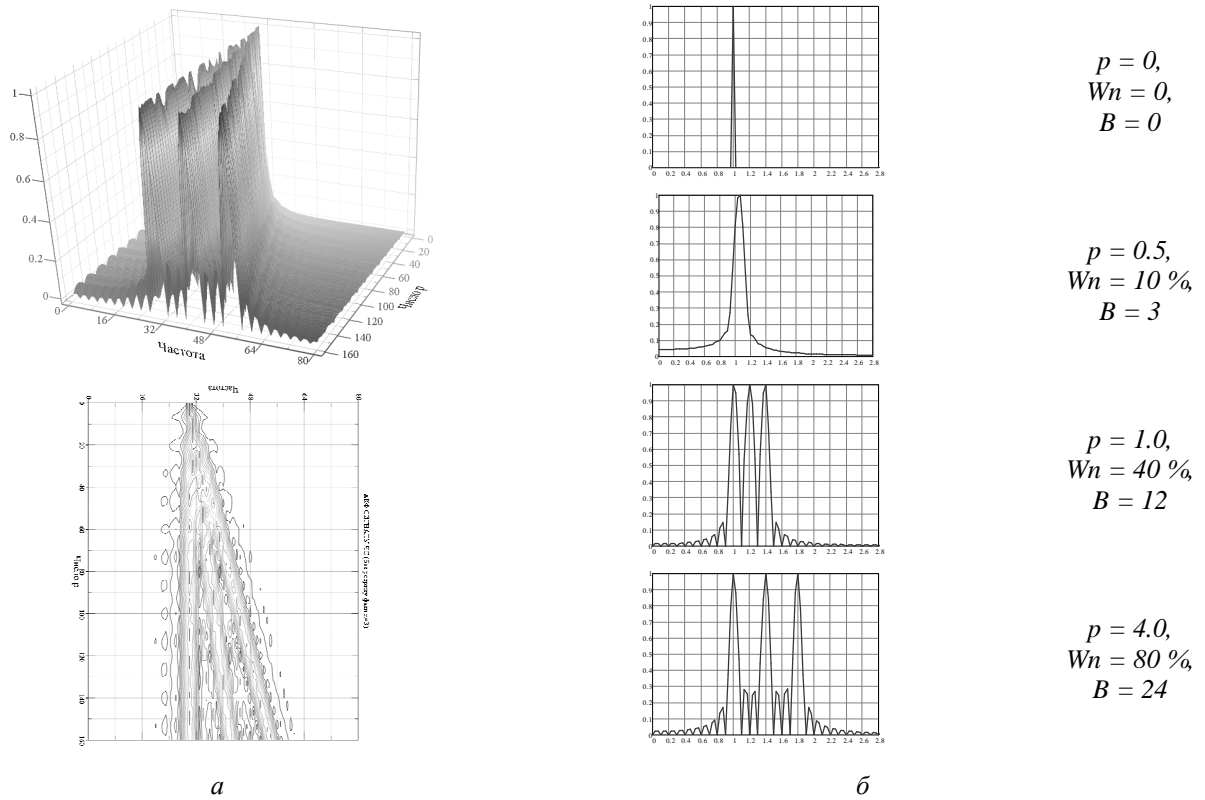


Рис. 12. Графіки залежності спектрів ДЧМ сигналів без розриву фази ($N = 3$) від зміни числа p : а – поверхня множини спектрів та лінії рівнів спектрів ($p = 0 \dots 4$); б – спектри для окремих значень числа p

