

DOI: <https://doi.org/10.15407/rpra30.04.258>
УДК 621.396:621.391.82

К.О. Лукін, В.М. Коновалов, Л.В. Юрченко

Інститут радіофізики та електроніки ім. О.Я. Усикова НАН України

вул. Акад. Проскури, 12, м. Харків, 61085, Україна

E-mail: lukin.konstantin@gmail.com; kvm.kharkov@gmail.com; lyur@i.ua

НОВИЙ МЕТОД ЗАГЛУШЕННЯ БІЧНИХ ПЕЛЮСТОК ФУНКЦІЇ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ СИГНАЛІВ, МОДУЛЬОВАНИХ ПСЕВДОВИПАДКОВИМИ ПОСЛІДОВНОСТЯМИ

Предмет і мета роботи. Однією з ключових труднощів стосовно забезпечення високої точності визначення параметрів радіолокаційної цілі та завадостійкості радіолокаційних систем є наявність бічних пелюсток функції невизначеності сигналів, що використовуються; особливо це стосується періодичних псевдовипадкових m -послідовностей (ПВП) максимальної довжини. Метою цієї роботи є розробка і теоретичне обґрунтування нового методу повного заглушення бічних пелюсток функції невизначеності за рахунок взаємокореляційної обробки ПВП із використанням запропонованого опорного сигналу.

Методи та методологія. Пропонується новий підхід до заглушення бічних пелюсток функції невизначеності ПВП за допомогою взаємокореляційної обробки прийнятих сигналів, модульованих ПВП, з опорним сигналом, який складається таким чином, що забезпечує нульові значення бічних пелюсток кореляційної функції поза зоною високої кореляції сигналів.

Результати. Використання запропонованого методу дозволяє усунути всі бічні пелюстки функції невизначеності по осі часової затримки для ПВП максимальної довжини. Незначне підвищення рівня бічних пелюсток вздовж осі доплерівського зміщення несучої частоти, порівняно з традиційною обробкою, проявляється лише для дуже невеликої кількості елементарних імпульсів у ПВП, а зі збільшенням їхньої кількості ця різниця стає несуттєвою. Проведено оцінку відношення сигнал/шум на виході корелятора та параметра роздільної здатності за відстанню для запропонованого та традиційного методів обробки.

Висновки. Представлено новий алгоритм взаємокореляційної обробки сигналів ПВП та простий спосіб формування складеного опорного сигналу, що дозволяє усунути бічні пелюстки незалежно від довжини ПВП, зберегти роздільну здатність за відстанню та енергетичну ефективність сигналу. Показано, що відношення сигнал/шум на виході кореляційного приймача не змінюється порівняно з традиційною обробкою. Це є значною перевагою, оскільки традиційні методи вимагають збільшення довжини послідовності або використання вагової обробки, що супроводжується втратами в енергетичній ефективності радара.

Ключові слова: псевдовипадкові послідовності, функція невизначеності, бічні пелюстки, автокореляційна функція, взаємокореляційна функція.

Цитування: Лукін К.О., Коновалов В.М., Юрченко Л.В. Новий метод заглушення бічних пелюсток функції невизначеності сигналів, модульованих псевдовипадковими послідовностями. *Радіофізика і радіоастрономія*. 2025. Т. 30. № 4. С. 258—267. <https://doi.org/10.15407/rpra30.04.258>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2025

 Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0 (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>)

Вступ

Сучасні системи радіолокації вимагають підвищення точності обробки сигналів і мінімізації завад, особливо в умовах складного електромагнітного середовища. Традиційні методи імпульсної компресії зазвичай орієнтовані на сигнали з базою, що набагато перевищує одиницю [1–4]. Однак якість обробки радіолокаційних сигналів і адаптивне заглушення завад істотно залежать від наявності бічних пелюсток у функції невизначеності використовуваних сигналів, що призводить до зниження точності виявлення цілі (або визначення параметрів каналу зв'язку).

Пошук сигналів, що поєднують можливість компресії відбитих сигналів із відсутністю бічних пелюсток, залишається актуальним завданням сучасної радіолокації із використанням як регулярних, так і випадкових сигналів. Це пов'язано з необхідністю зниження рівня імпульсної потужності передавачів шляхом збільшення тривалості імпульсу, зберігаючи необхідний рівень середнього значення потужності передавача та, водночас, роздільну здатність радару за відстанню.

Наприклад, у роботах [5–7] зазначено, що в шумових радарних вибір форми спектральної щільності потужності (СЩП) випадкових (шумових) сигналів суттєво впливає на рівень бічних пелюсток функції невизначеності. Коли СЩП повільно спадає від максимального до нульового рівня, то бічні пелюстки зовсім відсутні для достатньо довгих інтервалів інтегрування і надширокої смуги частот пропускання приймальної апаратури. Проте, коли тривалість імпульсу не перевищує інтервалу кореляції шумового сигналу, або коли смуга частот пропускання лише у два-три рази перевищує ширину СЩП шумового радару, з'являється помітний рівень бічних пелюсток, що є вкрай небажаним ефектом. З огляду на це пошук сигналів, що поєднують можливість компресії відбитих сигналів із відсутністю бічних пелюсток, активно продовжується.

Одним із перспективних класів регулярних сигналів для сучасних радарів є періодичні псевдовипадкові *m*-последовності (ПВП) максимальної довжини. Ці сигнали привертають увагу дослідників надзвичайною простотою їхньої генерації

та обробки, а також гарними кореляційними характеристиками.

