

І.І. ЧЕСАНОВСЬКИЙ

Національна академія Державної прикордонної служби, м. Хмельницький

А.В. ТКАЧУК

Хмельницький національний університет

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ КОГЕРЕНТНО-ІМПУЛЬСНИХ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ ЗАСТОСУВАННЯ КОМПЛЕМЕНТАРНИХ КОДІВ

В статті досліджуються питання удосконалення когерентно-імпульсних конструкцій сигналів шляхом застосування комплементарних послідовностей. Показано, що застосування додаткового кодування імпульсів дає змогу отримувати системи сигналів зі специфічними кореляційними властивостями в часовому і частотному розрізі. Розкрито суть основних підходів синтезу даного типу сигналів та їх оптимізації з позицій забезпечення найнижчого рівня бічних сплесків автокореляційної функції та рівномірності поверхні функції невизначеності в широкому діапазоні доплерівських зміщень частоти. В роботі також показано та досліджено один із напрямків удосконалення даного типу складних сигналів шляхом застосування внутрішньо-імпульсної частотної модуляції за лінійним і нелінійним законами. На основі проведеного моделювання продемонстровано, яким чином внесення частотної модуляції впливає на вигляд поверхні функції невизначеності.

Ключові слова: комплементарні коди, когерентно-імпульсні сигнали, частотна модуляція, функція невизначеності, кореляційна функція, бокові пелюстки, доплерівське зміщення частоти, радіолокація, когерентність.

I.I. CHESANOVSKIY

Academy of State Border Service of Ukraine, Khmelnytskyi

A.V. TKACHUK

Khmelnytskyi National University

IMPROVING THE EFFICIENCY OF COHERENT SEQUENCES BY COMPLEMENTARY PHASE-CODING

The coherent sequence of linear frequency-modulated pulses is one of the most widespread radar signals. This signal has good range and Doppler resolution, but one of its drawbacks is the high level of autocorrelation function side lobes. In this paper we present the signal that is constructed from coherent packages of pulses. Then every package is phase modulated by appropriate complementary sequence. Complementary phase-coding for the different pulses in the train yields zero ACF side lobes around the main lobe area $t_i \leq \tau \leq T$ (t_i - pulse duration and T is the coded pulses package length), the range resolution is significantly simplified. Also a helpful property is reduced level of recurrent lobes from other packages. But these benefits are quickly lost, when the target return has nonzero Doppler. In order to detect the target return it is required to use several filters at the receiver each matched to the different target Doppler or FFT-based filtering methods. Another approach is to use the combination of some complementary code with pulse frequency modulation. In our examples we used two types of binary overlay coding in combination with linear and nonlinear frequency modulation. These were the orthonormal codes of Hadamard and PONS construction. The use of the code based on PONS construction with intrapulse nonlinear frequency modulation resulted in lower ACF side lobes in the rest of nonzero autocorrelation area near the main lobe peak $-t_i \leq \tau \leq t_i$ and lower peaks of ambiguity function for nonzero Doppler. A significant practical advantage of the new complementary phase-coded signal is improved Doppler tolerance, which allows to simplify receiver complexity.

Keywords: nonlinear modulation, range resolution, ambiguity function, complementary code.

Вступ

Техніка і методи стискання сигналів в радіотехнічних задачах ґрунтуються на математичних підходах, основою яких є методи частотного і кореляційного аналізу. Поєднання цих двох апаратів дало узагальнену метрику потенційних можливостей радіотехнічних систем, побудованих на базі певного класу сигналів, відомої як функція невизначеності (ФН) [1]. Введення даної метрики стало відправною точкою в розвитку теорії сигналів в цілому і виробленні методологічних основ синтезу і аналізу складних сигналів зокрема.

