

Рис. 5

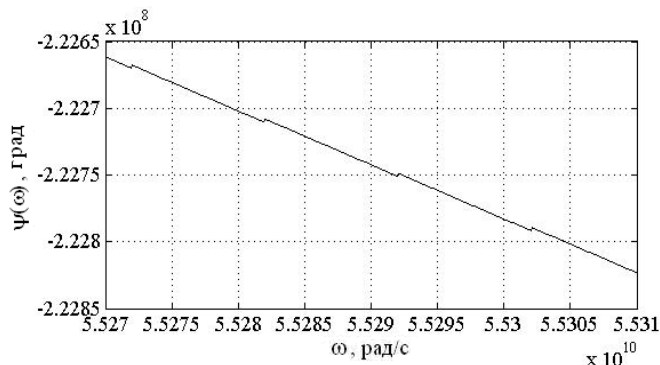


Рис. 6

Полученные результаты позволяют выработать исходные данные для аппаратного синтеза схемы цифровой обработки рассматриваемых сигналов.

Литература

1. Мрачковський О.Д., Добріков О.В. «Функція невизначеності дискретного десятиелементного частотно-маніпульованого сигналу», Вісник Національного технічного університету «Київський політехнічний інститут» Серія- Радіотехніка. Радіоапаратобудування. -2009.- Вип.39.- 168 с.
2. Мрачковський О.Д., Добріков О.В. «Исследование функции неопределенности дискретной частотной последовательности «Уэлч-16»», Вісник Національного технічного університету «Київський політехнічний інститут» Серія- Радіотехніка. Радіоапаратобудування. -2009.- Вип.40.
3. Costas J. A study of a class of detection waveforms having nearly ideal range-Doppler ambiguity properties, Proceedings of the IEEE, pp 996-1009, Vol72, No 8, August 1984.
4. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. – М.: Советское радио, 1974. – 304 с.

Добріков О.В., Мрачковський О.Д. Спектри дискретної частотної послідовності «Уелч-10» та «Уелч-16». Розглянуті амплітудний, фазовий та енергетичний спектри дискретного частотного сигналу, в якому використаний ряд чисел «Уелч-10» та «Уелч-16» в якості частотних кодуєчих послідовностей.

Ключові слова: спектр, дискретний частотний сигнал.

Мрачковский О.Д., Добриков А.В. Спектры дискретной частотной последовательности «Уелч-10» и «Уелч-16». Рассмотрены амплитудный фазовый и частотный спектры дискретного частотного сигнала, в котором используется ряд чисел «Уэлч-10» и «Уелч-16» в качестве частотных кодирующих последовательностей.

Ключевые слова: спектр, дискретный частотный сигнал.

Mrachkovsky O.D., Dobrikov A.V. Spectrum of discrete frequency sequence «Welch-10» and «Welch-16». Amplitude, phase and energy spectrum of a discrete frequency signal in which the number sequences «Welch-10» and «Welch-16» as frequency coding sequences are used is considered.

Key words: spectrum, discrete frequency signal.

УДК 621.396.96: 621.396.62

ОСОБЛИВОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ E-КОДІВ ВЕЛТІ В РАДІОЛОКАЦІЇ

Турко С.І., Мрачковський О.Д., Бичков В.Є.

Запропоновані в [1] E-коди Велті згадані в [2,3]. Особливістю цих кодів

є те, що для їх побудови використовується алфавіт не з двох, а з чотирьох символів (зі специфічною таблицею перемноження), а їх кореляційні властивості унікальні для застосування в радіолокації. Досі в літературі не було приведено способу, як реалізувати ці властивості апаратно, тому що в якості формуючих послідовностей для фазоманіпульованого сигналу в радіолокації зазвичай використовують бінарні коди з фазовою маніпуляцією, оскільки їх відносно легко формувати і обробляти, тобто апарат обробки сигналів розроблений саме для них. Через це впровадження E -кодів не повинно кардинально міняти способи обробки радіолокаційних сигналів. Потрібен модуль, який можна вставити в готовий радіолокатор, тому що розробляти принципово нову РЛС для кожного екзотичного коду, який здасться розробнику перспективним, як мінімум недоцільно. Виходячи з цього, одне із завдань даної статті – показати переваги E -кодів перед бінарними кодами і запропонувати технічне рішення, яке б дозволило скористатися цими перевагами в уже існуючих РЛС. Друге завдання статті – навести найважливіші дані стосовно E -кодів, які завжди цікавлять спеціалістів у галузі радіолокації, коли мова заходить про сигнал з розширеним спектром, тобто тіло функції невизначеності (ФН), частотну кореляційну функцію, ізокореляти в області сильної та слабкої кореляції E -кодів.