Проблема заглушення бічних пелюсток функції невизначеності й досі залишається критичною, і зараз існує кілька методів для вирішення цієї проблеми. Одним з них є метод заглушення бічних пелюсток, створений на основі надточних нейронних мереж, які застосовуються для інтегрованих радіолокаційно-комунікаційних сигналів [8], що дозволяє досягти пікового відношення сигнал/шум нижче –50 дБ та значно покращити якість обробки порівняно з традиційними методами. Інший метод пов'язаний з використанням адаптивної обробки [9], де за допомогою керування кореляційною структурою сигналів забезпечується зниження бічних пелюсток у багатоканальних системах при збереженні роздільної здатності. Також пропонується алгоритм обробки радіолокаційних сигналів на основі розподілених когнітивних мереж [10], що дозволяє динамічно адаптувати параметри сигналів та мінімізувати спотворення, спричинені впливом бічних пелюсток.

Незважаючи на певні успіхи у зазначених методах, вони не завжди забезпечують універсальність, бо потребують або збільшення довжини послідовності, оскільки рівень бічних пелюсток для періодичної ПВП обернено пропорційний числу елементарних імпульсів в ній [11], або використання вагової обробки [1, 4, 12], що супроводжується втратами в енергетичній ефективності сигналу і радару в цілому [12].

У цій роботі пропонується новий спосіб взаємкореляційної обробки сигналів для повного заглушення бічних пелюсток по осі часової затримки незалежно від довжини псевдовипадкової послідовності. Запропонований метод знижує рівень завад через бічні пелюстки функції взаємної кореляції та забезпечує задану роздільну здатність за відстанню без погіршення відношення сигнал/шум та енергетичної ефективності сигналу, що є значною перевагою порівняно з традиційними методами і робить його перспективним для застосування в сучасній радіолокації та зв'язку.

1. Новий алгоритм кореляційної обробки прийнятих сигналів

Розглянемо спосіб взаємкореляційної обробки, що дозволяє заглушити бічні пелюстки. Від-

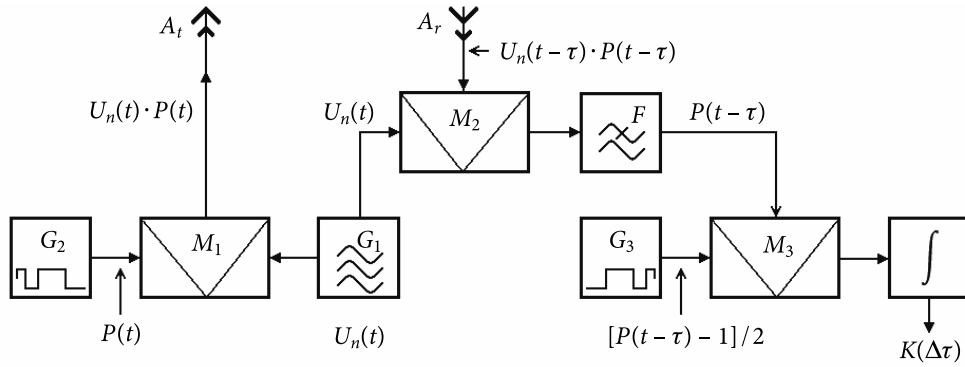


Рис. 1. Функціональна схема запропонованої обробки ПВП: A_t — передавальна антена; A_r — приймальна антена; G_1 — монохроматичний генератор несучої частоти; G_2 — генератор сигналу ПВП $P(t)$; M_1 — модулятор (перемножувач); M_2 — вхідний змішувач; F — фільтр нижніх частот; G_3 — генератор опорного сигналу ПВП $[P(t-\tau) - 1]/2$; M_3 — перемножувач (стробкаскад); $\int$ — інтегратор

бита від цілі ПВП $P(t-\tau)$ обробляється спільно із запропонованим складеним опорним сигналом $X(t-\tau)$, який включає затриманий на час τ сигнал ПВП $P(t-\tau)$ та доповнення $x(t-\tau)$, яке треба визначити. Сигнал $X(t-\tau)$ має бути таким, щоб при перемноженні його з сигналом вихідної ПВП, зсунутої за часом на величину, рівну або більшу за тривалість елементарного імпульсу ПВП, добуток цих сигналів дорівнював нулю поза зоною високої кореляції на виході інтегратора (рис. 1).

Сигнал на виході інтегратора $U_{\text{int}}(t-\tau)$ можна виразити як

$$U_{\text{int}}(t-\tau) = \overline{P(t-\tau)[P(t-\tau) + x(t-\tau)]} = \overline{P(t-\tau)P(t-\tau)} + \overline{P(t-\tau)x(t-\tau)}. \quad (1)$$

Тут верхня риска позначає операцію усереднення за час, що дорівнює періоду ПВП: $T = \tau_p N$, $N = 2^k - 1$, де τ_p — тривалість елементарного імпульсу ПВП, N — кількість елементарних імпульсів у використуванні ПВП, а k — показник степеня, який може бути будь-яким цілим додатним числом ≥ 2 .

Скористаємося властивостями ПВП, описаними в [4]:

$$\overline{P(t-\tau)P(t-\tau)} = N, \quad \overline{P(t-\tau)} = -1. \quad (2)$$

З рівняння (2) випливає вимога до другого доданку в правій частині рівняння (1): $\overline{P(t-\tau)x(t-\tau)}$ — він має дорівнювати +1 для компенсації залишкової -1 при $T > \tau > \tau_p$. Це означає, що $x(t-\tau)$ повинно дорівнювати -1.