Існують цілі класи сигналів, для яких отримані точні аналітичні розв'язки в частотному і часовому відношенні, відповідно отримані оптимальні алгоритми їх узгодженої обробки на фоні різних типів шумів і завад. Проте, існують цілі класи сигналів, для яких отримано лише чисельні розв'язки і синтез узгодженого алгоритму обробки здійснюється методом вибору одного з безлічі варіантів, а тому, очевидно є умовно оптимальним. Одним із таких класів є дискретні кодо-частотно модульовані сигнали (ДКЧМ) з нелінійною частотною модуляцією носійного коливання, які на сьогоднішній день набувають широкого застосування в радіолокації. ДКЧМ сигнали відносяться до класу когерентних імпульсних послідовностей, в яких можливо використовувати різні методи модуляції при формуванні послідовності в цілому або окремих імпульсів, що значно розширює поле можливих рішень для досягнення оптимальних показників системи і подолати основну проблему когерентних послідовностей, а саме покращити кореляційні властивості сигналу – зменшити рівень бічних пелюсток, знизити рекурентні сплески, добитись близького до рівномірного розподілу функції невизначеності в зоні ненульових доплерівських зміщень. Когерентність імпульсів в

послідовності дає змогу збільшити ефективну тривалість сигналу, внаслідок чого досягається покращення роздільної здатності за доплерівським зміщенням без зниження роздільної здатності за часом.

На сьогодні існують чіткі уявлення про те, що у випадку застосування когерентних послідовностей імпульсів слід розглядати два аспекти збільшення роздільної здатності сигналів. По-перше, збільшення роздільної здатності за рахунок оптимізації форми головного сплеску функції невизначеності сигналу, що досягається шляхом розширення спектру послідовності. По-друге, зниження рівня бічних сплесків на поверхні функції невизначеності, що досягається шляхом зміни частоти носійного коливання всередині когерентної послідовності для формування спектру.

В ряді робіт [2, 4] показано, що застосування різних законів зміни носійної частоти дає розробнику широкий вибір можливостей для «керування» розподілом неосновних сплесків кореляційної функції. Крім того, показано, що за рахунок застосування кроків носійної частоти на вузькосмуговому обладнанні можна отримати роздільну здатність еквівалентну тій, яку демонструють сигнали з великою базою.

Окремої уваги заслуговує метод формування і обробки когерентних послідовностей імпульсів із застосуванням фазової модуляції комплементарними кодами [2, 3]. За визначенням, комплементарними називають дві кодові послідовності, якщо сума їх автокореляційних функцій дорівнює нулю для будь-яких зміщень окрім нульових. Окремим класом комплементарних кодів є ортогональні коди. Поряд із комплементарністю, такі послідовності володіють властивістю ортогональності.

Постановка завдання

З огляду на те, що комплементарні послідовності володіють нульовим рівнем бічних пелюсток функції автокореляції, їх можна використати для фазової модуляції когерентних послідовностей імпульсів. Прийемо наступні позначення: t_i – тривалість парціального імпульсу; T – тривалість одного пакета когерентної послідовності парціальних імпульсів; T_r – період повторення пакетів в когерентній послідовності (рис. 1).

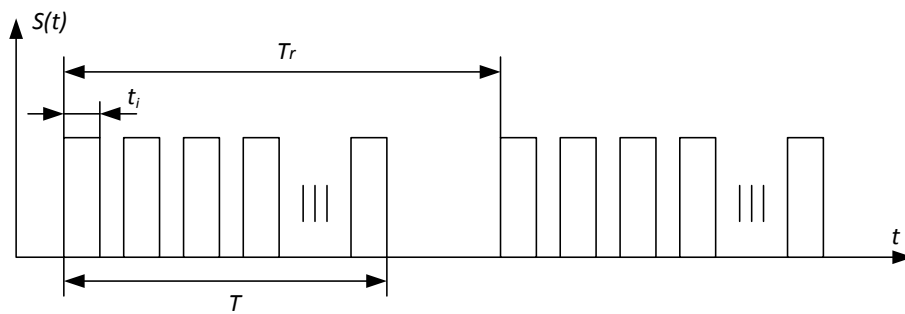


Рис. 1. Послідовність когерентних імпульсів

Автокореляційна функція кодованої послідовності ненульова тільки для часових затримок $-t_i \leq \tau \leq t_i$ і нульова для часових зміщень $t_i < \tau \leq T$. Очевидно, якщо тривалість пакета розбити на M частин, то АКФ буде нульовою для $\frac{M-1}{M}T$. Якщо час повторення пакетів в послідовності T_r , то для проміжку часових затримок $t_i < \tau \leq T_r - T$ буде спостерігатись зона нульових значень АКФ послідовності.