Теоретичні викладки

В [4] наведено алгоритм формування D -кодів. Якщо визначений D -код, то E -код визначається через нього наступним чином: символ $\{e_{n,i}^k\}$ послідовності $\{e_i^k\}$ пов'язується з символом $\{d_{n,i}^k\}$ послідовності $\{d_i^k\}$ співвідношенням

$$e_{n,i}^k = \begin{cases} d_{n,i}^k, & \text{якщо } n - \text{непарне число,} \\ \gamma, & \text{якщо } n - \text{парне число, а } \{d_{n,i}^k\} = \alpha, \\ \delta, & \text{якщо } n - \text{парне число, а } \{d_{n,i}^k\} = \beta. \end{cases} \quad (1)$$

Правила перемноження символів $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ наведені в табл. 1.

Зрозумівши правило перемноження символів алфавіту, з якого побудовані E -коди, стає ясно, в чому полягатиме складність технічних систем, побудованих на їх застосуванні. Адже потрібне число, яке при множенні на одне число дає нуль, а на інше – не нуль, а те інше число – теж не нуль. Тобто звичайний нерекурсивний фільтр для отримання автокореляційної

функції в даному випадку не підходить.

Оскільки сучасна елементна база (зокрема програмовані логічні інтегральні схеми) дає змогу реалізувати нерекурсивний фільтр, в якому перемноження здійснюється

Таблиця 1

\times	α	β	γ	δ
α	1	-1	0	0
β	-1	1	0	0
γ	0	0	1	-1
δ	0	0	-1	1

за правилами, визначеними програмою, доцільно промоделювати процеси, які будуть відбуватися в РЛС при застосуванні тракту обробки, в якому реалізовано отримання автокореляційної функції E -коду з використанням правил таблиці перемноження символів алфавіту E -коду.

Основна ідея модуля генерації і обробки E -коду наступна. Кожному символу алфавіту $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ ставиться у відповідність бітова комбінація '00', '01', '10', '11'. Закодовані таким способом послідовності до визначеного порядку k записуються в пам'ять ПЛІС. Одна і та ж пам'ять використовується і для генерації послідовності, і для встановлення коефіцієнтів перемноження нерекурсивного цифрового фільтра, запрограмованого перемножувати згідно табл. 1, а додавати згідно класичних правил. Фазова маніпуляція здійснюється QPSK-модулятором. Цей варіант може підійти для систем зв'язку, але в радіолокації потрібно враховувати ефект Доплера. Тому генерацію сигналу можна здійснювати описаним вище способом, а при обробці відбитого від цілі сигналу з миттєвою амплітудою A (оцифрованою) потрібно скористатись наступним способом. У відповідність '01' і '11' ставиться $-A$, а у відповідність '00' і '10' ставиться A . Ті $-A$ і A , що відповідають комбінаціям '01' і '00', направляються в один канал, а ті, які відповідають '11' і '10' – в інший. Рис. 1 ілюструє принцип подальшої обробки в каналах, де $g_{\text{нп}}$ – нерекурсивний фільтр, узгоджений до відповідної послідовності E -коду, в якій символи α і β замінені на 1 і -1 , а символи γ і δ – на нулі, $g_{\text{п}}$ – нерекурсивний фільтр, узгоджений до тієї ж послідовності E -коду, але в якій символи γ і δ замінені на 1 і -1 , а символи α і β – на нулі. Тобто ваговими коефіцієнтами трансверсального фільтра $g_{\text{нп}}$ для послідовності

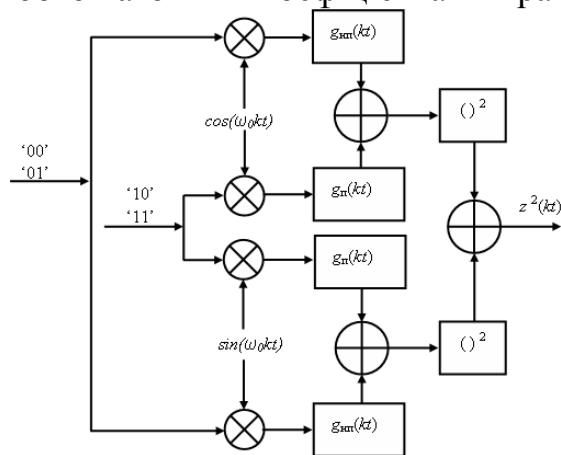


Рис. 1.