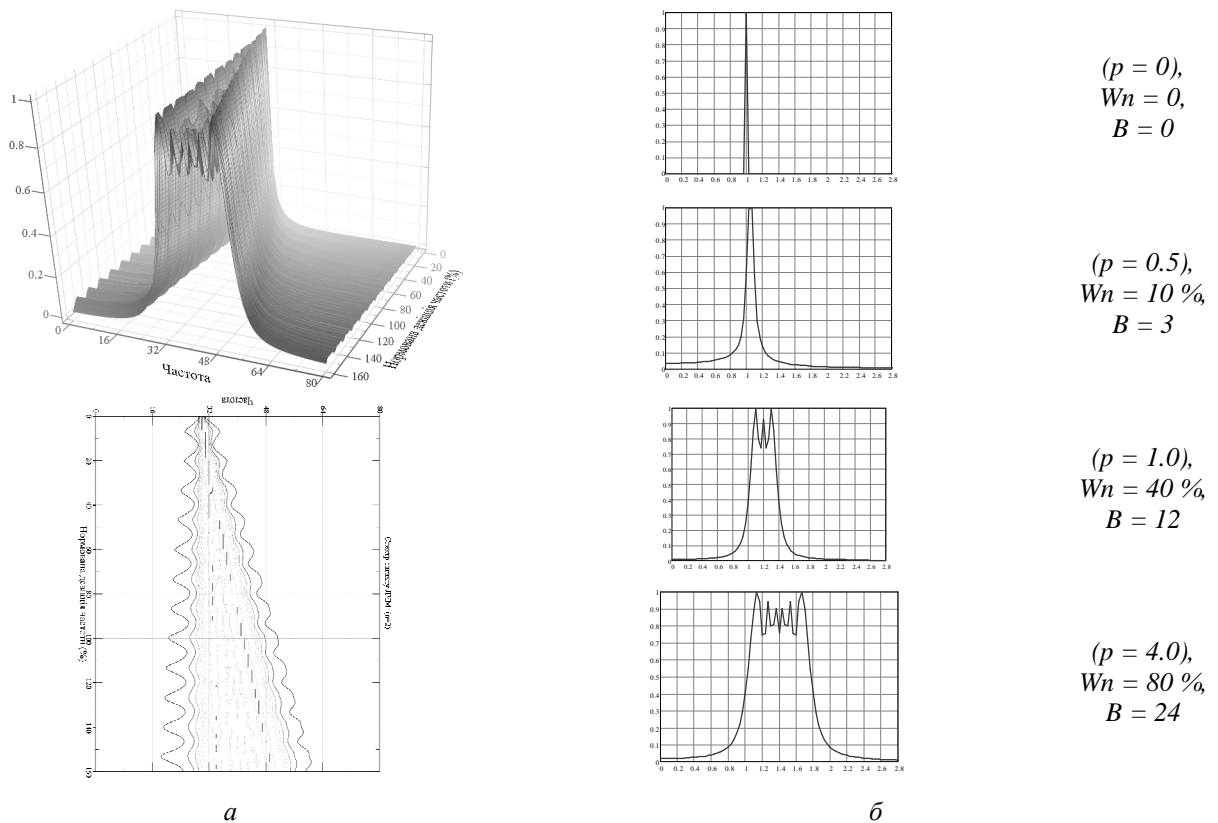


Рис. 13. Графіки залежності спектрів ЛЧМ сигналів без розриву фази ($N = 3$) від зміни нормованого значення девіації W_n : а – поверхня множини спектрів та лінії рівнів ($W_n = 0 \dots 80\%$); б – спектри для окремих значень W_n

На рис. 14–15 подано результати обчислень спектрів для ЛЧМ та 10-сходинкових ДЧМ сигналів без розриву фази.