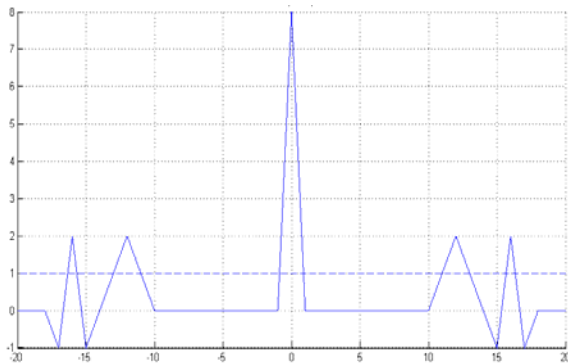


Рис. 2. АКФ послідовності двох пакетів комплементарних кодів

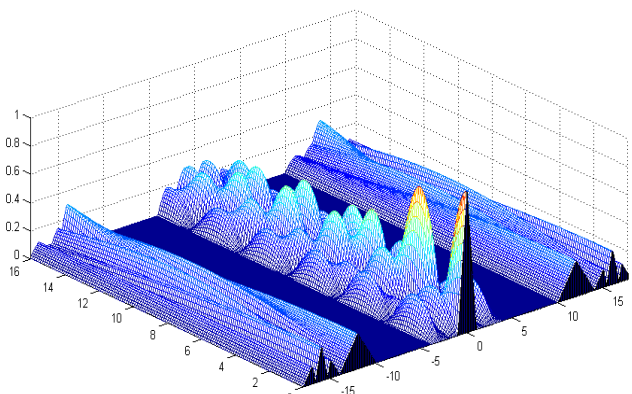


Рис. 3. ФН послідовності двох пакетів комплементарних кодів

Оскільки перший рекурентний сплеск функції автокореляції займає проміжок часових затримок $T_r - T < \tau \leq T_r + T$, то для того щоб отримати ефект від застосування фазової модуляції комплементарними

кодами необхідно запобігти накладанню першого рекурентного сплеску АКФ на зону кореляції центрального сплеску $0 \leq |\tau| \leq T$. Для цього час повтору імпульсів має бути по крайній мірі $T_r \geq 2T$, що визначає структуру когерентної послідовності імпульсів у вигляді окремих пакетів, часовий проміжок між якими перевищує тривалість пакету імпульсів.

З огляду на те, що комплементарні послідовності володіють нульовим рівнем функції автокореляції для часових затримок $t_i < \tau \leq T_r - T$, поруч із центральним сплеском є зона вільна від бічних пелюсток (рис. 2). Також такі послідовності мають значно меншу інтенсивність рекурентних сплесків на поверхні ФН. Ці особливості комплементарно-кодованих послідовностей зберігаються за умови відсутності доплерівського зміщення частоти, за його наявності такі переваги швидко втрачаються (рис. 3).

Враховуючи, що неможливо передбачити доплерівське зміщення частоти в сигналі, ця властивість кодованих послідовностей є їх критичним недоліком. На сьогодні існують рішення, що дають змогу частково побороти даний недолік і запобігти значному погіршенню роздільної здатності сигналів з доплерівським зміщенням частоти. Для вирішення цієї проблеми в деяких роботах пропонується застосовувати додаткові фільтри, узгоджені з сигналами, що містять доплерівські зміщення в певному діапазоні. Такий підхід вирішує проблему, проте, вимагає значного ускладнення приймача.

В даній роботі розглядається інший підхід, який полягає в застосуванні додаткової частотної модуляції носійного коливання при формуванні когерентно-імпульсних сигналів на основі комплементарних кодів. Досліджуються питання покращення роздільної здатності в розрізі часових затримок і пошуку кодів та відповідних їм типів модуляції для досягнення більш рівномірного розподілу поверхні функції невизначеності для ненульових доплерівських зміщень.

Результати дослідження

Відповідно [3] комплексна обвідна послідовності P пакетів, кожен з яких має тривалість T і розбитий на M імпульсів тривалості t_i , може бути виражена як

$$\dot{g}(t) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=1}^M \dot{a}_{p,m} \dot{s}_m [t - (p-1)T_r], \tag{1}$$

де $\dot{s}_m(t)$ – комплексна обвідна m -го імпульсу, $\dot{a}_{p,m}$ – елемент матриці A , який використовується для кодування m -го імпульсу пакету p .