$\{e_7^3\} = \alpha, \gamma, \beta, \gamma, \beta, \delta, \beta, \gamma$, будуть 1, 0, -1, 0, -1, 0, -1, 0, а для тієї ж послідовності, але у фільтра $g_{\text{п}}$ вагові коефіцієнти будуть рівні 0, 1, 0, 1, 0, -1, 0, 1. Подальші результати отримані в середовищі *Matlab* для зображеного на рис. 1 тракту обробки послідовностей E -коду тривалістю 10 мкс і базою 256 при частоті носійної 8,8 ГГц.

Зображене на рис. 2 тіло ФН для послідовності $\{e_{179}^8\}$ свідчить, що за відсутність бічних пелюсків АКФ доводиться платити високими бічними викидами при зростанні частоти Доплера. Частотно-кореляційна функція для послідовності $\{e_{179}^8\}$, зображена на рис. 3. Перерізи тіла ФН по осі часу

для послідовності $\{e_{179}^8\}$ по рівнях 1, 0,9, 0,707 і 0,5 зображені на рис. 4, 5, 6, і 7 відповідно.

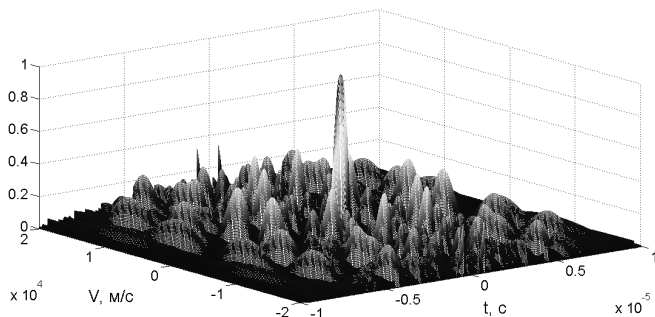


Рис. 2. ФН непарних доповнюючих Е-кодів

(-7,1 дБ) відповідно. Це означає, що зі зростанням частоти Доплера бічні пелюстки різко зростають, причому рівень їх набагато більший, ніж для *D*-кодів [5]. Але це не означає, що *D*-коди кращі, адже для їх використання в РЛС потрібна або чітка синхронізація, тобто фактично відстань до цілі повинна бути відома, що звужує коло застосувань, або випромінювання на двох ортогональних поляризаціях з малими кросполяризаційними завадами, для чого доведеться міняти антенну систему і СВЧ тракт РЛС, що затратно.

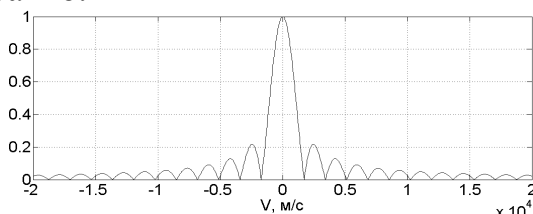


Рис. 3. ЧКФ Е-кодів

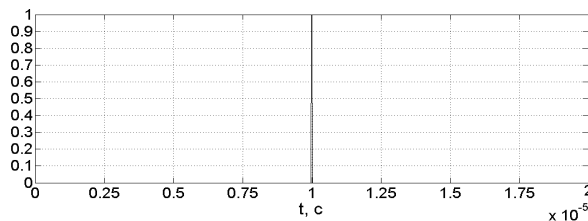


Рис. 4. Переріз тіла ФН по осі часу при $V = 0$ м/с (на рівні 1)

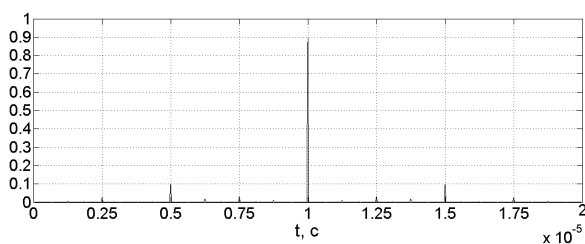


Рис. 5а. Переріз тіла ФН по осі часу при $V = 434$ м/с (на рівні 0,9)

