

задержки отраженного импульса в пределах периода и менее центральной излучаемой частоты, при изменении амплитуды отраженного импульса в пределах нескольких раз и менее, при маскировании слабого сигнала от подвижной цели сигналами от стационарных целей возможно представление исходного сигнала с числом отсчетов $n=256$ его двумя – тремя главными компонентами при среднеквадратичной ошибке, не превышающей 25%.

Дальнейшая работа предполагает: 1-исследовать влияние шума на результаты обработки; 2 – переход от обработки модельного сигнала к обработке реального сигнала сверхширокополосного импульсного локатора; 3 – выработать решающее правило, позволяющее автоматизировать принятие решения о наличии подвижной цели в зоне облучения радара.

Работа выполнена в рамках проекта *Института электроники и вычислительной техники*: – № 2010/0307/2DP/2.1.1.1.0/10/APIA/VIAA/078 “High Sensitivity Super-wide-band Radar Technology” (LoTe), финансируемого совместно с Европейским Фондом Регионального Развития.

1. Иммореев И.Я., Самков С.В. *Сверхширокополосный радар для обнаружения и измерения параметров движущихся объектов, МАИ, <http://uwb.msk.ru/modules.php?name=News&file=article&sid=47>*. 2. *Авторское свидетельство № 1252676, Стробоскопический способ измерения вибрации / К.Я. Крумини, А.Я. Шустерс; Приоритет 20.03.85*. 3. *Вопросы подповерхностной радиолокации / Под ред. А.Ю. Гринёва. – М.: Радиотехника, 2005*. 4. *R.D.Dony, Karhunen-Loeve Transform. The Transform and Data Compression Handbook. Ed. K.R.Rao and P.C.Yip. Boca Raton, CRC Press LLC, 2001*

УДК 621.396.96

Р.В. Янкевич

Національний університет “Львівська політехніка”

ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ У РАЗІ ЗАСТОСУВАННЯ УЗАГАЛЬНЕНИХ КОДІВ ФРЕНКА З РІЗНИМИ РІВНЯМИ КВАНТУВАННЯ ФАЗИ

© Янкевич Р.В., 2012

Змодельовано складні сигнали на базі узагальнених кодів Френка з різними рівнями квантування фази. Наведено характеристики таких сигналів за дії на них адитивних завад. Показано, що використання складних багатofазних сигналів підвищує завадостійкість радіолокаційних систем.

Ключові слова: коди Френка, шуми, радіолокаційні сигнали, моделювання.

Signals based on the Generalized Frank Code with different phase levels are modeled. Characteristics of signals with the influence of additive noises are shown. It is proved that using complex multiphase signals will increase radar systems noise immunity.

Key words: Frank codes, noises, radar signals, modeling.

Вступ. Розв’язок задач, пов’язаних з реалізацією радіолокаційних систем з високими тактико-технічними характеристиками, показує, що задовольнити всі вимоги за допомогою одного сигналу практично неможливо. Тому останнім розробкам РЛС притаманні підходи, коли для вирішення конкретних завдань використовуються сигнали з різними властивостями спектральних, кореляційних характеристик і функцій невизначеності.

Цим обґрунтовується необхідність пошуку методів формування нових класів сигналів і всебічного дослідження їх характеристик, а також розроблення методів апаратної реалізації методів їх обробки.

У роботах Кука та Бернфельда [1] показано, що найбільший інтерес для практичного застосування становлять складні сигнали, тобто сигнали, добуток тривалості яких на ширину спектра (база сигналу) є великим. Складні сигнали знаходять застосування в різних областях, таких як метеорологія, сейсмологія, іоносферне зондування, портова навігація, контроль руху в аеропортах, виявлення дефектів в металах і експериментальний аналіз границь різних середовищ.

У багатьох випадках важливою задачею цих систем є одержання радіолокаційних зображень з високими якісними показниками (високою інформативністю, роздільною здатністю, завадозахищеністю).

Очевидно, що сформувати необхідні сигнали і забезпечити їх оптимальну обробку за різних типів завад можливо лише цифровими методами.

