

І.І. ЧЕСАНОВСЬКИЙ

Національна академія Державної прикордонної служби, м. Хмельницький

А.В. ТКАЧУК

Хмельницький національний університет

ПІДВИЩЕННЯ РОЗДІЛЬНОЇ ЗДАТНОСТІ КОГЕРЕНТНО-ІМПУЛЬСНИХ СИГНАЛІВ В УМОВАХ ДОПЛЕРІВСЬКИХ ЗМІЩЕНЬ ЧАСТОТИ

В статті досліджуються схеми формування когерентно-імпульсних сигналів, побудованих із застосуванням комплементарних послідовностей. Показано, що додаткова модуляція носійної при формуванні кодованих 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 для забезпечення найнижчого рівня бічних сплесків автокореляційної функції та рівномірності поверхні функції невизначеності в якнайширшому діапазоні доплерівських зміщень частоти. В роботі 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. Показано, що одночасне використання деяких комплементарних кодів (наприклад на основі PONS конструкції) і реверсу частоти в сусідніх імпульсах дозволяє отримати послідовність, функція невизначеності якої розподілена майже рівномірно для ненульових доплерівських зміщень. В той же час, побудовані таким чином послідовності зберігають також всі переваги комплементарного кодування. Таким чином можливо подолати основний недолік комплементарно-кодованих послідовностей, а саме їх низьку доплерівську толерантність. Досліджено результати вагової обробки при формуванні когерентно-імпульсних сигналів щодо зниження рівня сплесків функції невизначеності за наявності доплерівських зміщень частоти.

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

I. CHESANOVSKIY

Academy of State Border Service of Ukraine, Khmelnytskyi

A. TKACHUK

Khmelnytskyi National University

INCREASING THE RESOLUTION OF COHERENT-PULSE SIGNALS UNDER THE CONDITIONS OF DOPPLER FREQUENCY SHIFT

Radar signals, consisting of coherent pulse sequences, provide the system developer with ample opportunities to improve the resolution in both range and speed. One way to improve range resolution is to use complementary codes. Complementary codes give a zone with zero side lobes around the main autocorrelation peak. As the simulation shows, this zero side lobes zone is also preserved in the case of additional frequency modulation of the carrier frequency of the pulses. But this valuable property is quickly lost if the received signal has a Doppler frequency shift. This is the main disadvantage of such signals encoded by complementary codes. The article shows that this problem can be solved by the simultaneous application of a certain complementary code and the corresponding frequency modulation of the carrier in the pulses. The range-Doppler response of pulse trains with different interpulse complementary coding is investigated, including linear, nonlinear, and up-down frequency modulation of the carrier in the pulses. The influence of such types of modulation on the form of the ambiguity function is shown. The use of the code based on PONS construction with up-down nonlinear frequency modulation of the carrier in adjacent pulses resulted in lower ACF side lobes in the rest of the nonzero autocorrelation area near the main lobe peak and lower peaks of ambiguity function for nonzero Doppler. The influence of interpulse weighting on the form of the sequence ambiguity function is also shown. A significant practical advantage of the new complementary phase-coded signal is improved Doppler tolerance, which allows simplifying receiver complexity.

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

Вступ

Когерентно-імпульсні сигнали є основою для побудови широкого класу радіотехнічних систем, починаючи з перших поколінь когерентно-імпульсних радіолокаційних систем і закінчуючи сучасними високоточними радіолокаційними системами. Враховуючи стрімкий розвиток елементної бази для формування і обробки сигналів, до сьогоднішнього дня проводиться активний пошук математичних підходів синтезу оптимальних сигналів, функція невизначеності (ФН) яких максимально наближена до ідеальної і забезпечує потенційно можливу роздільну здатність в найширшому діапазоні доплерівських зміщень частоти. У випадку застосування когерентно-імпульсних сигналів існує два аспекти збільшення роздільної здатності:

По-перше, підвищення роздільної здатності когерентної послідовності імпульсів відносно часової затримки, що досягається за рахунок штучного розширення спектру. Наслідком цього розширення є зменшення ширини центрального сплеску автокореляційної функції (АКФ), що часто супроводжується підвищенням неоднорідності розподілу функції невизначеності для ненульових доплерівських зміщень частоти і як наслідок – втрати показників роздільної здатності за часом затримки при наявності доплерівських зміщень, що для більшої частини радіолокаційних систем є небажаним.

По-друге, покращення характеристик сигналу для ненульових доплерівських зміщень частоти, що є тотожним зниженню рівня сплесків на поверхні функції невизначеності, досягається шляхом штучного

формування спектру сигналу, що досягається додатковою модуляцією і узгодженням низки параметрів сигналу.