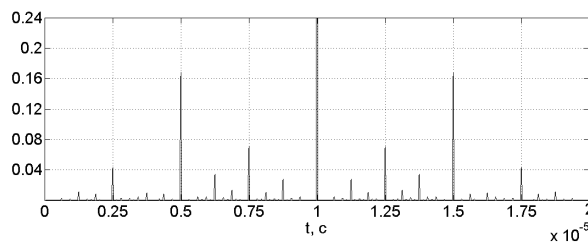


Рис. 5б. Переріз тіла ФН по осі часу при $V = 434$ м/с (на рівні 0,9, збільш. масштаб)

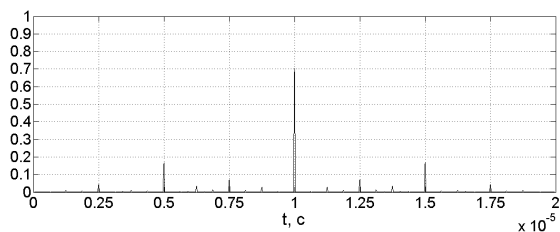


Рис. 6а. Переріз тіла ФН по осі часу при $V = 760$ м/с (на рівні 0,707)

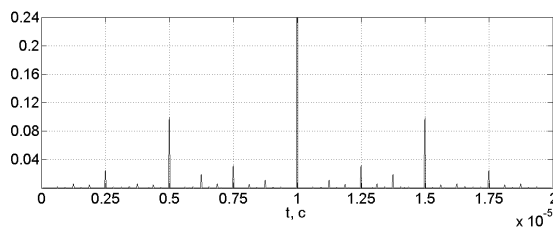


Рис. 6б. Переріз тіла ФН по осі часу при $V = 760$ м/с (на рівні 0,707, збільш.масштаб)

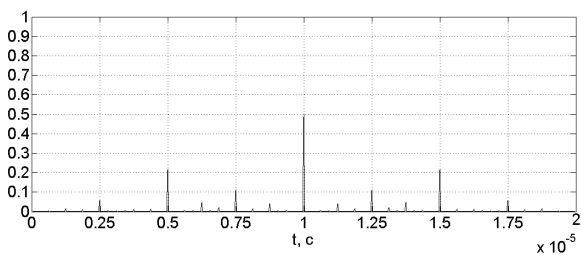


Рис. 7а. Переріз тіла ФН по осі часу при $V = 1030$ м/с (на рівні 0,5)

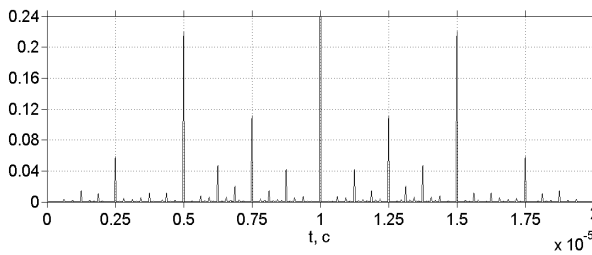


Рис. 7б. Переріз тіла ФН по осі часу при $V = 1030$ м/с (на рівні 0,5 збільш. масштаб)

На рис. 8 зображені ізокореляти ФН, або діаграми невизначеності на рівнях -1 дБ (0,9), -3 дБ (0,707), -6 дБ (0,5), тобто в області сильної кореляції.

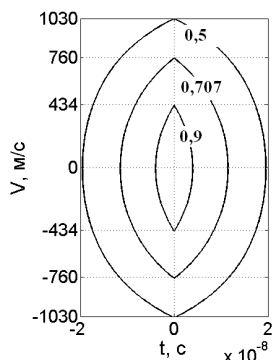


Рис. 8. Ізокореляти ФН в області сильної кореляції

Роздільна здатність по дальності ($\Delta\tau$) та по швидкості (ΔF_D) в області сильної кореляції сигналів, що формуються шляхом фазової маніпуляції по закону E-кодів Велті, приведена в таблиці 2 для рівнів -1 дБ (0,9), -3 дБ (0,707) та -6 дБ (0,5). В таблиці 1 T – тривалість послідовності, що визначається за формулою

$$T = 2^k \cdot \tau,$$

де τ – тривалість парціального імпульсу, k – порядок коду; F – ефективна ширина спектру сигнала, що визначається

за формулою $F = \frac{1}{\tau}$.