Оскільки просторова роздільна здатність РЛС забезпечується діаграмою спрямованості антени, то просторова селекція в сучасних РЛС реалізується в більшості випадків за допомогою фазованих антенних решіток. У цьому випадку доцільно використовувати подібні алгоритми формування діаграм спрямованості антени і зондуючих сигналів.

Найкращі можливості для реалізації такого підходу з'являються з використанням алгоритмів формування складних сигналів і діаграм спрямованості фазованих антенних решіток за допомогою багатофазних дискретних кодів (сигналів).

Вперше алгоритм формування одного класу багатофазних сигналів запропонував Френк [2]. Було досліджено їх кореляційні характеристики в неперервному і імпульсному режимах. Функції невизначеності кодів Френка було досліджено в роботах [3, 4]. Там же [3] був запропонований метод розширення класу багатофазних сигналів, так званих узагальнених кодів Френка (УКФ), де код Френка є частковим випадком УКФ.

Алгоритм та результати моделювання. Формуються сигнали так. Тривалість сигналу T_C розбивається на $S=MN$ часових позицій тривалістю $t = \frac{T_C}{S}$, де M – кількість стовпців матриці, N – кількість рядків матриці, а також кількість рівнів квантування фази. На кожній з них формується елементарний радіочастотний сигнал з несучою частотою ω_0 та фазою на основі коду, який утворюється шляхом виписування рядка за рядком з матриці [2]:

Таблиця 1

Комплексна матриця фаз коду Френка

	0	1	.	M-2	M-1
0	$1e^{j0}$	$1e^{j0}$.	$1e^{j0}$	$1e^{j0}$
1	$1e^{j0}$	$1e^{j4\pi/N}$.	$1e^{j(L-2)2\pi/N}$	$1e^{j(L-1)2\pi/N}$
2	$1e^{j0}$	$1e^{j8\pi/N}$.	$1e^{j(L-2)4\pi/N}$	$1e^{j(L-1)4\pi/N}$
.
N-1	$1e^{j0}$	$1e^{j(N-1)2\pi/N}$.	$1e^{j(L-2)(N-1)4\pi/N}$	$1e^{j(L-1)(N-1)4\pi/N}$

Яка, своєю чергою, формується за алгоритмом:

$$j_s = j_{nm+m} = nm \frac{2p}{N}, 0 \leq n \leq N-1, 0 \leq m \leq M-1; \quad (1)$$

$$A_s = 1$$

де m – порядковий номер стовпця матриці; n – порядковий номер рядка матриці; j_s – фаза елемента сигналу; A_s – амплітуда елемента сигналу.

Використавши лише частину матриці для утворення коду або конкатенацію кількох таких матриць, ми отримаємо інший код, який і буде називатись узагальненим кодом Френка. Відношення кількості рядків матриці (кількості рівнів квантування фази N) до кількості стовпців матриці (M), взятих для утворення УКФ, і є параметром p .

Оскільки моделювання сигналів як функцій часу в дискретній формі є надто громіздким, доцільно використати аналітичну форму запису сигналу.

$$Z(t) = |Z(t)|e^{j(t)}e^{jw_0t}, \quad (2)$$

де $|Z(t)|$ – модуль аналітичного сигналу; $j(t)$ – закон зміни фази; w_0 – несуча частота сигналу.

Тоді, комплексна обвідна $S_0(t) = |Z(t)|e^{j(t)}$ міститиме всі зміни параметрів сигналу.

Час t буде дискретним і відповідатиме одному елементу матриці фаз.

Як відомо, втрати корисного сигналу на виході фільтра, узгодженого із широкосмуговим фазомодульованим сигналом [1], можуть бути спричинені неповним узгодженням зондувального сигналу з дискретним фільтром через:

- неточності встановлення фазообертачами фаз елементарних сигналів (якщо такі використовуються).

- стабільності несучої частоти.

- наявності адитивного шуму на вході фільтра.