Для реалізації першого аспекту розглянемо когерентно-імпульсні сигнали побудовані з використанням комплементарних послідовностей, які володіють оптимальними кореляційними властивостями за нульового доплерівського зміщення частоти. На рис. 1 наведено АКФ двох сигналів, що складаються з послідовності восьми пакетів з восьми прямокутних імпульсів у кожному без застосування модуляції комплементарним кодом (рис. 1, а) і з застосуванням коду на основі послідовності Адамара (рис. 1, б).

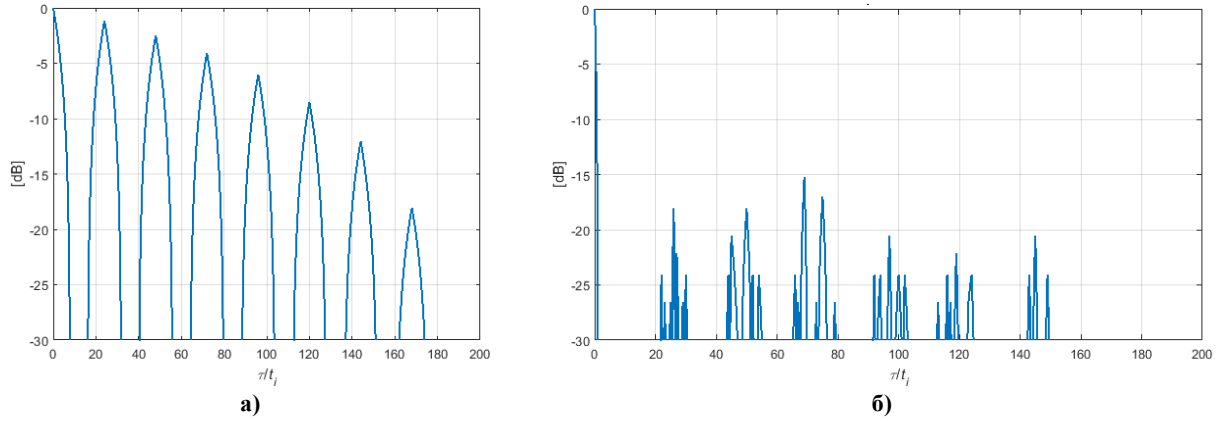


Рис. 1. АКФ послідовності імпульсів без модуляції комплементарним кодом (а) і з модуляцією (б)

Звичайно, настільки масштабне стискання головної і зниження рекурентних пелюсток АКФ супроводжується значним (пропорційним) розширенням спектру, проте, визначним в застосуванні даних кодів, є наявність «нульової» зони біля головної пелюстки АКФ. На жаль, за наявності незначного доплерівського зміщення частоти, сигнал модульований комплементарним кодом втрачає свої властивості, внаслідок чого відбувається різке збільшення бокових пелюсток, що продемонстровано на рис. 2.

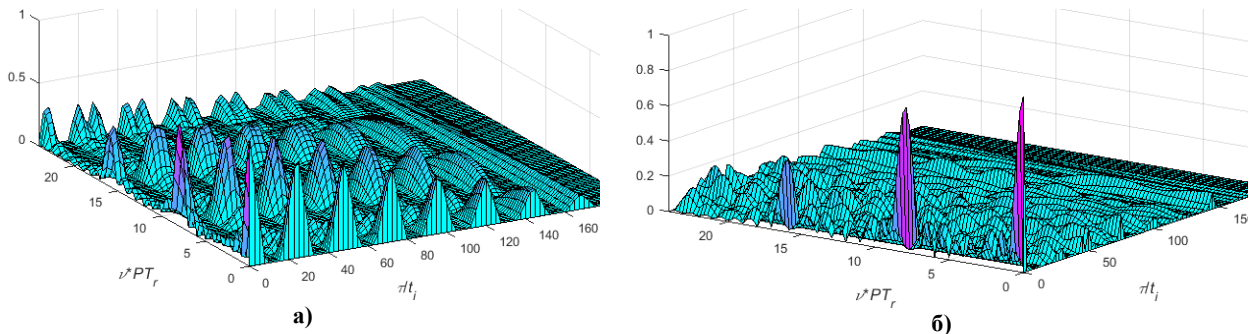


Рис. 2. Зріз поверхні функції невизначеності без модуляції комплементарним кодом (а) і з модуляцією (б)

З наведених поверхонь ФН (рис. 2) видно, що за наявності незначних доплерівських зміщень частоти вигравш від додаткової модуляції стає несуттєвим, що з урахуванням розширення спектру сигналу (рис. 3) робить таку схему побудови сигналів недоцільною в цьому випадку.