Тобто опорний сигнал (огинаюча сигналу гетеродина взаємкореляційного приймача) повинен мати вигляд $P(t-\tau) - 1$, який є не фазоманіпульованим сигналом, що набуває значення +1 або -1 (для випадку сигналу з несучою — значення $+\pi, -\pi$) як у ПВП, а є амплітудно-маніпульованим сигналом, який набуває дискретних значень або 0, або -2 (для випадку сигналу з несучою — значення 0, $-\pi$). Оскільки рівню $-\pi$ має відповідати -1 (так само, як і для ПВП), то необхідно нормувати сигнал $X(t-\tau) = [P(t-\tau) - 1]$. Тоді отримаємо:

$$P(t-\tau) + x(t-\tau) = [P(t-\tau) - 1] / 2. \quad (3)$$

Враховуючи отриману ПВП (3), сигнал на виході інтегратора (див. схему на рис. 1) можна записати як

$$U_{\text{int}}(t-\tau) = \overline{P(t-\tau) \left[\frac{P(t-\tau) - 1}{2} \right]} = \frac{\overline{P(t-\tau)P(t-\tau)}}{2} - \frac{\overline{P(t-\tau)}}{2} = \begin{cases} \frac{N}{2} - \left(-\frac{1}{2} \right) = \frac{N+1}{2}, & \tau = 0, \\ 0, & T > \tau > \tau_p. \end{cases} \quad (4)$$

З рівняння (4) випливає, що взаємкореляційна функція для ПВП $P(t-\tau)$ на вході приймача і обраного нами опорного сигналу $X(t-\tau)$ набуває нульового значення поза зоною високої кореляції, тобто рівень бічних пелюсток взаємкореляційної функції по осі часової затримки τ дорівнює нулю.

Автокореляційна функція кожного з сигналів, що беруть участь у взаємокореляційній обробці (див. перший добуток у рівнянні (4)), не має властивостей сигналу з нульовими бічними пелюстками по осі τ . Автокореляційна функція $R(t)$ сигналу $P(t)$ має властивості, вказані в рівнянні (2), а автокореляційна функція $R(\tau)$ сигналу $[P(t - \tau) - 1] / 2$ матиме такі властивості:

$$\begin{aligned} R(\tau) &= \frac{\overline{P(t) - 1} \overline{P(t - \tau) - 1}}{2 \cdot 2} = \\ &= \frac{1}{4} [\overline{P(t)P(t - \tau)} - \overline{P(t)} - \overline{P(t - \tau)} + 1] = \\ &= \begin{cases} (N + 1 + 1 + 1) / 4 = (N + 3) / 4, & \tau = 0, \\ (-1 + 1 + 1 + 1) / 4 = 1 / 2, & T > \tau > \tau_p. \end{cases} \quad (5) \end{aligned}$$

Оскільки при виведенні формули (4) не накладалися будь-які додаткові вимоги до сигналу ПВП, то вираз (5) підходить для будь-яких сигналів, що мають властивості, вказані в рівнянні (2).

2. Реалізація запропонованого алгоритму обробки прийнятих сигналів

Спрощена функціональна схема запропонованої обробки ПВП, перенесеної на сигнал несучої частоти $U_n(t)$, представлена на рис. 1. Для спрощення припускається, що сигнали $U_n(t)$ та $U_n(t - \tau)$ синфазні, в іншому випадку необхідно застосовувати квадратурний прийом, але на якість одержуваних результатів це не впливає.

Алгоритм обробки сигналів, сигнал на вході інтегратора, взаємокореляційна та автокореляційна функції представлені на рис. 2–4 для ПВП з кількістю елементарних імпульсів $N=7$. Сигнал $U_n(t)$ від монохроматичного генератора несучої частоти G_1 на модуляторі M_1 перемножується з сигналом $P(t)$ ПВП генератора G_2 (рис. 2, а) і у вигляді фазоманіпульованого сигналу високої частоти $U_n(t)P(t)$ (рис. 2, б) передається через передавальну антену A_t на ціль. Сигнал генератора G_1 також використовується як опорний (гетеродинний) для вхідного змішувача (перемножувача) M_2 , на інший вхід якого подається прийнятий від цілі сигнал, який буде затримано на τ — час поширення зондувального сигналу до цілі і назад. Після перемноження цих двох сигналів та заглушення високочастотної складової фільтром

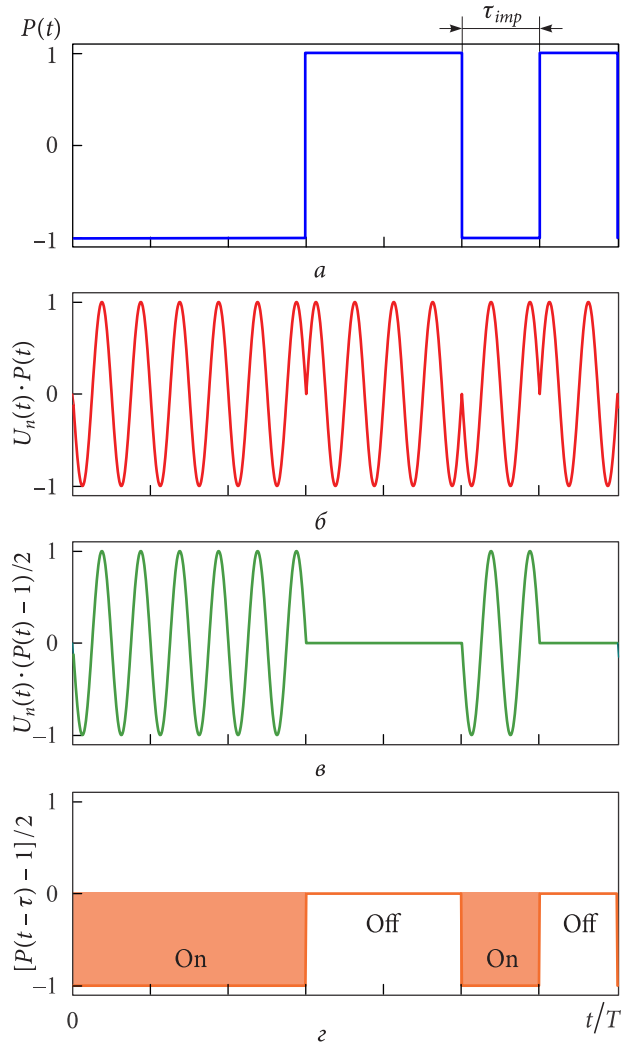


Рис. 2. Алгоритм обробки сигналів: а — двополярний сигнал ПВП — $P(t)$; б — фазоманіпульований сигнал передавача; в — опорний сигнал на вході перемножувача (стробкаскаду) M_3 ; г — сигнал керування стробкаскадом (для випадку $\tau = 0$)