Розглядаємо процеси моделювання обробки УКФ з параметром $p=1$ та різними рівнями квантування фази за дії адитивних завад. Отже, адитивна суміш сигналу та шуму матиме вигляд:

$$S_{SN}(t) = |Z(t)|e^{j(t)} + |Z_N(t)|e^{j_N(t)}, \quad (3)$$

де $|Z_N(t)|$ – модуль обвідної шуму; а $j_N(t)$ – фаза моделі шуму.

У випадку адитивних шумів, миттєві значення яких розподілені за нормальним законом розподілу, за релеєвським законом розподілу описується обвідна шуму. Фаза ж шуму матиме рівномірний закон розподілу [5].

Відношення сигнал-шум такої суміші визначається відношенням потужності сигналу до потужності шуму.

$$q^2 = \frac{P_S}{P_N}, \quad (4)$$

Потужність шуму прямо залежить від його дисперсії D_N . Вважаючи, що амплітуда сигналу дорівнює 1, його потужність також дорівнюватиме 1. Тоді відношення сигнал-шум буде визначатись:

$$q^2 = \frac{1}{D_N}, \quad (5)$$

За релеєвським закону розподілу випадкової величини дисперсія визначається [6]:

$$D_N = \frac{4-p}{2} b^2, \quad (6)$$

де b – масштабний коефіцієнт релеєвського закону розподілу випадкової величини.

Підставивши (6) в (5), відношення сигнал-шум набуде вигляду:

$$q^2 = \frac{2}{(4-p) \cdot b^2}, \quad (7)$$

Як відомо [7], взаємкореляційну функцію в дискретному вигляді можна обчислити за допомогою прямого та зворотного дискретних перетворень Фур'є:

$$R(t) = IFFT(FFT(S_0(t)) \cdot FFT^*(S_{SN}(t))), \quad (8)$$

де FFT – функція прямого швидкого перетворення Фур'є; FFT^* – комплексно спряжена функція прямого швидкого перетворення Фур'є; $IFFT$ – функція зворотного швидкого перетворення Фур'є.

Функцію невизначеності, своєю чергою, можна подати як набір функцій взаємкореляції, обчислених за різних значеннях доплерівського зсуву частоти:

$$c(t, f_\delta) = \sum_i R_i(t, f_{\delta i}). \quad (9)$$

Обчисливши взаємкореляційні функції та функції невизначеності за різних рівней шуму, знаходимо залежності рівнів бокових пелюсток взаємкореляційної функції, зміну рівнів бокових пелюсток на площині час–частота Доплера від відношення сигнал–шум та подаємо їх графічно.

Для підвищення точності розрахунків приймаємо 100 реалізацій сигналу та шуму шляхом генерації випадкових значень відліків шуму залежно від вибраних параметрів.