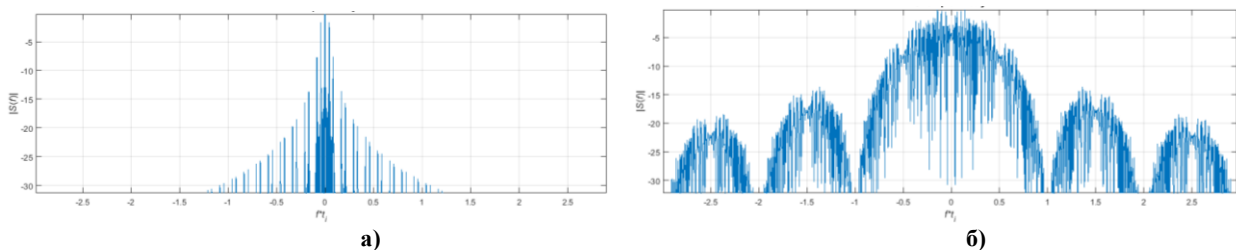


Рис. 3. Частотний спектр сигналу без додаткової модуляції (а) і з модуляцією комплементарним кодом (б)

Проте, аналіз рис. 2, б і рис. 3, б наводить на припущення, що проблема не в схемі формування сигналу, а в некоректному виборі форм і параметрів модуляції. Про це свідчить нерівномірність спектру сигналу, що обумовлює чутливість до доплерівських зміщень в сигналі.

На сьогодні існують рішення для даного класу сигналів, що дають змогу частково усунути даний недолік і запобігти значному погіршенню роздільної здатності сигналів з доплерівським зміщенням частоти. В ряді робіт пропонується застосовувати низку додаткових частотних фільтрів узгоджених з сигналами, що містять доплерівські зміщення в певному діапазоні. В даній роботі показано, що за

допомогою одночасного застосування певних комплементарних кодів і відповідної частотної модуляції в кодованих імпульсах можливо добитись майже рівномірного розподілу тіла функції невизначеності в широкому діапазоні доплерівських зміщень. Також розглядається застосування вагових вікон в часовій області, що дає змогу значно знизити рівень пульсації на поверхні ФН, що значно полегшує визначення частотних зміщень сигналу, проте обумовлює деяку енергетичну неефективність в роботі силових каскадів передавача через обмеження амплітуди вихідних імпульсів.

Результати дослідження

Розглянемо окремо засоби поліпшення роздільної здатності в часовій і частотній області.

В роботах [2, 3] запропоновано метод, що ґрунтується на використанні комплементарних кодів для фазової модуляції імпульсів в когерентно-імпульсних сигналах, що дає змогу значно покращити роздільну здатність сигналів за нульових доплерівських зміщень частоти. За визначенням, комплементарна послідовність (код) володіє нульовим рівнем АКФ при всіх значеннях зміщення окрім нульового. Одним із різновидів комплементарних кодів є ортогональні коди. Кодовані послідовності імпульсів на основі ортогональних кодів отримують шляхом накладання рядків ортогональної матриці на пакети імпульсів послідовності. При цьому фаза кожного імпульсу змінюється на відповідну величину, яка знаходиться на такій самій позиції в рядку матриці, як і імпульс в пакеті [2, 3]. Для дослідження властивостей когерентно-імпульсних послідовностей модульованих комплементарними кодами, було обрано дві матриці розміром 8x8 – матрицю Адамара і PONS матрицю [3].

При формуванні когерентно-імпульсних послідовностей, що складаються з набору імпульсів, комплексна обвідна послідовності P пакетів, кожен з яких має тривалість T і розбитий на M імпульсів тривалості t_i , може бути представлена

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

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

Матриця $A(P, M)$ містить комплементарну послідовність, яка подана у вигляді P рядків з M елементами кожен. Елементи кожного з рядків матриці використовуються для формування P -го пакету імпульсів когерентної послідовності.

Розглянемо два варіанти комплементарних послідовностей, отриманих на основі матриці Адамара і PONS матриці [3, 5]. Фазова складова цих матриць має вигляд

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

Матриці приведені до бінарного вигляду, тому при застосуванні BPSK, $a_{p,m} = 1$ відповідатиме $\varphi_{p,m} = 0$, а $a_{p,m} = 0$, відповідно $\varphi_{p,m} = \pi$.

Автокореляційні функції (АКФ) даних комплементарних послідовностей представлені на рис. 4.