низьких частот F на виході фільтра виділяється затриманий на τ сигнал ПВП — $P(t - \tau)$. Цей сигнал перемножується з модифікованою ПВП $[P(t - \tau) - 1] / 2$ на перемножувачі (стробкаскаді) M_3 , і після інтегратора отримуємо сигнал взаємокореляційної функції $K(\tau) = U_{\text{int}}(t - \tau)$ відповідно до рівняння (4).

Кількість ненульових імпульсів амплітудно-маніпульованої ПВП на інтервалі T (див. рис. 2, в) завжди парна для ПВП будь-якої довжини (для будь-якого N , яке завжди непарне, оскільки $N = 2^k - 1$). Це дозволяє отримати нульові бічні пелюстки по осі τ для взаємокореляційної функції $K(\tau)$, що розглядається, та демонструється

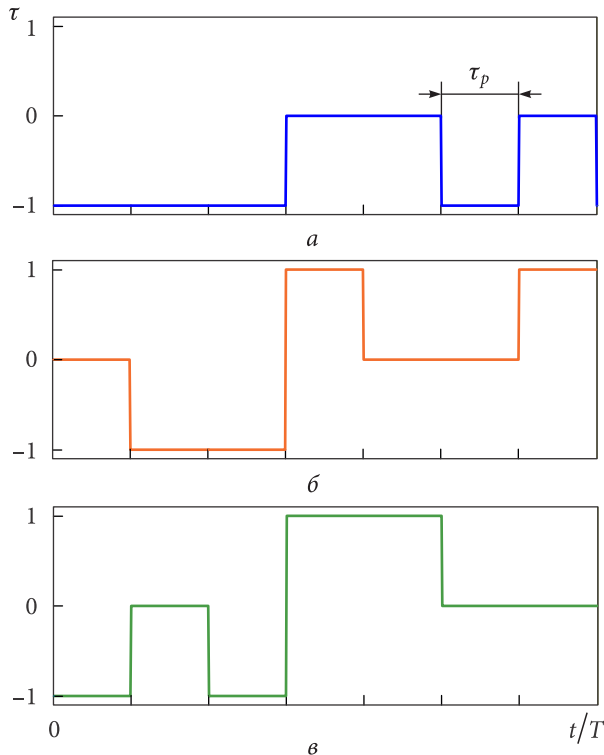


Рис. 3. Сигнал на вході інтегратора: а — $\tau = 0$; б — $\tau = \tau_p$; в — $\tau = 2\tau_p$

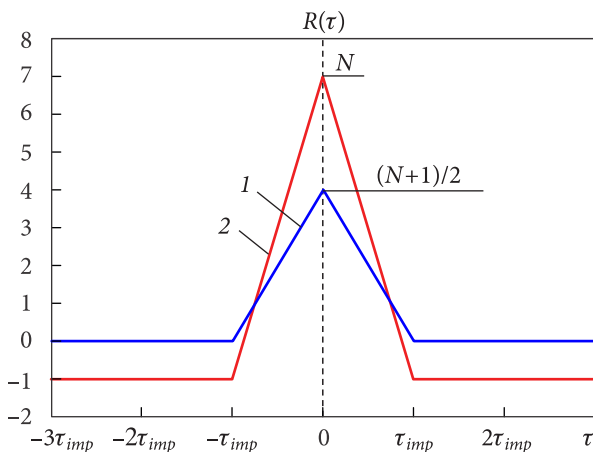


Рис. 4. Взаємкореляційна та автокореляційна функції: крива 1 — взаємкореляційна функція $K(\tau)$ сигналу $[P(t) - 1]/2$; крива 2 — автокореляційна функція $R(t)$ сигналу $P(t)$

епюрами напруги (рис. 3) на вході інтегратора при різних значеннях $\tau = 0, \tau_p$ і $2\tau_p$.

За умови $\tau = 0$ сигнал на вході інтегратора є послідовністю імпульсів тільки позитивної полярності. Їх кількість на інтервалі T парна і дорівнює $(N + 1)/2$, а середнє значення таке саме — $(N + 1)/2$.

За умови $\tau = \tau_p, \tau = 2\tau_p$ і т. д. сигнал на вході інтегратора являє собою послідовність двополярних імпульсів. Причому кількість додатних і від'ємних імпульсів на інтервалі T завжди рівна між собою і становить відповідно $(N + 1)/4$, а їх середнє значення на цьому інтервалі завжди дорівнює 0 при $T > \tau > \tau_p$, що підтверджується рівнянням (4).

На рис. 4 представлено взаємкореляційну функцію $K(\tau)$ сигналу $[P(t) - 1]/2$ (крива 1) і для порівняння — автокореляційну функцію $R(t)$ сигналу $P(t)$ (крива 2). Як видно з рис. 4 і рівняння (4), взаємкореляційна функція $K(\tau)$ має менше максимальне значення, яке дорівнює $(N + 1)/2$, ніж автокореляційна функція $R(t)$ сигналу $P(t)$, оскільки при даній обробці була використана енергія лише $(N + 1)/2$ імпульсів ПВП, випромінених передавачем. Однак роздільна здатність по осі τ та період повторення сигналу залишилися незмінними, а бічні пелюстки по осі τ також повністю відсутні.