Матриця $A(P, M)$ містить комплементарну множину послідовностей, які подані у вигляді P рядків з M елементами кожен. Елементи кожного з рядків матриці використовуються для формування P -го пакету імпульсів когерентної послідовності. Розглянемо одну з багатьох можливих конфігурацій сигналу, що представляє собою послідовність імпульсів модульованих ортогональними комплементарними кодами. Представимо код у вигляді квадратної матриці розміром $M \times M$, де рядки утворюють комплементарну множину послідовностей. Сигнал побудовано наступним чином – він складається з M пакетів по M імпульсів в кожному.

За визначенням, матриця A є ортогональною, тобто $A^T A$ – діагональна матриця. Враховуючи, що за модулем всі елементи матриці A рівні одиниці і відрізняються тільки фазами $\varphi_{p,m}$, то матриця ортонормована, її елементи можна представити у вигляді

$$A = \{\dot{a}_{p,m}\} = \{\exp(j\varphi_{p,m})\} \tag{2}$$

В процесі формування сигналу носійне коливання імпульсів $s_m(t)$ піддається фазовій маніпуляції кодом $\varphi_{p,m}$. При цьому код, яким здійснюється фазова маніпуляція парціального імпульсу послідовності залежить від номера імпульсу в пакеті.

Для дослідження властивостей когерентних послідовностей комплементарно-кодованих імпульсів, було обрано дві матриці розміром 8×8 – матрицю Адамара і PONS матрицю [2, 3] При застосуванні матриці Адамара, кодууюча матриця A має вигляд

$$\{\varphi_{p,m}\}_{HAD} = \pi \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \tag{3}$$

Враховуючи бінарність матриці, доцільно застосувати BPSK, відповідно, якщо $a_{p,m} = 1$ $\varphi_{p,m} = 0$, якщо $a_{p,m} = -1$, то $\varphi_{p,m} = \pi$. В представленій матриці здійснено перестановку рядків, оскільки від їх порядку залежить вигляд функції невизначеності для ненульових доплерівських зміщень. При цьому АКФ послідовності свого вигляду не змінює.

Ще одна ортогональна матриця, яка розглядається в статті – це так звана PONS матриця, в даному

випадку також розміром 8×8 . Вона також бінарна, для цієї матриці

$$\{\varphi_{p,m}\}_{PONS} = \pi \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

PONS конструкція утворюється за допомогою певних маніпуляцій із будь-якими двома комплементарними послідовностями s_1 і s_2 довжиною M . В результаті отримують 4 комплементарних послідовності довжиною $2M$. У матричному вигляді це можна записати так

$$\text{PONS конструкція: } \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ s_1 & -s_2 \\ s_2 & s_1 \\ -s_2 & s_1 \end{bmatrix}$$

Матриця (4) являє собою фазову складову PONS конструкції утвореної із послідовностей $s_1 = [1 \ 1]$ та $s_2 = [1 \ -1]$ розміром 8×8 [2].

Розглянемо послідовність, яка складається із 8 однакових пакетів по 8 імпульсів в кожному. Час слідування пакетів $T_r = 3T$. Модуляція в імпульсах не застосовується рис. 4.

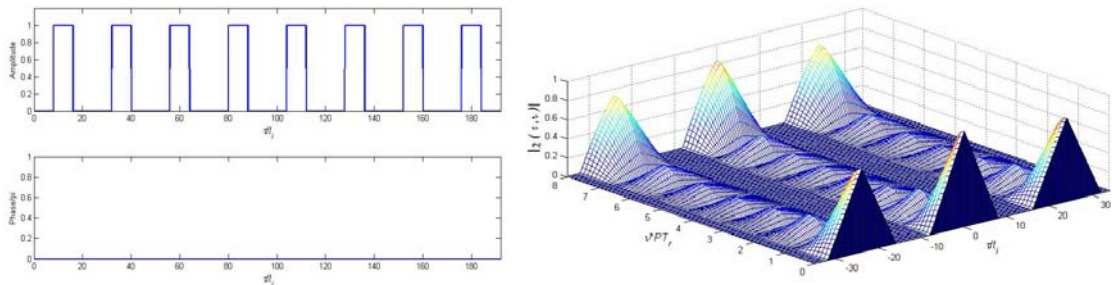


Рис. 4. Залежність амплітуди і фази послідовності когерентних імпульсів без модуляції зліва і її функція невизначеності

Оскільки сигнал представляє собою просту когерентну послідовність імпульсів, його КФ містить значні рекурентні сплески відділені від основного проміжком, що в даному випадку відповідає тривалості пакета імпульсів. Для подальшого формування тіла ФН було здійснено фазову модуляцію послідовностей імпульсів в блоках кодом Адамара відповідно до виразу (3). На рис. 5 показано залежність амплітуди і фази когерентної послідовності імпульсів і функцію невизначеності сигналу.