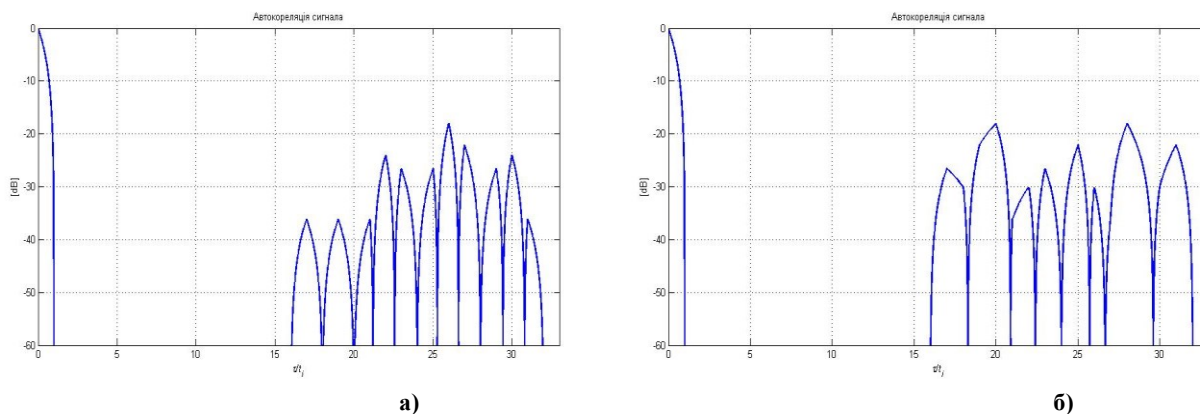


Рис. 4. АКФ комплементарних послідовностей на основі матриці Адамара (а) і матриці PONS (б)

Як видно з АКФ (рис. 4), при застосуванні комплементарного коду, основна пелюстка АКФ звужується до меж $-t_i \leq \tau \leq t_i$, в інтервалі тривалості пакету імпульсів $t_i \leq \tau \leq T$ бічні пелюстки взагалі відсутні.

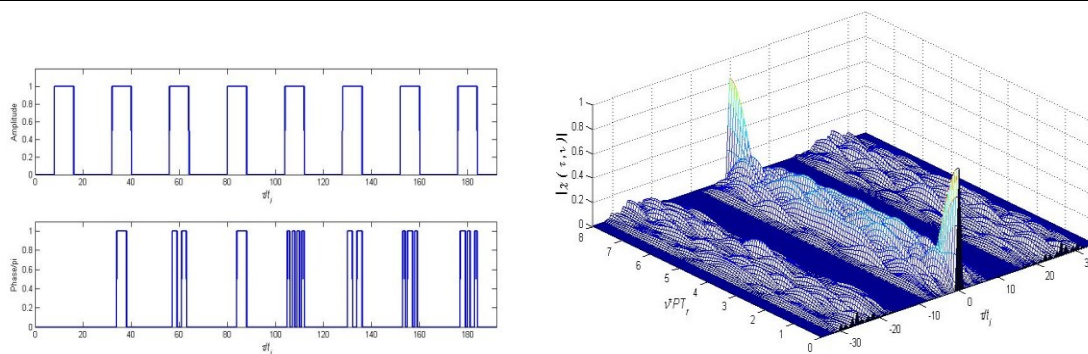
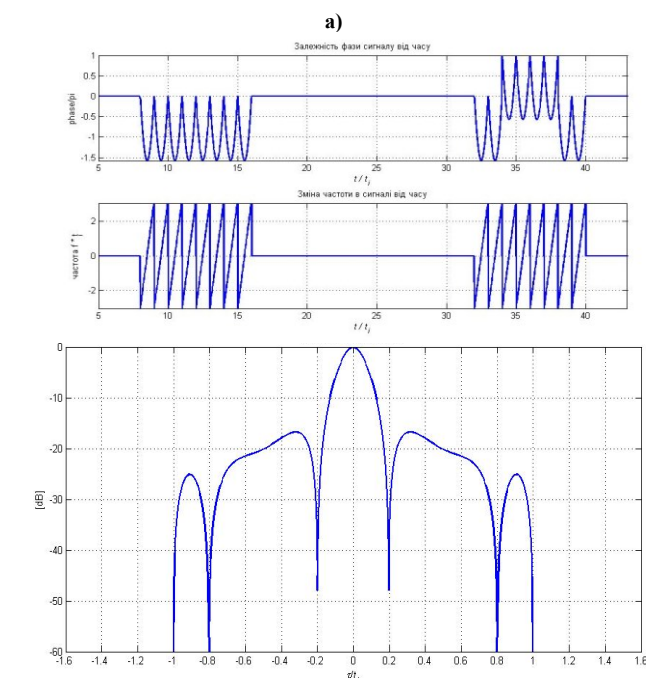


Рис. 5. Послідовність імпульсів модульованих по фазі кодом Адамара і її функція невизначеності

На рис. 5 показано приклад формування когерентно-імпульсної послідовності із застосуванням додаткової фазової модуляції комплементарним кодом Адамара і її функцію невизначеності.