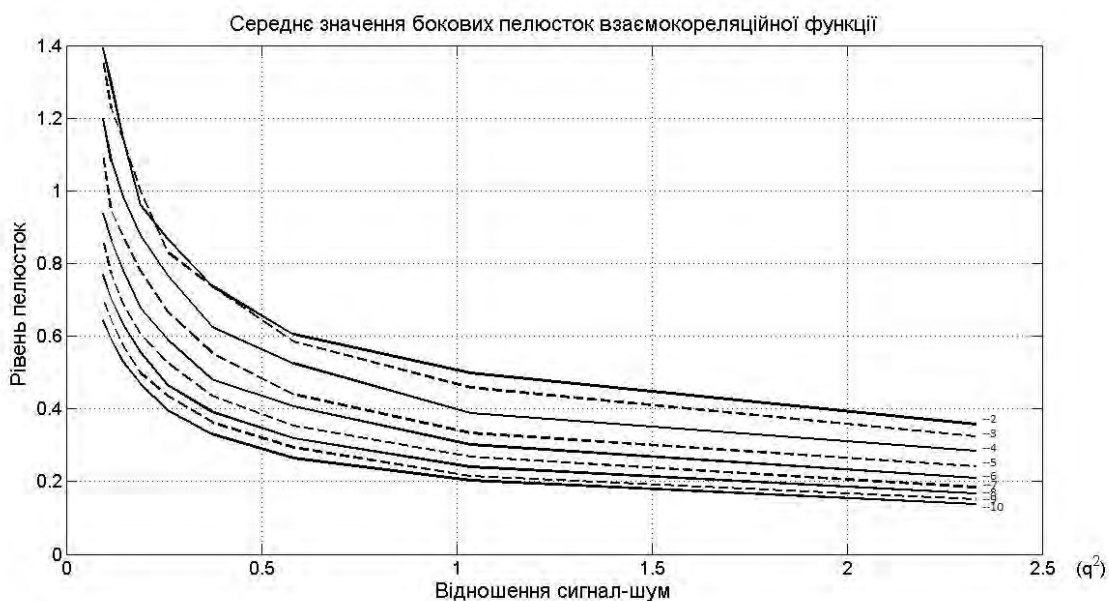


Рис. 1. Зміна середнього рівня бокових пелюсток взаємкореляційної функції сигналу на основі узагальненого коду Френка. Числа 2...10 нумерації кривих відповідають рівням квантування фази $N=2...10$

За 1 по осі ординат взято рівень центрального піка автокореляційної функції. В [8] показано, що середній рівень центрального піка взаємкореляційної функції сигналу на основі УКФ практично не змінюється зі зміною відношення сигнал–шум на вході оптимального приймача. Отримані результати, представлені на рис. 1, показують, що середній рівень бокових пелюсток у широкому діапазоні значень відношення сигнал–шум є значно меншим за рівень центрального піка автокореляційної функції. Важливим є те, що із збільшенням рівнів квантування фази збільшуватиметься завадостійкість системи.

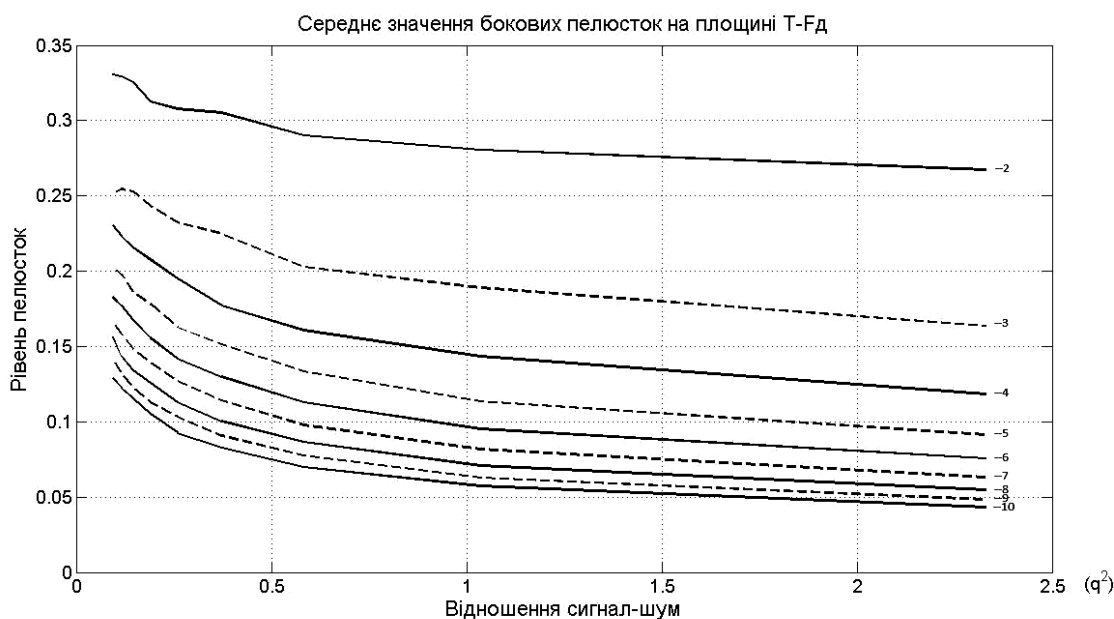


Рис. 2. Зміна середнього рівня бокових пелюсток на площині τ - f_d сигналу на основі узагальненого коду Френка. Числа 2...10 нумерації кривих відповідають рівням квантування фази $N=2...10$