Таблиця 2

Рівні	0,9 (-1 дБ)	0,707 (-3 дБ)	0,5 (-6 дБ)
Потенційна роздільна здатність по дальності $\Delta\tau$	$0,205 \frac{1}{F}$	$0,589 \frac{1}{F}$	$1,014 \frac{1}{F}$
Потенційна роздільна здатність по швидкості ΔF_D	$0,509 \frac{1}{T}$	$0,891 \frac{1}{T}$	$1,225 \frac{1}{T}$

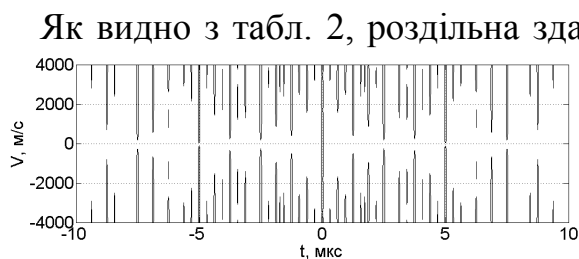


Рис. 9. Ізокореляти ФН в області слабкої кореляції

Як видно з табл. 2, роздільна здатність E -кодів аналогічна роздільній здатності D -кодів [5]. Ізокореляти ФН E -кодів в області слабкої кореляції, зображені на рис. 9, побудовано для рівня 0,01 (-40 дБ). Головна перевага E -кодів перед бінарними полягає в тому, що в АКФ E -кодів відсутні бічні пелюстки, а для їх застосування не потрібно знати час приходу сигналу. E -коди, як і коди Голея, можуть бути використані в радіолокації для виявлення цілі з низьким значенням ефективної поверхні розсіювання (ЕПР) у випадку присутності близько розташованої цілі з високим значенням ЕПР, але дана задача вирішується лише для цілей з малими швидкостями, про що свідчить ФН E -кодів. Перевага E -кодів перед бінарними доповнюючими послідовностями – не потрібно дві послідовності, достатньо однієї, тобто кількість послідовностей збільшується в 2 рази.

Література

1. Welti G. R. Quaternary Codes for Pulsed Radar. IRE Transaction, Information Theory, vol IT-6, 1960 № 3, p. 400-408
2. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. - М. «Советское радио», 1970.
3. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М. Радио и связь, 1985.
4. Мрачковський О.Д., Бичков В.Є., Турко С.І. Кореляційні властивості D -кодів Велті. Вісник НТУУ «КПІ» Серія – Радіотехніка. Радіо апаратобудування 2010, № 40.
5. Мрачковський О.Д., Бичков В.Є., Турко С.І. Дослідження функції невизначеності D -кодів Велті, Вісник НТУУ «КПІ» Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування 2010, № 40.
6. Бычков В. Е., Мрачковский О. Д., Правда В. И. Особенности применения кодов Голея в радиолокации. // Радиоэлектроника, 2008, № 4.

Мрачковський О.Д., Бичков В.Є., Турко С.І. Особливості застосування E -кодів Велті в радіолокації. Розглянута функція невизначеності сигналів, що формуються шляхом фазової маніпуляції по закону E -кодів Велті. Показані особливості застосування сигналів даного типу в радіолокації. Представлена структурна схема кореляційного тракту виявлення сигналу даного типу.

Ключові слова: функція невизначеності, кодові послідовності, фазова маніпуляція, кореляційні функції, E -коди Велті.

Мрачковский О.Д., Бычков В.Е., Турко С.И. Особенности применения E -кодов Велти в радиолокации. Рассмотрена функция неопределённости сигналов, которые формируются путём фазовой манипуляции по закону E -кодов Велти. Показаны особенности применения сигналов даного типа в радиолокации. Представлена структурная схема корреляционного тракта обнаружения данного типа сигнала.

Ключевые слова: функция неопределённости, кодовые последовательности, фазовая манипуляция, корреляционные функции, E -коды Велти.

Mrachkovsky O.D. Bychkov V.E. Turko S.I. Features of application of E -codes of Welti for radar systems. The ambiguity function of quaternary phase E -codes of Welti is considered. Features of application this signals for radar systems are showed. The detector of the signals of this type is presented

Key words: ambiguity function, codes sequences, phase shifting, correlation functions, E -codes of Welti.