б) Рис. 6. Зміна фази і частоти (перші два пакети імпульсів) (а) і АКФ когерентної послідовності імпульсів при модуляції комплементарною послідовністю та ЛЧМ (б)

займає інтервал часових зміщень $-t_i \leq \tau \leq t_i$, поблизу центрального сплеску спостерігаються бічні пелюстки, які досягають рівня -17 Дб.

На рис. 7 наведено ФН когерентної послідовності імпульсів кодованої комплементарним кодом Адамара і з ЛЧМ носійної в імпульсах. На рис. 8 наведена функція невизначеності такого сигналу при застосуванні коду PONS. Вигляд функції автокореляції для різних кодів в межах довжини кодованого імпульсу біля центрального сплеску $-t_i \leq \tau \leq t_i$ однаковий і не залежить від типу коду рис. 6, б.

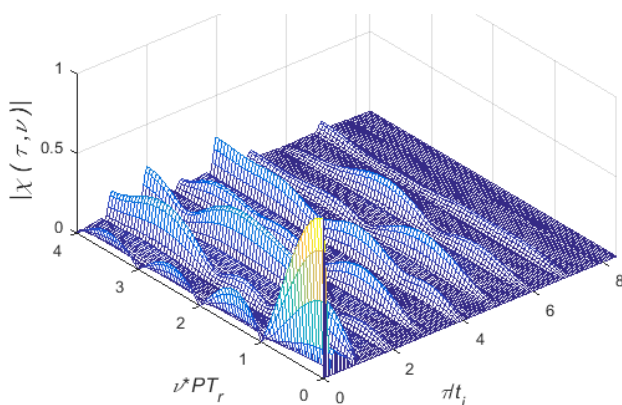


Рис. 7. Функція невизначеності для коду Адамара

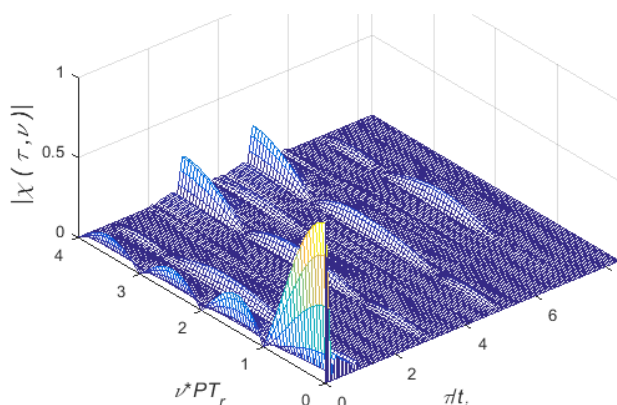


Рис. 8. Функція невизначеності для коду PONS

Справедливо припустити, що згладжування функції частотної модуляції позитивно вплине на вигляд ФН для ненульових значень доплерівських зміщень.

На рис. 9 наведено залежність фази та частоти носійної в межах імпульсу когерентної послідовності при нелінійній частотній модуляції (НЛЧМ) (використовувалась частотна залежність Прайса [2, 5]). Глибина НЛЧМ, як і в попередньому випадку, підібрана таким чином, щоб ширина центрального сплеску знаходилась а межах $-0.2t_i \leq \tau \leq 0.2t_i$. Аналітично такий сигнал можна виразити, доповнивши (1) функцією НЛЧМ:

$$\dot{g}(t) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=1}^M \dot{a}_{p,m} \dot{s}_m [t - (p-1)T_r] e^{j\varphi(t-(p-1)T_r, -(m-1)t_i)} \quad (2)$$

де $\varphi(t)$ – фазова функція носійної m -го кодового імпульсу.