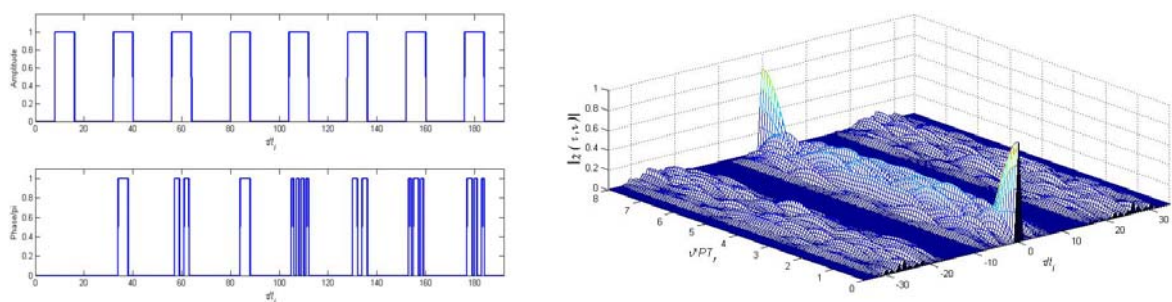


Рис. 5. Послідовність імпульсів кодованих по фазі кодом Адамара зліва і її функція невизначеності

Як видно з рисунку, бічні пелюстки біля центрального сплеску, в силу властивостей комплементарних послідовностей, при нульовому доплерівському зміщенні відсутні.

На рис. 6 показано ФН у меншому масштабі і трансформацію спектру сигналу при здійсненні кодування послідовності імпульсів, а також кореляційну функцію когерентної послідовності імпульсів, модульованої по фазі комплементарною послідовністю на базі коду Адамара. Як видно з рис. 6, в зоні кореляції біля центрального сплеску $-8t_i \leq \tau \leq 8t_i$ при нульовому доплерівському зміщенні сплески взагалі відсутні. Рекурентні сплески від сусідніх пакетів $-T_r - T \leq \tau \leq -T_r + T$ та $T_r - T \leq \tau \leq T_r + T$ значно послаблені, центральний сплеск ненульовий тільки в межах зміщень $-t_i \leq \tau \leq t_i$. Звичайно, не можна залишати поза увагою наявність значних бокових сплесків в розрізі доволі слабких доплерівських зміщень

і хоча роздільна здатність в часовому розрізі практично рівна протяжності імпульсу t_i а по частоті $\frac{1}{vPT_r}$, тобто обернено пропорційна когерентній тривалості послідовності, практичне застосування такого типу сигналів є недоцільним через значну неоднорідність функції невизначеності біля центрального сплеску в напрямках ненульових частотних зміщень.