У роботі [12] стверджується, що при великому N втрачається половина енергії сигналу, але запропонована схема обробки (рис. 1), яка має стробкаскад M_3 перед інтегратором, дозволяє стробувати шуми вхідного підсилювача під час наближення значень відомого на будь-який момент часу опорного сигналу $X(t)$ до нуля. Це доводить, що запропонована схема обробки не має програшу у відношенні сигнал/шум на виході інтегратора порівняно з традиційною схемою обробки ПВП.

Для традиційної схеми обробки відношення сигнал/шум (енергії сигналу на інтервалі T до енергії шуму) визначається як

$$q_1 = \frac{E_{s1}}{E_{n1}} = \frac{A^2 \tau_p N}{D \tau_p N} = \frac{A^2}{D}, \quad (6)$$

де E_{s1} — енергія сигналу; E_{n1} — енергія шуму; A — ефективне значення сигналу елементарного імпульсу ПВП; D — дисперсія шуму на виході змішувача M_2 .

Для запропонованої схеми на рис. 1, з каскадом стробування M_3 , відношення сигнал/шум q_2 на виході стробкаскаду можна визначити таким чином. Енергія сигналу, що пройшов на вхід інтегратора з урахуванням стробування:

$$E_{s2} = A^2 \tau_p \frac{N + 1}{2}. \quad (7)$$

Енергія шуму, що пройшов на вхід інтегратора з урахуванням стробування:

$$E_{n2} = D\tau_p \frac{N+1}{2}. \quad (8)$$

З рівняння (7) видно, що енергія сигналу E_{s2} менша, ніж E_{s1} , але й енергія шуму E_{n2} , що потрапив на вхід інтегратора (8), також менша, ніж E_{n1} . У результаті відношення сигнал/шум на вході інтегратора залишається незмінним:

$$q_2 = \frac{A^2\tau_p \frac{N+1}{2}}{D\tau_p \frac{N+1}{2}} = \frac{A^2}{D}. \quad (9)$$

Енергія шуму, що не пройшов на вхід інтегратора через операцію стробування, дорівнює

$$E_{n3} = D\tau_p \frac{N-1}{2}. \quad (10)$$

Тоді відношення енергії шуму, що не пройшов на вхід інтегратора (10), до енергії шуму, що пройшов на вхід інтегратора, дорівнюватиме

$$q_3 = \frac{E_{n3}}{E_{n2}} = \frac{D\tau_p \frac{N-1}{2}}{D\tau_p \frac{N+1}{2}} = 1 - \frac{2}{N+1}. \quad (11)$$

Мінімальна кількість імпульсів у ПВП може становити $N_{\min} = 2^2 - 1 = 3$, а максимальна – $N_{\max} = \infty$. Тоді з рівняння (11) випливає, що

$$q_{3\max} = \lim_{x \rightarrow N_{\max} \rightarrow \infty} \left(1 - \frac{2}{N_{\max} + 1} \right) = 1. \quad (12)$$

Для ПВП з достатньо великою кількістю елементарних імпульсів можна вважати, що енергія шуму, який пройшов на вхід інтегратора, приблизно дорівнює енергії, затриманій стробкаскадом: $E_{n3} \rightarrow E_{n2}$. Проте зі зменшенням кількості елементарних імпульсів у ПВП це відношення наближається до

$$q_{3\min} = \lim_{x \rightarrow N_{\max} \rightarrow 3} \left(1 - \frac{2}{N_{\max} + 1} \right) = \frac{1}{2}, \quad (13)$$

як це впливає з (11).

Графік залежності q_3 від кількості елементарних імпульсів N наведено на рис. 5.

Як видно з графіка на рис. 5, для достатньо великих значень N можна вважати, що енергія шу-

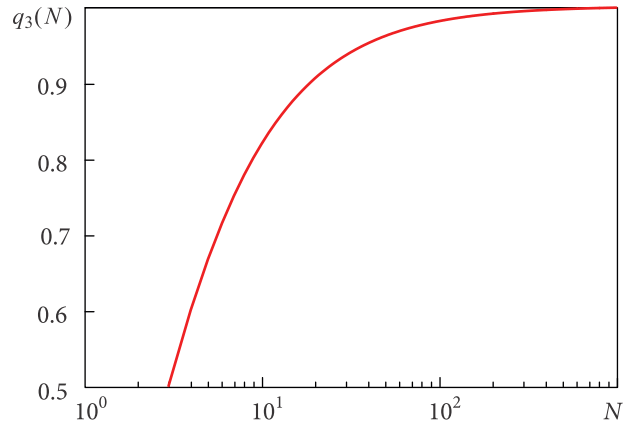


Рис. 5. Графік залежності q_3 від кількості елементарних імпульсів N у ПВП – $q_3(N)$

му, який пройшов на вхід інтегратора, приблизно дорівнює енергії, затриманій стробкаскадом. Порівнюючи формули (6) та (9), а також (12) та (13), можна зробити висновок, що запропонована схема обробки не має програшу у відношенні сигнал/шум порівняно з традиційною (автокореляційною) схемою обробки ПВП.

3. Виявлення рухомих цілей

При виявленні рухомих цілей потрібно вимірювати одночасно їх відстані та швидкості. Оцінка швидкості робиться через вимірювання доплерівського зміщення несучої частоти радарного сигналу, який у нашому випадку є мікрохвильовим сигналом з модуляцією ПВП. Для цього використовується двовимірна функція взаємної кореляції з двома аргументами: затримка сигналу τ та доплерівська частота Ω .