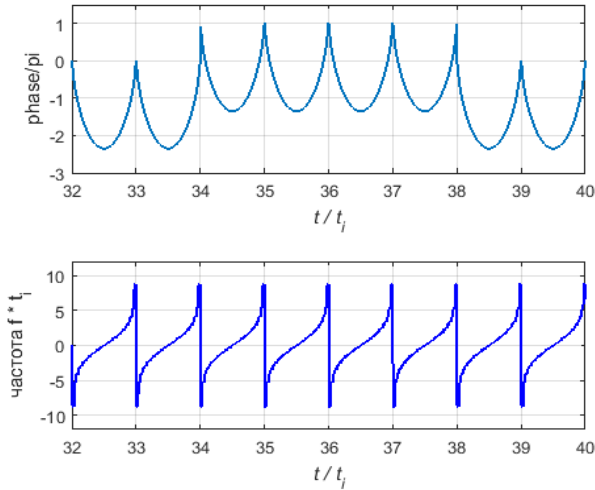


Рис. 9. Фаза і частота НЛЧМ кодового імпульсу

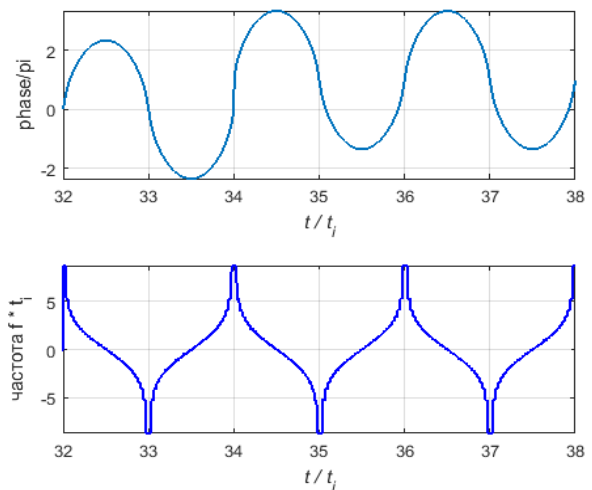
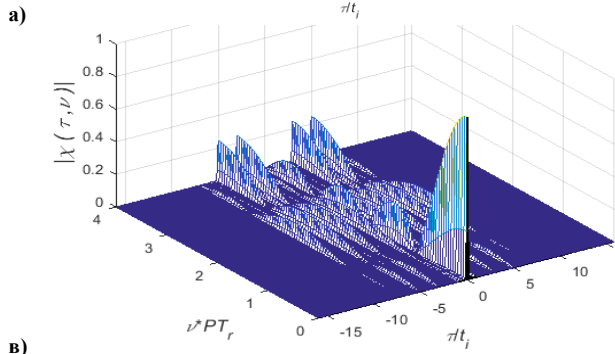
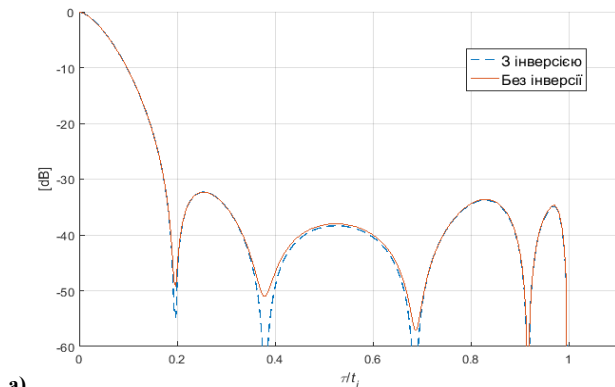
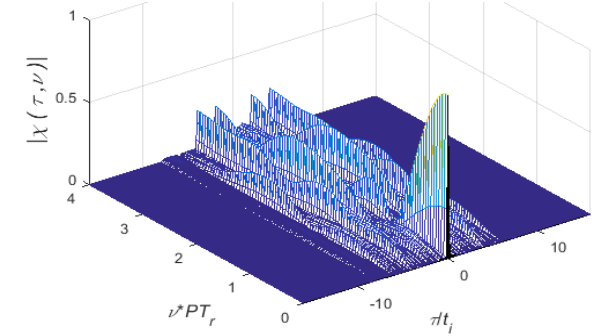


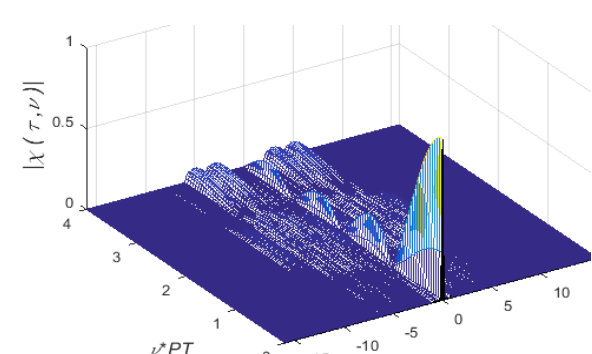
Рис. 10. Фаза і частота НЛЧМ кодового імпульсу з реверсом модулюючої частоти



в)



б)



г)