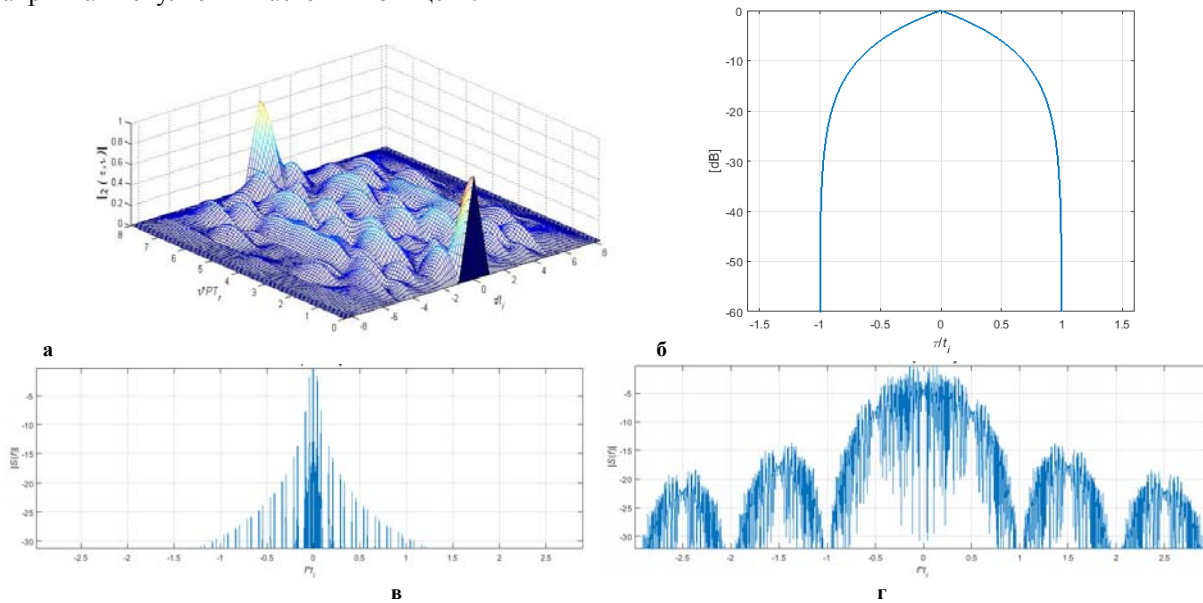


Рис. 6. ФН комплементарного сигналу в зоні основного сплеску (а), АКФ за нульового доплерівського зміщення частоти (б), спектр сигналу без фазової модуляції (в) і з фазовою модуляцією (г)

Одним із можливих шляхів усунення цього недоліку може бути застосування частотної модуляції носійного коливання при формуванні когерентного пакету (рис. 7). Найпростішим рішенням є застосування лінійної частотної модуляції. Для моделювання була обрана база сигналу $t_i \Delta F_i = 6.3$, тут ΔF_i – девіація частоти. При таких параметрах ширина центрального сплеску зменшується в 5 разів і обмежується інтервалом $-0.2t_i \leq \tau \leq 0.2t_i$ (рис. 8).

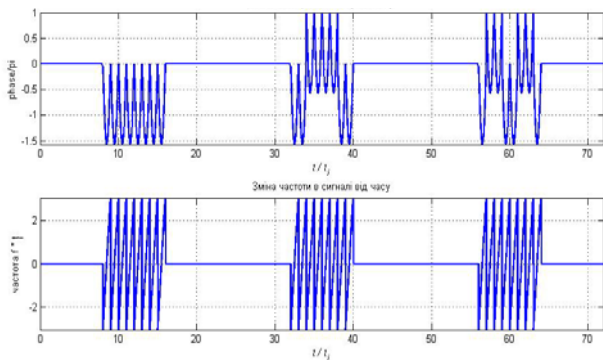


Рис. 7. Зміна фази і частоти когерентної послідовності імпульсів при модуляції комплементарною послідовністю на основі коду Адамара та ЛЧМ (перші три пакета)

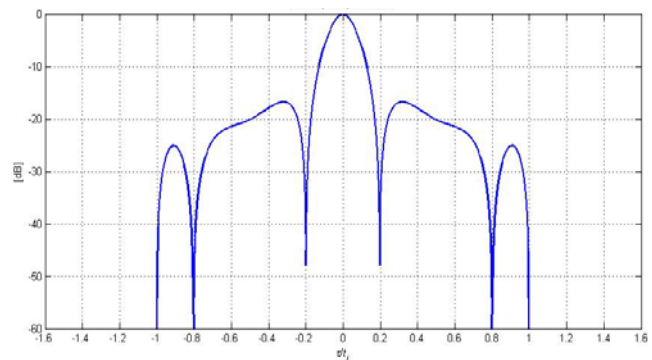


Рис. 8. Автокореляційна функція послідовності з ЛЧМ

Це видно із графіку АКФ (рис. 8). Інтервал ненульової зони автокореляції займає проміжок часових зміщень $-t_i \leq \tau \leq t_i$, який визначається тривалістю кодуємого імпульсу. На рис. 9 наведена функція невизначеності такого сигналу при застосуванні коду Адамара (3), на рис. 10 при застосуванні коду PONS (4).

Як видно з наведених поверхонь ФН, властивості комплементарних кодів щодо зони ненульової автокореляції в межах довжини кодованого імпульсу зберігаються і для імпульсів з частотною модуляцією. Крім того, вигляд функції автокореляції для різних кодів в межах довжини кодованого імпульсу також однаковий і не залежить від типу коду. Проте від коду залежить вигляд функції невизначеності для ненульових доплерівських зміщень. Код PONS дає набагато менші сплески функції невизначеності рис. 10.