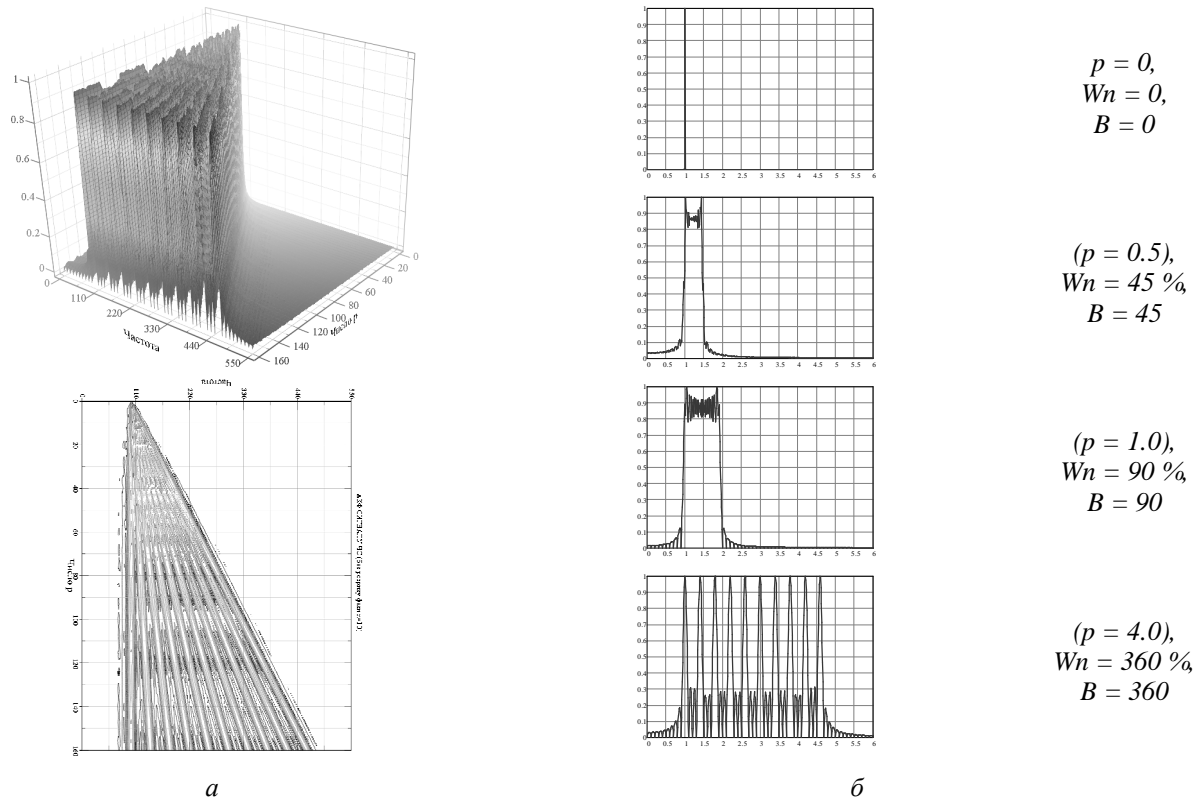


Рис. 14. Графіки залежності спектрів ДЧМ сигналів без розриву фази ($N = 10$) від зміни числа p : а – поверхня множини спектрів та лінії рівнів спектрів ($p = 0 \dots 4$); б – спектри для окремих значень числа p