Рис. 11. АКФ когерентно-імпульсного сигналу в межах одного кодового імпульсу (а); ФН сигналу з НЛЧМ, кодом Адамара, без реверсу частоти (б); ФН сигналу з НЛЧМ, кодом PONS, без реверсу частоти (в); ФН сигналу з НЛЧМ, кодом PONS, з реверсом частоти (г)

Як видно з рис. 9, функція частотної модуляції може бути ідентичною в кожному імпульсі, проте за такої схеми, особливо з огляду на нелінійність $\varphi(t)$, практично неможливо усунути розриви фазової функції між імпульсами, що призводить до погіршення ФН в зоні ненульових доплерівських зсувів. Значно спростити процедуру синтезу сигналу з неперервною фазою можна за допомогою реверсу модулюючої частотної функції між імпульсами. На рис. 10 показано залежність фази і частоти імпульсу при застосуванні реверсу модулюючої функції між імпульсами.

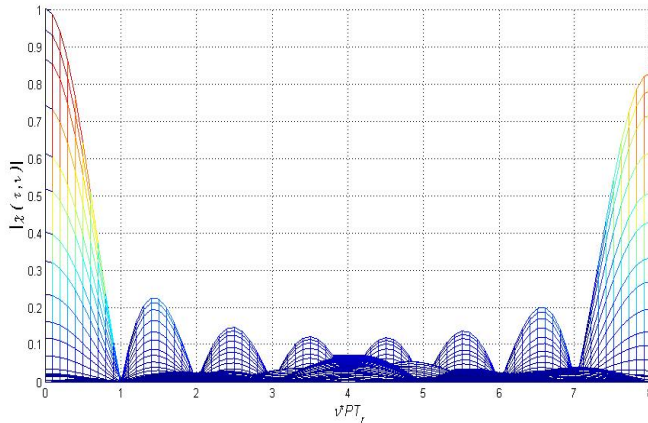


Рис. 12. Частотний перетин ФН сигналу НЛЧМ з реверсом і PONS

призводить до появи бічних пелюсток, проте їх рівень складає близько -32 дБ (за ЛЧМ було -17 дБ). Також видно, що реверс частоти не міняє вигляд центрального сплеску автокореляції, чого не можна сказати про рівномірність розподілу ФН для ненульових доплерівських зміщень. З вигляду поверхонь ФН (рис. 11, б, в, г) можна зробити висновок, що застосування таких конструкцій сигналів дає змогу значно послабити бічні пелюстки, особливо в області сильної кореляції (біля основного сплеску). Комбінація коду PONS і реверсу частоти сусідніх імпульсів, призвела до майже рівномірного розподілу тіла функції невизначеності для ненульових доплерівських зміщень. На рис. 12 наведено вигляд ФН з боку частотної осі в межах першого рекурентного сплеску. На рис. 12 залишились ще ряд сплесків, які розташовані паралельно осі частот для часового зміщення $\tau = 0$. Як показано в [2], ці сплески є наслідком прямокутної форми амплітудної залежності кодованих імпульсів.

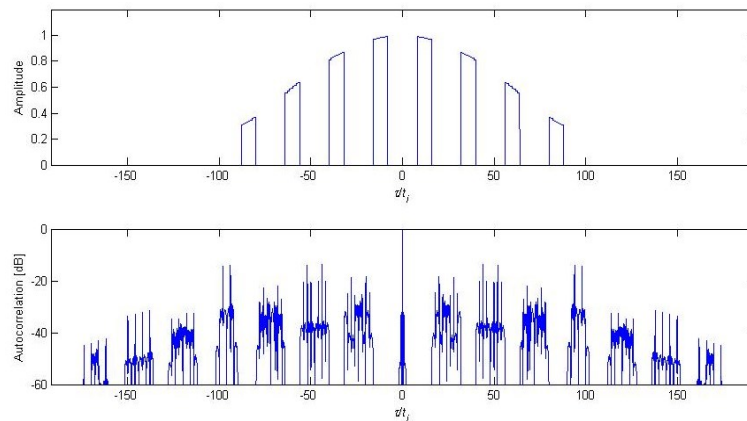


Рис. 13. Амплітуда послідовності зваженої вікном Хаммінга і її АКФ

Для усунення цих сплесків можна застосувати вагову обробку когерентної послідовності імпульсів вздовж осі часу. На рис. 13 наведено залежність амплітуди імпульсів в послідовності і її АКФ в ході застосування комплементарного коду.

На рис. 14 приведено ФН і її частотний зріз в межах першого кореляційного сплеску. Як видно з рисунків, вагова обробка послідовності імпульсів дала змогу практично усунути значні неоднорідності розподілу тіла ФН і досягти високого значення роздільної здатності в широкому діапазоні доплерівських зміщень, що робить даний тип сигналів практично придатним.