Для рухомих цілей вираз дискретної нормованої двовимірної взаємокореляційної функції між запропонованим складеним опорним сигналом та прийнятим мікрохвильовим сигналом, модульованим ПВП, можна записати як [12]

$$\chi(\tau_i, \Omega) \equiv \chi(i, \Omega) = \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{\Omega\tau_p}{2}\right)}{\left(\frac{\Omega\tau_p}{2}\right)} \times \sum_{j=1}^N (P_{j+i}) P_j \cos[(j-1)\Omega\tau_p], \quad (14)$$

де Ω — кругова доплерівська частота; j — но-

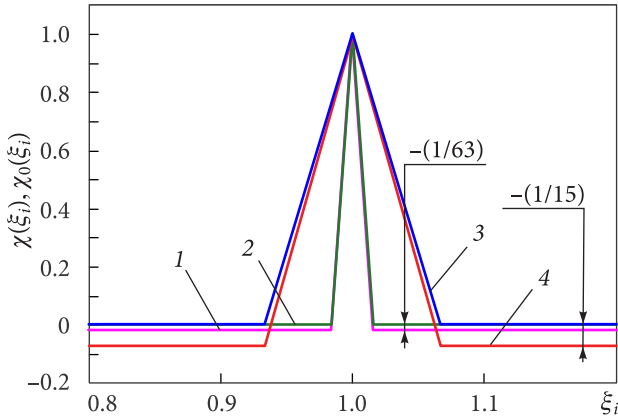


Рис. 6. Нормовані перерізи функцій невизначеності для традиційної обробки ПВП (крива 1 — $N=63$, крива 4 — $N=15$) і для модифікованої обробки (крива 2 — $N=63$, крива 3 — $N=15$)

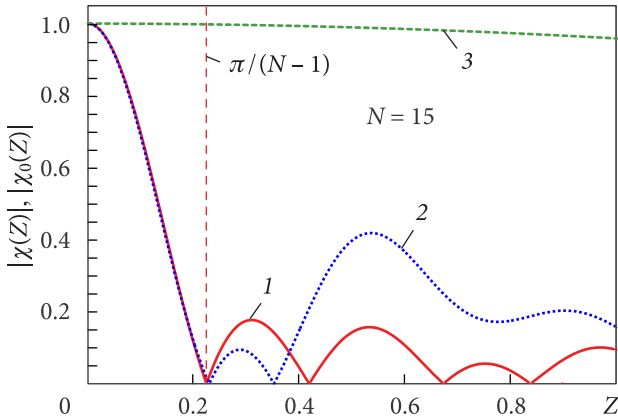


Рис. 7. Перерізи функцій невизначеності по осі Z , пропорційній частоті, для послідовності з кількістю елементів $N=15$. Криві 1 і 2 — традиційна і модифікована обробки ПВП, відповідно; крива 3 — функція $\sin(Z/2)/(Z/2)$

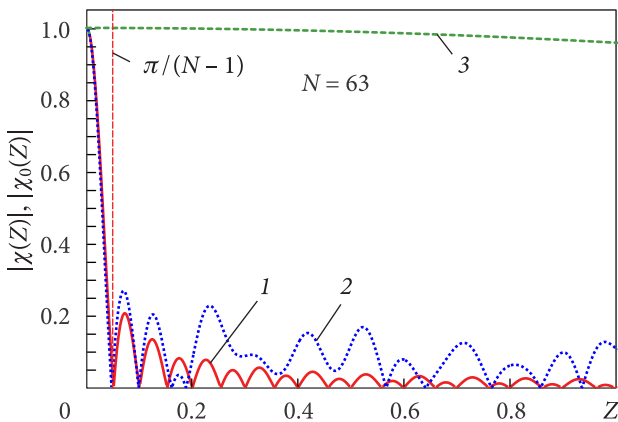


Рис. 8. Перерізи функції невизначеності по осі Z , пропорційній частоті, для послідовності з кількістю елементів $N=63$. Криві 1 і 2 — традиційна і модифікована обробки ПВП, відповідно; крива 3 — функція $\sin(Z/2)/(Z/2)$

мер елементарного імпульсу опорної послідовності $i = 0, 1, 2, \dots (N-1)$ — номер зсуву елементарної послідовності імпульсів відносно опорного сигналу.

Для взаємкореляційної обробки, за якої опорний сигнал дорівнює $[P(t) - 1]/2$, а максимум взаємкореляційної функції $(N+1)/2$, вираз (14) набуває вигляду

$$\chi_0(\tau_i, \Omega) \equiv \chi_0(i, \Omega) = \frac{2}{N+1} \frac{\sin\left(\frac{\Omega \tau_p}{2}\right)}{\left(\frac{\Omega \tau_p}{2}\right)} \times \sum_{j=1}^N \left(\frac{P_{j+i}-1}{2}\right) P_j \cos[(j-1)\Omega \tau_p]. \quad (15)$$

Після нормування рівняння (15) перетворюється на вираз для функції невизначеності у відносних одиницях ξ_i і Z :

$$\chi_0(\xi_i, Z) = \frac{2}{N+1} \frac{\sin(Z/2)}{(Z/2)} \times \sum_{j=1}^N \left(\frac{P_{j+i}-1}{2}\right) P_j \cos[(j-1)Z]. \quad (16)$$

де $\xi_i = i/N$ — відносний поточний час затримки сигналу ПВП; $Z = (\Omega T)/N$ — зміна фази сигналу доплерівської частоти на тривалості одного елементарного імпульсу ПВП, яку умовно можна розглядати як безрозмірну доплерівську частоту.

4. Обговорення результатів

На рис. 6—8 представлено графіки функції невизначеності у відносних одиницях як по осі часу затримки ξ_i , так і по осі безрозмірної частоти Z .