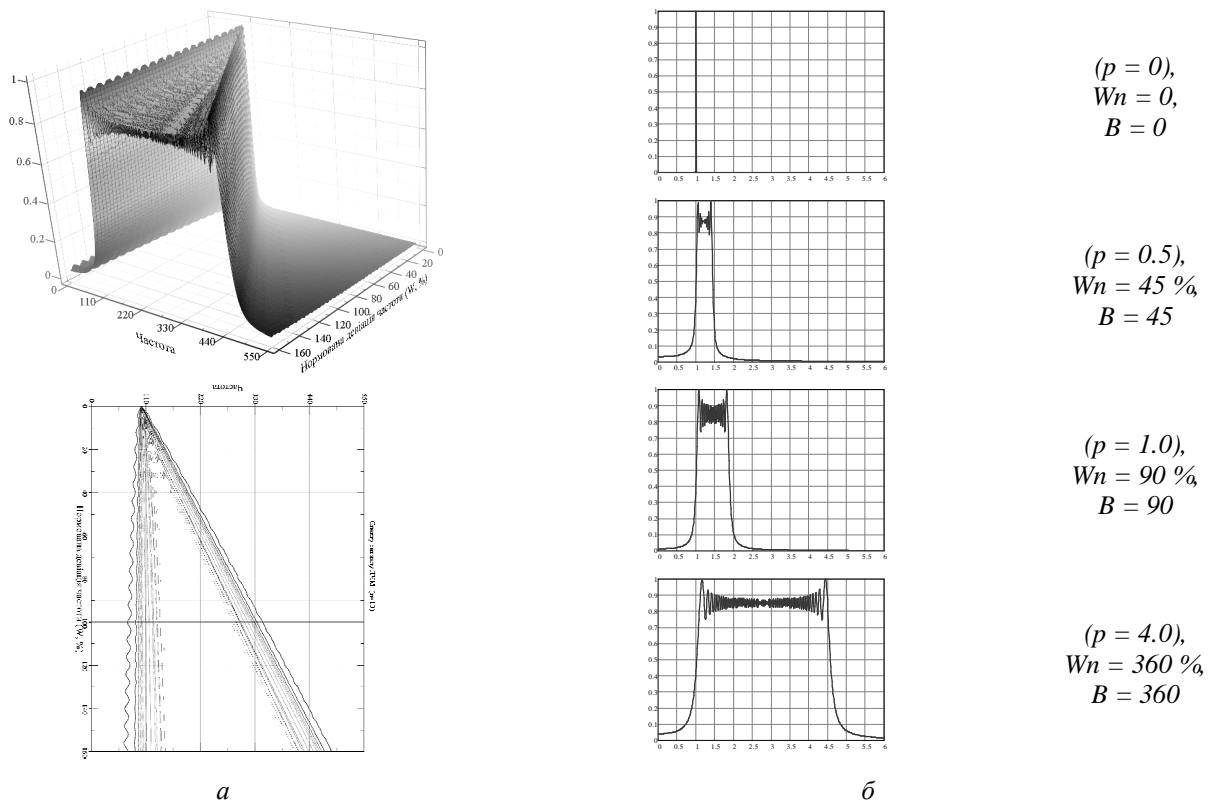
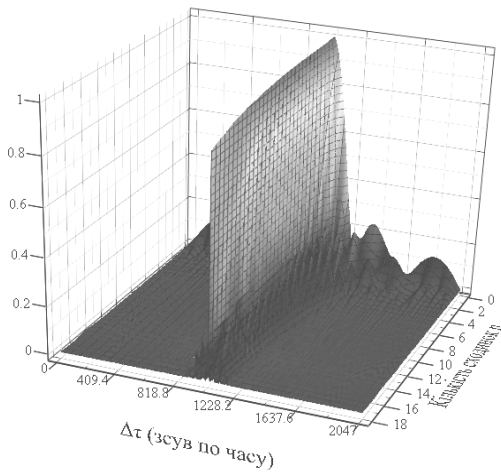
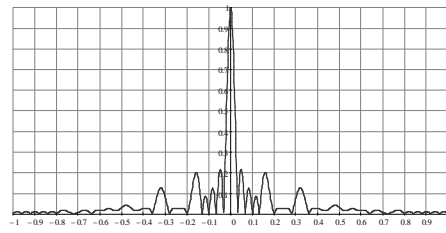


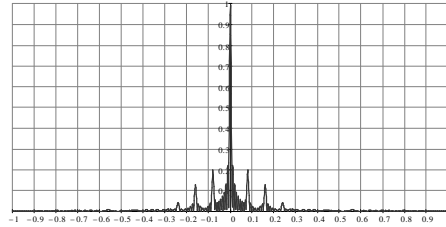
Рис. 15. Графіки залежності спектрів ЛЧМ сигналів без розриву фази ($N = 10$) від зміни нормованого значення девіації W_n : а – поверхня множини спектрів та лінії рівнів ($W_n = 0 \dots 360\%$); б – спектри для окремих значень W_n



a



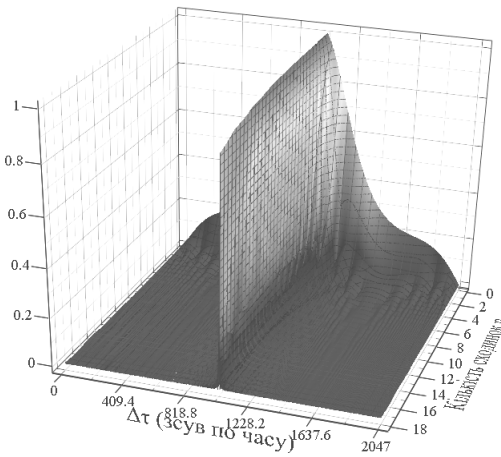
$p = 1,25$
 $N = 5$
 $Wn = 10 \%$
 $B = 25$