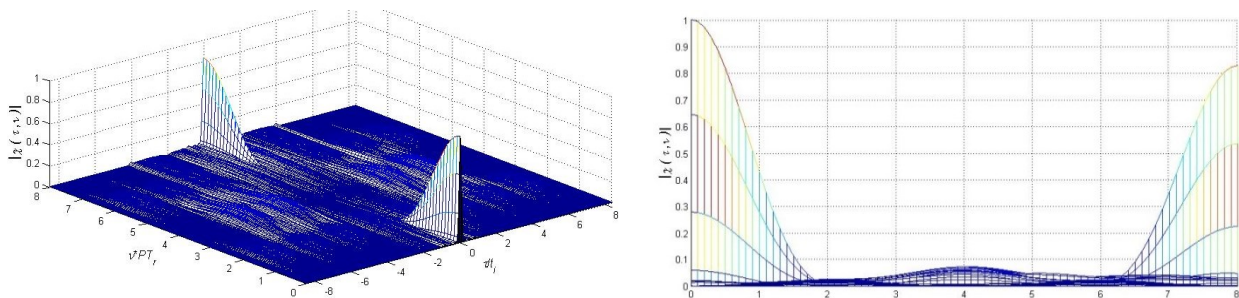


Рис. 14. ФН імпульсної послідовності з НЛЧМ, комплементарним кодом і ваговою обробкою

Слід зазначити, що ціною вагової обробки сигналу в часовій області стало погіршення роздільної здатності по частоті. Якщо порівняти рис. 14 із рис. 12 можна помітити, що внаслідок застосування вагової обробки ширина центрального сплеску зросла майже в 1,8 разів.

Висновки

Як видно із наведених результатів дослідження, когерентні послідовності імпульсів з частотною модуляцією носійної і модульованих по фазі комплементарними кодами, дають змогу досягти неймовірних показників роздільної здатності, в тому числі за наявності доплерівських зміщень частоти. Звичайно, схема формування даних послідовностей є доволі складною і вимагає застосування одночасно декількох методів модуляції і штучного розширення спектру, проте вираш в роздільній здатності і завадостійкості (за рівнем бічних пелюсток до -35 дБ) повністю себе виправдовує.

В даній роботі показано ефект від застосування лише найпростіших комплементарних кодів, тому очевидно, що для конкретних задач при спеціальному виборі кодів можна досягти значно вищих показників як в частотному, так і в часовому розрізі.

Література

1. Кук Ч. Радиолокационные сигналы / Ч. Кук, М. Бернфельд. – Москва : Советское радио, 1971. – 568 с.
2. Levanon N., Eli Mozeson Radar Signals. New Jersey: John Wiley & Sons, 2004. 411 p.
3. Levanon N., Mozeson E. Removing autocorrelation sidelobes by overlaying orthogonal coding on any train of identical pulses. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2003. Vol. 39. № 2. P. 583–603.
4. Чесановський І.І. 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. – 2018. – № 6(267). – С. 134–142.
5. Чесановський І.І. Підвищення ефективності когерентно-імпульсних сигналів на основі застосування комплементарних кодів / І.І. Чесановський, А.В. Ткачук // Вісник Хмельницького національного університету. Серія: Технічні науки. – 2019. – № 5(277). – С. 152–158.

References

1. Kuk Ch. Radiolokacionnye signaly / Ch. Kuk, M. Bernfeld. – Moskva : Sovetskoe radio, 1971. – 568 s.
2. Levanon N., Eli Mozeson Radar Signals. New Jersey: John Wiley & Sons, 2004. 411 p.
3. Levanon N., Mozeson E. Removing autocorrelation sidelobes by overlaying orthogonal coding on any train of identical pulses. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2003. Vol. 39. № 2. P. 583–603.
4. Chesanovskyi I.I. Syntez koherentnykh poslidovnostei impulsiv z liniino-chastotnoiu moduliatsiieiu i nelineinymy krokamy nosiinoi / I.I. Chesanovskyi, A.V. Tkachuk // Herald of Khmelnytskyi National University. – 2018. – № 6(267). – S. 134–142.
5. Chesanovskyi I.I. Pidvyshchennia efektyvnosti koherentno-impulsnykh syhnaliv na osnovi zastosuvannia komplementarnykh kodiv / I.I. Chesanovskyi, A.V. Tkachuk // Herald of Khmelnytskyi National University. – 2019. – № 5(277). – S. 152–158.

Надійшла / Paper received : 25.10.2020 Надрукована/Printed : 27.11.2020