На рис. 6 показані нормовані на одиницю перерізи функцій невизначеності по осі затримок ξ_i , побудовані за рівнянням (16) для послідовностей з кількістю елементарних імпульсів $N=63$ і $N=15$ (криві 2 і 3 відповідно). На цьому ж рисунку наведені нормовані перерізи функції невизначеності для традиційної обробки ПВП [1] з тим же числом елементарних імпульсів у послідовностях (криві 1 і 4 для $N=63$ і $N=15$ відповідно). Також стрілками показано рівні бічних пелюсток: $-1/63$ для ПВП з $N=63$ та $-1/15$

для ПВП з $N = 15$. Рисунок 6 ілюструє випадок, коли максимум кореляційної функції відповідає затримці $\xi_i = \xi_N$, тобто час затримки дорівнює цілому періоду ПВП. На цьому рисунку видно, що якщо для традиційної обробки ПВП рівень бічних пелюсток становить $-1/N$, то у разі застосування запропонованого алгоритму обробки рівень бічних пелюсток по осі часової затримки в будь-якому випадку дорівнюватиме нулю.

На рис. 7 та 8 наведено модулі нормованих на одиницю перерізів функцій невизначеності χ по осі Z , пропорційній частоті, побудовані за рівнянням (16) для тих же послідовностей з кількістю елементів $N = 15$ і $N = 63$ відповідно. Криві 1 відображають $|\chi(Z)|$ для традиційних ПВП, криві 2 — $|\chi_0(Z)|$ для модифікованої обробки ПВП. На цих же рисунках наведено для орієнтування значення функції $\sin(Z/2)/(Z/2)$, крива 3.

З наведених рисунків видно, що на швидкість спадання бічних пелюсток по осі частот функція $\sin(Z/2)/(Z/2)$ має дуже незначний вплив. Також видно, що рівень бічних пелюсток для модифікованої обробки ПВП значно вищий, ніж для традиційної обробки ПВП. Однак зі збільшенням кількості елементів у послідовності рівні бічних пелюсток для обох видів обробки починають збігатися.

Це дозволяє зробити висновок, що для радарів, де важливий рівень бічних пелюсток по осі частот, необхідно використовувати послідовності з порівняно великою кількістю елементів. Послідовності з малим числом елементів не під-

ходять, якщо важливим є розрізнення функції невизначеності по осі частот. Проте для радарів, що працюють в умовах, коли доплерівське зміщення несучої не має принципового значення, запропонована авторами альтернативна обробка може дати хороші результати, які значно перевищуватимуть результати застосування традиційних ПВП, особливо коли елементів у ПВП мало або коли потрібно застосовувати короткі ПВП.

Висновки

Запропонований алгоритм обробки сигналу у вигляді періодичної m -послідовності максимальної довжини дозволяє позбутися бічних пелюсток функції невизначеності таких сигналів по осі часової затримки. При цьому зберігатимуться як роздільна здатність за відстанню, так і відношення сигнал/шум на виході корелятора радара, що можна порівняти з результатами традиційної обробки ПВП [1]. Такий підхід може знайти широке застосування в радіолокації та комунікаційних системах, де важливі висока точність і стійкість сигналів до завад, оскільки, по-перше, він значно простіший, ніж застосування дисперсійної лінії стиснення або фільтрової вагової обробки, а по-друге, запропонована схема легко піддається інтеграції високого ступеня, бо є простою цифровою схемою обробки. Метод особливо ефективний в умовах, де неможливо використовувати довгі ПВП через високу швидкість цілей, але є жорсткі вимоги до заглушення бічних пелюсток.

БІБЛІОГРАФІЧНИЙ СПИСОК

1. Richards M.A. *Fundamentals of Radar Signal Processing*. 3rd ed. Publishing house: McGraw-Hill, New York, USA, 2022. 704 p. ISBN-13: 9781260468717.
2. Skolnik M.I. *Introduction to Radar Systems*. 3th ed. Publishing house: McGraw-Hill, New York, USA, 2008. 784 p. ISBN-13: 978-0070445338.
3. Proakis J.G., Manolakis D.K. *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications*. Publishing house: Pearson Education Limited. Edinburgh, England, 2014. 1019 p. ISBN-13: 978-1292025735.
4. Oppenheim A.V., Schaffer R.W. *Discrete-Time Signal Processing*. 3rd Edition. Publishing house: Prentice Hall, 2009. 1144 p. ISBN-13: 978-0131988422
5. Lukin K.A. Noise Radar Technology for Civil Applications. 1997. *Proceedings of the 1st EMSL User Workshop*. JRC-Ispra, Italy, 23–24 April 1996. Ed. G. Nesti, Organised by Space Application Institute, Advanced Techniques Unit, ECSC-EC-EAEC Brussels, Luxembourg. P. 105–112.
6. Lukin K.A. Advanced Noise Radar Technology. 1998. *Proceedings of the PIERS Workshop on Advances in Radar Methods*. Hotel Dino, Baveno, Italy, 20–22 April 1998. Ed. Ann Franchois, Organized by EC, JRC, Space Application Institute, Brussels, Luxembourg. P. 137–140.
7. Lukin K.A. Noise Radar Technology. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2001. Vol. 55, Iss. 12. P. 8–16.