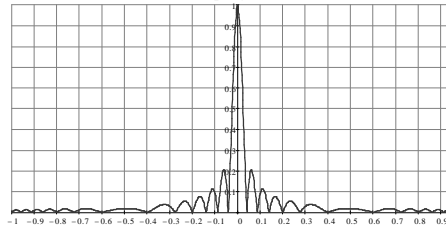
$p = 1,25$
 $N = 10$
 $Wn = 281,3 \%$
 $B = 112,5$

б

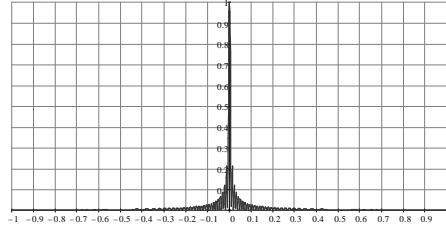
Рис. 16. Залежності кореляційних функцій ДЧМ сигналів від зміни кількості сходинок N : *a* – поверхня множини АКФ та лінії рівнів ($N = 2 \dots 20$); *б* – АКФ для окремих значень N



a



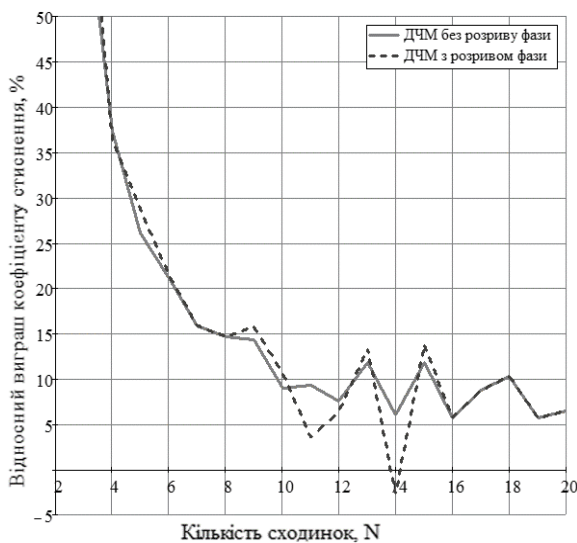
$(p = 1,25)$
 $N = 5$
 $Wn = 10 \%$
 $B = 25$



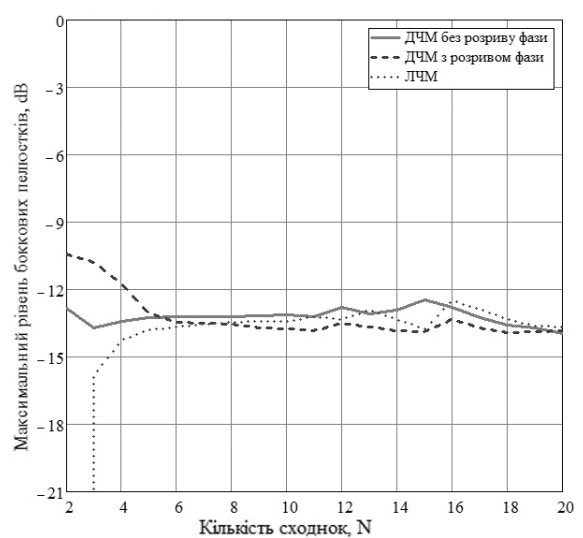
$p = 1,25$
 $N = 10$
 $Wn = 281,3 \%$
 $B = 112,5$

б

Рис. 17. Залежності кореляційних функцій ЛЧМ сигналів від зміни нормованого значення девіації Wn : *a* – поверхня множини АКФ та лінії рівнів ($Wn = 2,5 \dots 1187,5 \%$); *б* – АКФ для окремих значень Wn



a



б

Рис. 18. Залежності параметрів АКФ ДЧМ та ЛЧМ сигналів від зміни кількості сходинок N : *a* – відносний виграш коефіцієнту стиснення ДЧМ сигналу супроти ЛЧМ; *б* – максимальний рівень бічних пелюстків

Висновки

У результаті розрахунків, виконаних числовими методами у середовищі системи *Mathcad* з використанням вбудованих функцій дискретного перетворення Фур'є та алгоритмів обчислення кореляційних характеристик досліджуваних сигналів, можна зробити такі висновки.