За аналогією на рис. 2 наведено розрахунок залежності зміни середнього значення бокових пелюсток на площині τ - f_d функції невизначеності від відношення сигнал–шум. Отримані результати показують, що за цього виду шумів середній рівень бокових пелюсток функції невизначеності також в широкому діапазоні значень відношення сигнал–шум є значно меншим за рівень головного піка функції невизначеності. Аналогічно можна стверджувати, що із збільшенням рівнів квантування фази завадостійкість системи може збільшуватись.

Таблиця 2

Середній рівень бокових пелюсток взаємкореляційної функції та функції невизначеності ($q^2=1$)

N	БП ВКФ	БП ФН
2	0,498	0,281
3	0,459	0,189
4	0,388	0,143
5	0,333	0,114
6	0,302	0,095
7	0,268	0,082
8	0,241	0,071
9	0,215	0,063
10	0,203	0,057

У табл. 2 наведено значення середніх рівнів бокових пелюсток взаємкореляційної функції (БП ВКФ) та функції невизначеності (БП ФН) за відношення сигнал–шум, що дорівнює 1. На основі цих даних можна стверджувати, що з використанням сигналу на основі УКФ з рівнями квантування фази дасть змогу знизити рівень бокових пелюсток на виході оптимального приймача (при $f_d=0$) в 2,13 раза, порівняно з використанням сигналу на основі УКФ з трьома рівнями квантування фази.

Висновки. Результати досліджень показали, що використання складних сигналів, сформованих на основі багатофазних кодів і кореляційних методів їх обробки дає змогу одержати вихідні сигнали з малим рівнем бокових пелюсток порівняно до інших класів складних сигналів [9]. Дослідження зондувальних сигналів на основі УКФ за різних рівней квантування фази показали, що з використанням такого сигналу значно підвищується завадостійкість систем за відповідно вибраної кількості рівнів квантування фази. Розроблено методи моделювання сигналів і завод, а також програмне забезпечення для їх реалізації.

1. Charles E. Cook, Marvin Bernlefd, "Radar Signals. An Introduction to Theory and Application", Academic Press, New York, London, 1967. 2. Frank R., Polyphase codes with good nonperiodic correlation properties, *IEEE Transactions on Information Theory*, IT-9, 1963. 3. Свердлик М.Б., Сумик М.М., "Исследование многофазных кодов", *НТС "Радиоэлектроника и автоматика"*, Одесса, 1968. 4. RADAR SIGNALS. Nadav Levanon, Eli Mozeson. 2004 by John Wiley & Sons, Inc. 5. Свистов В.М., "Радиолокационные сигналы и их обработка", "Советское радио", Москва, 1977. 6. http://en.wikipedia.org/wiki/Rayleigh_distribution 7. Box, G. E. P., G. M. Jenkins, and G. C. Reinsel. *Time Series Analysis: Forecasting and Control*. 3rd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice–Hall, 1994. 8. Roman Yankevych, Markiyan Sumyk, "Investigation of influence of noise on the characteristics of complex multiphase signals based on generalized Frank code at their optimal processing", 2012 13th International Radar Symposium, Warsaw, Poland. 9. Roman Yankevych, Ivan Prudyus, Markiyan Sumyk, "Properties of polyphase signals based on the generalized Frank codes", *Computational Problems in Electrical Engineering (CPEE) Journal*, Lviv Polytechnic National University, 2011. 10. Сумик М.М., Прудюс І.Н., Сумик Р.М., "Теорія сигналів: підручник". – Львів: Видавництво "Бескид Бім", 2008. – 232с. 11. "Air and Spaceborne Radar Systems: An Introduction" Philippe Lacomme, Jean-Philippe Hardange, Jean-Claude Marchais, Eric Normant, 2001 by William Andrew Publishing, LLC. 12. Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB. Bassem R. Mahafza, Ph.D. COLSA Corporation, Huntsville, Alabama.