8. Zhao Y., Hu J., Xu S., Feng L. CNN-based radar communication integrated signal sidelobe suppression method. *Proc. SPIE Int. Conf. on Signal Processing and Communication Technology*. 2022. 12178, 121780D. DOI: 10.1117/12.2631826
9. Da Li, Bo Tang, Lei Xue. Multi-Spectrally Constrained Low-PAPR Waveform Optimization for MIMO Radar Space-Time Adaptive Processing. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 2023. Vol. 59, Iss. 5. P. 5097–5110. DOI: 10.1109/TAES.2023.3247976
10. Wu Zhong-Jie, Wang Chen-Xu, Jiang Pei-He, Zhou Zhi-Quan. Range-Doppler Sidelobe Suppression for Pulsed Radar Based on Golay Complementary Codes. *IEEE Signal Process. Lett.* 2020. Vol. 27. P. 1205–1209. DOI: 10.1109/LSP.2020.3007093
11. Haykin S. *Communication Systems*. 4th ed. John Wiley & Sons, USA, 2000. 840 p. ISBN-13: 9780471178699.
12. Simon M.K., Omura J.K., Scholtz R.A., & Levitt B.K. *Spread Spectrum Communications Handbook*. Revised Edition, McGraw-Hill, New York, USA, 1994. 1228 p. ISBN-13: 978-0070576292

Стаття надійшла 12.01.2025

REFERENCES

1. Richards, M.A., 2022. *Fundamentals of Radar Signal Processing*. 3rd ed. Publishing house: McGraw-Hill, New York, USA. ISBN-13: 9781260468717.
2. Skolnik, M.I., 2008. *Introduction to Radar Systems*. 3th ed. Publishing house: McGraw-Hill, New York, USA. ISBN-13: 978-0070445338.
3. Proakis, J.G., Manolakis, D.K., 2014. *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications*. Publishing house: Pearson Education Limited. Edinburgh, England. ISBN-13: 978-1292025735.
4. Oppenheim, A.V., Schaffer, R.W., 2009. *Discrete-Time Signal Processing*. 3rd ed. Publishing house: Prentice Hall. ISBN-13: 978-0131988422.
5. Lukin, K.A., 1997. Noise Radar Technology for Civil Applications. In: *Proc. 1st EMSL User Workshop*. JRC-Ispra, Italy, 23–24 April 1996. Ed. by G. Nesti, Organised by Space Application Institute, Advanced Techniques Unit, ECSC-EC-EAEC Brussels, Luxembourg, pp. 105–112.
6. Lukin, K.A., 1998. Advanced Noise Radar Technology. In: *Proc. of PIERS Workshop on Advances in Radar Methods*. Hotel Dino, Baveno, Italy, 20–22 April 1998. Ed. Ann Franchois, Organized by EC, JRC, Space Application Institute, Brussels, Luxembourg, pp.137–140.
7. Lukin, K.A., 2001. Noise Radar Technology. *Telecommunications and Radio Engineering*, **55**(12), pp. 8–16.
8. Zhao, Y., Hu, J., Xu, S., Feng, L., 2022. CNN-based radar communication integrated signal sidelobe suppression method. In: *Proc. of SPIE Int. Conf. on Signal Processing and Communication Technology*, 12178, 121780D, DOI: 10.1117/12.2631826
9. Da, Li, Bo, Tang, Lei, Xue, 2023. Multi-Spectrally Constrained Low-PAPR Waveform Optimization for MIMO Radar Space-Time Adaptive Processing. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, **59**(5), pp. 5097–5110. DOI: 10.1109/TAES.2023.3247976
10. Zhong-Jie, Wu, Chen-Xu, Wang, Pei-He, Jiang, Zhi-Quan, Zhou, 2020. Range-Doppler Sidelobe Suppression for Pulsed Radar Based on Golay Complementary Codes. *IEEE Signal Process. Lett.*, **27**, pp. 1205–1209. DOI: 10.1109/LSP.2020.3007093
11. Haykin, S., 2000. *Communication Systems*. 4th ed. John Wiley & Sons, USA. ISBN-13: 9780471178699.
12. Simon, M.K., Omura, J.K., Scholtz, R.A., & Levitt, B.K., 1994. *Spread Spectrum Communications Handbook*. Revised Edition, McGraw-Hill, New York, USA. ISBN-13: 978-0070576292.

Received 12.01.2025

K.O. Lukin, V.M. Konovalov, L.V. Yurchenko

O.Ya. Usikov Institute for Radiophysics and Electronics of the NAS of Ukraine

12, Acad. Proskury St., Kharkiv, 61085, Ukraine

A NEW METHOD FOR SIDELobe SUPPRESSION IN THE AMBIGUITY FUNCTION OF SIGNALS MODULATED BY PSEUDO-RANDOM SEQUENCES

Subject and Purpose. One of the main challenges in achieving high-accuracy radar target parameter determination and improving radar system noise immunity is the presence of sidelobes in the ambiguity function of the used signals, especially when these signals are periodic Pseudo-Random m -Sequences (PRS) of maximum length. In this work, a new method for completely suppressing ambiguity function sidelobes is developed through theoretical analysis with cross-correlation processing of PRS-modulated signals and a specially tailored reference signal.

Methods and Methodology. The suggested approach to suppressing sidelobes of the PRS ambiguity function addresses cross-correlation processing of the received signals. These are PRS modulated using a reference signal tailored so that zero values of the sidelobes of the correlation function fall beyond the zone of high correlation in the signals.

Results. The proposed method can completely suppress all ambiguity function sidelobes along the time delay axis for the PRS of maximum length. Compared to traditional processing, the sidelobe level along the Doppler shift axis of the carrier is

slightly higher. However, this is so when the number of PRS elementary pulses is too small. As their quantity increases, the difference tends to be negligible. The signal-to-noise ratio at the correlator output and the range resolution performance have been estimated for both the proposed and traditional processing methods.

Conclusions. A new algorithm for PRS cross-correlation processing has been developed, accompanied by a straightforward method for tailoring a reference signal. The innovation enables sidelobe elimination regardless of the PRS length, while maintaining both range resolution and signal energy efficiency. It has been demonstrated that the signal-to-noise ratio at the correlator output remains unchanged compared to traditional processing. These points highlight a significant advantage over traditional methods. These methods often need to extend the sequence and/or use weight processing, which can reduce the radar energy efficiency.

Keywords: *pseudo-random sequences, sidelobes, radar ambiguity function, autocorrelation function, cross-correlation function.*