1. Сигнали з лінійною ДЧМ (*без розриву фази*) мають дещо кращі кореляційні властивості (див. рис. 5 і 9). У діапазоні значень кількості сходинок $N \in 10$ ДЧМ сигнал має відносний виграш коефіцієнта стиснення від 150 % до 20 %, однак для значень $p \approx 1,25$ різко зростає рівень максимальних бічних пелюсток, що призводить до втрати переваги над ЛЧМ сигналом.

2. Поведінка сигналів з лінійною ДЧМ (*з розривом фази*) вказує на нестабільність кореляційних властивостей у зв'язку з появою великих бічних пелюсток і, водночас, на можливість покращення цих властивостей корекцією фазового зсуву для кожної сходинки ДЧМ сигналу. Спектральні властивості ДЧМ не залежать від фактора розриву фази, оскільки структури спектрів сигналів з розривом фази і без розриву ідентичні.

3. З отриманих спектральних залежностей (див. рис. 11–15) випливає, що з наближенням параметра p до 1 (одиниці) й подальшим його збільшенням вигляд обвідної спектра наближається до прямокутної форми, але його структура в околі основних частот стає багатопелюстковою і залежить як від параметра p , так і від параметра N . Цю особливість спектра ДЧМ сигналу можна використати для зменшення впливу завад у тих частинах спектра, де спостерігаються мінімуми обвідної.

4. Вибір кількості частотних сходинок N (для $p = 1,25$) впливає на покращення кореляційних властивостей ДЧМ сигналу *без розриву фази* і дає можливість вибрати оптимальні значення і коефіцієнта стиснення $K_{ст}$, і рівня максимальних бічних пелюсток АКФ (див. рис. 16–18).

Порівняльний аналіз кореляційних властивостей ДЧМ сигналів дає підстави стверджувати, що для певних значень параметра p можливо отримати кращу роздільну здатність для радіолокаційних застосувань, а врахування їхніх спектральних особливостей допоможе розв'язувати задачі підвищення завадостійкості й прихованості систем радіозв'язку. Можливий компроміс між величиною піків АКФ та структурою спектра ДЧМ сигналу (для різних значень p) в умовах дії зовнішніх завад може покращити якісні показники роботи радіотехнічних і телекомунікаційних систем.

1. Кочемасов В. Н. *Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией* / Кочемасов В. Н., Белов Л. А., Оконешников В. С. М.: Радио и связь, 1983. 192 с. 2. Варакин Л. Е. *Теория сложных сигналов*. – М.: Сов. радио, 1970. 376 с. 3. Доматырко Д. Г. *Моделирование ЛЧМ сигналов и их достоинства перед другими сложными сигналами* // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2010. Вып. № 4. Т. 6. 4. Подлесный А. В. *Многофункциональный ЛЧМ ионозонд для мониторинга ионосферы* / А. В. Подлесный, И. Г. Брынько, В. И. Куркин, В. А. Березовский, А. М. Киселев, Е. В. Петухов // Гелиогеофизические исследования. 2013. Вып. 4. С. 24–31. 5. Елсуков А. А. *Синтез и анализ численной модели вертикального однопозиционного ЛЧМ зонда* // Вестник МарГТУ. Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2009. № 1. С. 12–20. 6. Кочемасов В. Н., Кряжев В. П., Оконешников В. С. *ЛЧМ сигналы с внутриимпульсной фазовой манипуляцией* / Радиотехника. 1980. Т. 35. № 2. С. 57–60. 7. Ашимов Н. М., Шустик Н. А. *Помехоустойчивость и помехозащищенность командной радиолинии управления, работающей с широкополосными ЛЧМ-сигналами*. Спецтехника и связь. 2010. Вып. № 1. 8. Зачиняев Ю. В. *Анализ и классификация формирователей линейно-частотно-модулированных радиосигналов с точки зрения уменьшения длительности формируемых сигналов* // Современные проблемы науки и образования. 2012. № 5. 9. Ткаченко А. *Прямая цифровая модуляция: принципы и решения* // Электроника: наука, технология, бизнес. 2014. № 3. С. 162–174. 10. *Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория: справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп.* / под ред. Я. Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с. 11. *Радіолокаційна системотехніка* / Багдасарян С. Т., Кулявець Ю. В., Шипіцин С. І. Х.: ХВУ, 2002. 243 с. 12. *Levanon, N. Radar signals* / N. Levanon, E. Mozeson. John Wiley