Подальшого удосконалення сигналу можна добитись застосувавши в імпульсах нелінійну частотну модуляцію рис. 11. Така модуляція дозволяє зменшити бічні пелюстки поблизу центрального сплеску не

тільки для нульових доплерівських зміщень рис. 13, але і для ненульових, в межах до першого нуля центрального сплеску за доплерівською частотою рис. 14. Для нелінійної частотної модуляції використовувалась частотна залежність Прайса [2, 4]. Параметри підбирались таким чином, щоб ширина центрального сплеску була незмінною $-0.2t_i \leq \tau \leq 0.2t_i$, як для ЛЧМ.

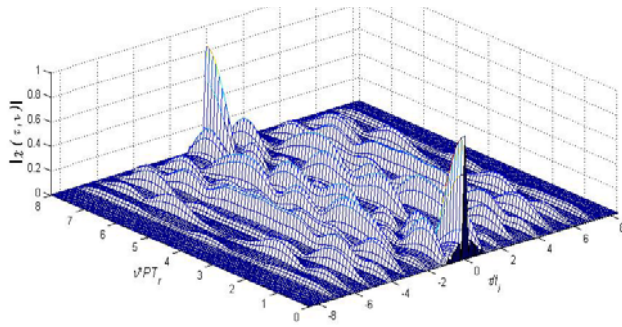


Рис. 9. Функція невизначеності для коду Адамара

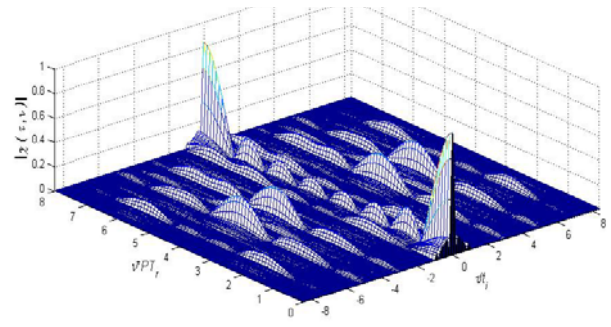


Рис. 10. Функція невизначеності для коду PONS

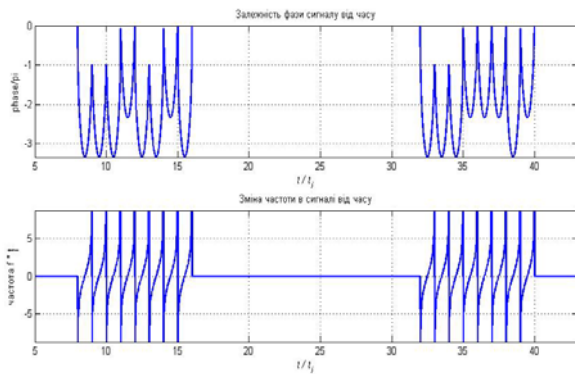


Рис. 11. Фаза і частота перших 2 пакетів сигналу для коду PONS з НЛЧМ

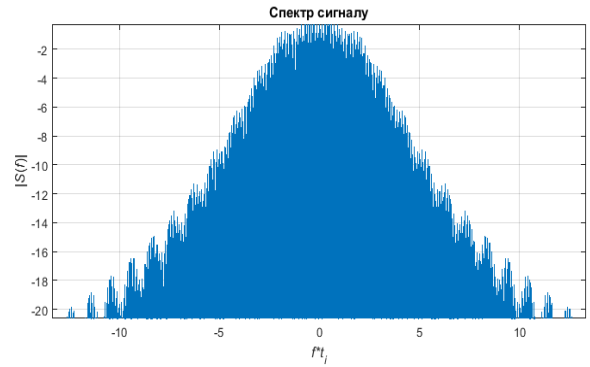


Рис. 12. Частотний спектр сигналу для коду PONS з НЛЧМ

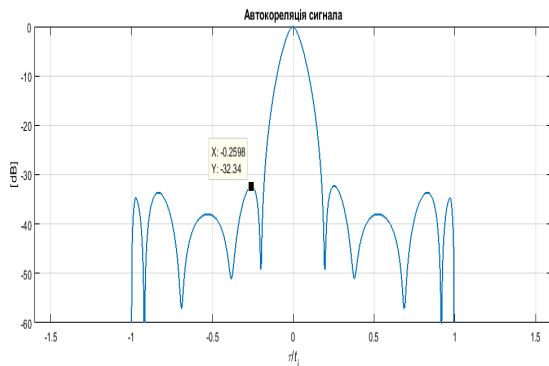


Рис. 13. АКФ сигналу для коду PONS з НЛЧМ

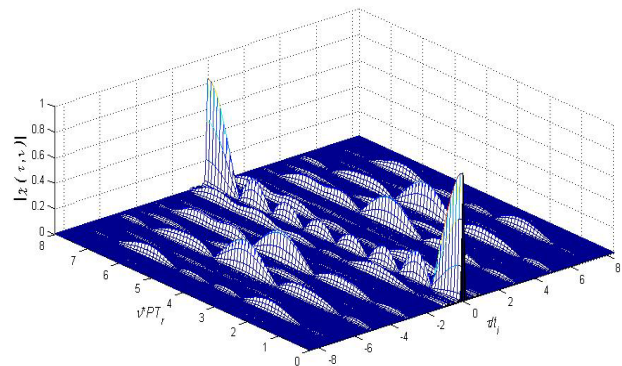


Рис. 14. Функція невизначеності для коду PONS з НЛЧМ

Висновки

Сумісне застосування когерентних послідовностей імпульсів і комплементарних послідовностей дає змогу поєднати високі кореляційні властивості в частотній області одних і кореляційні особливості в часовій області інших. Приведені результати дослідження демонструють перспективність таких сигнальних конструкцій в радіолокаційних задачах. Більш того, в роботі показано ефект від застосування одних із найпростіших комплементарних кодів, очевидно, що для конкретних задач слід обирати коди, що за своїми кореляційними властивостями, особливо в частотному перерізі, найкраще відповідають вихідним умовам.