& Sons, Inc. 2004. 427 с. 13. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с. 14. Аналіз можливостей ДЧМ сигналів щодо підвищення функціональності радіолокаційних систем / В. А. Таршин, О. В. Очкуренко, О. Л. Кузнєцов // Збірник наукових праць ХУПС. Х.: ХУПС, 2013. Вип. 1 (34). С. 97–101. 15. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов. 3-е изд. М.: Высшая школа, 2000. 462 с. 16. Теорія сигналів: підручник / Сумик М. М., Прудюс І. Н., Сумик Р. М.; Ін-т інновац. технологій і змісту освіти М-ва освіти і науки України. Л.: Бескид Біт, 2008. 232 с.

References

1. Kochemasov, V. N., Belov, L. A. and Okonieshnikov, V. S. (1983), *Formation signals chirped*, Radio i sviaz, Moscow, Russia. 2. Varakin, L. E. (1970), *The theory of complex signals*, Sov. Radio, Moscow, Russia. 3. Domatyрко, D. G. (2010), “Modeling LFM of signals and their advantage before other complex signals”, *Bulletin of the Voronezh State Technical University*, Issue no. 4, vol. 6. 4. Podlesnyi, A. V., Brynko, I. G., Kurkin, V. I., Berezovsky, V. A., Kiselev, A. M. and Petuhov, E. V. (2013), “Multifunctional chirp ionosonde for monitor the ionosphere”, *Heliogeophysical research*, Issue 4, pp. 24–31. 5. Elsukov, A. A. (2009), “Synthesis and analysis of numerical model of vertical single point probe chirp”, *Vestnik MarSTU, Radio engineering and information and communication systems*, no. 1, p. 12–20. 6. Kochemasov, V. N., Kryazhev, V. P. and Okonieshnikov, V. S. (1980), “Chirp signals from intra-phase-shift keying”, *Radioengineering*, vol. 35, no. 2, pp. 57–60. 7. Ashimov, N. M. and Shustik, N. A. (2010), “Noise immunity and noise immunity of the command radio link control, working with wideband chirp signals”, *Special equipment and communication*, Issue no. 1. 8. Zachinyaev, Y. (2012), “Analysis and classification of the shapers of linearly frequency-modulated radio signals c point of view of reducing the duration of the generated signals”, *Modern problems of science and education*, no. 5. 9. Tkachenko, A. (2014), “Direct digital modulation: Principles and solutions”, *Electronics: Science, Technology, Business*, no. 3, pp. 162–174. 10. Shyrman, Ya. S. (2007), *Radioelektronnyie sistemy: Osnovy postroieniia. Spravochnik [Electronic systems: Basics of construction and theory. Handbook]*, 2nd ed., Radiotekhnika, Moscow, Russia. 11. Bagdasarian, S. T., Kuliavets, Yu. V. and Shypitsyn, S. I. (2002), *Radar systems engineering*, KhMU, Kharkiv, Ukraine. 12. Levanon, N. and Mozeson, E. (2004), *Radar signals*, John Wiley & Sons, Inc. 13. Varakin, L. E. (1985), *Sistemy sviazi s shumopodobnymi signalami [Systems communication with noise signals]*, Radio i sviaz, Moscow, Russia. 14. Tarshyn, V. A., Ochurenko, A. V. and Kuznetsov, A. L. (2013), “The analysis of DFM signals opportunities on increase of radar-tracking systems functionality”, *Proceedings of Kharkiv National University of the Air Force*, Issue 1 (34), p. 97–101. 15. Baskakov, S. I. (2000), *Radio Circuits and Signals: A Textbook for high schools*, 3rd ed., Vysshiaia shkola, Moscow, Russia. 16. Sumyk, M. M., Prudyus, I. N. and Sumyk R. M. (2008), *Signal Theory*. Beskyd-Bit, Lviv, Ukraine.