Як показано в роботі, ефект від частотної модуляції є достатньо вагомим, проте вибір ЧМ був довільним і є підстави вважати, що існують більш досконалі методи модуляції, застосування яких дасть змогу значно підвищити рівномірність ФН для ненульових доплерівських зміщень. Одним з відомих підходів оптимізації форми ФН є застосування нелінійної частотної модуляції. Саме за рахунок застосування «гладких» функцій частотної модуляції можливо досягти виграшу в АКФ, притаманного імпульсним сигналам з внутрішньою ЧМ і при цьому, використовуючи певні комплементарні коди, запобігти значним сплескам ФН для ненульових доплерівських зміщень.

Література

1. Кук Ч. Радиолокационные сигналы / Ч. Кук, М. Бернфельд. – Москва : Советское радио, 1971. – 568 с.
2. Levanon N. Radar Signals / Nadav Levanon, Eli Mozeson. – New Jersey : John Wiley & Sons, 2004. – 411 p.
3. Levanon N. Removing autocorrelation sidelobes by overlaying orthogonal coding on any train of identical pulses / N. Levanon, E. Mozeson // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2003. – Vol. 39. – № 2. – P. 583–603.
4. Синтез когерентних послідовностей імпульсів з лінійно-частотною модуляцією і нелінійними кроками носійної / І. І. Чесановський, А. В. Ткачук // Вісник Хмельницького національного університету. Серія: Технічні науки. – Хмельницький, 2018. – № 6(267). – С. 134–142.

References

1. Kuk Ch. Radiolokacionnye signaly / Ch. Kuk, M. Bernfeld. – Moskva : Sovetskoe radio, 1971. – 568 s.
2. Levanon N. Radar Signals / Nadav Levanon, Eli Mozeson. – New Jersey : John Wiley & Sons, 2004. – 411 p.
3. Levanon N. Removing autocorrelation sidelobes by overlaying orthogonal coding on any train of identical pulses / N. Levanon, E. Mozeson // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2003. – Vol. 39. – № 2. – P. 583–603.
4. Syntez koherentnykh poslidovnostei impulsiv z liniino-chastotnoiu moduliatsiieiu i nelineinymy krokamy nosiinoi / I. I. Chesanovskyi, A. V. Tkachuk // Herald of Khmelnytskyi National University. – Khmelnytskyi, 2018. – № 6(267). – S. 134–142.

Рецензія/Peer review : 16.06.2019 р.

Надрукована/Printed : 23.07.2019 р.
Рецензент: д.т.н., проф. В.В. Мартинюк