

УДК 621.391.26

В.А. Таршин, В.А. Васильєв, О.Л. Кузнецов, І.В. Злигостєв

Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба

РОЗШИРЕННЯ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ МОЖЛИВОСТЕЙ РЛС ШЛЯХОМ ЗАСТОСУВАННЯ СИГНАЛІВ З ПСЕВДОХАОТИЧНОЮ ЧАСТОТНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

На основі аналізу систем сигналів з псевдохаотичною внутрішньо імпульсною частотною модуляцією розглядаються можливості підвищення завадозахищеності радіолокаційних систем та розширення їх функціональних можливостей.

системи сигналів з псевдохаотичною внутрішньо імпульсною частотною модуляцією

Вступ

Постановка проблеми. Значне розширення класів задач, що вирішуються радіолокаційними системами, застосування багатоадресних систем, висока щільність завантаження радіочастотного діапазону привели до необхідності синтезу та аналізу структур складних сигналів.

При розробці сучасних та удосконаленні існуючих зразків радіолокаційного озброєння необхідно достатньо велику увагу приділяти приховуванню інформації, яка може закладатися у радіолокаційні сигнали та захисту РЛС від впливу імітувальних завод. Вказані класи задач передбачають використання систем сигналів, структура яких не повторюється у сусідніх періодах зондування. В цьому випадку захист від завод досягається ускладненням розвідки радіолокаційного сигналу.

Вибір системи сигналів цілком визначається призначенням радіолокаційної станції, особливістю її функціонування та передбачає проведення порівняльного аналізу існуючих систем сигналів.

Аналіз літератури. У багаточисельній літературі показано, що з багатьох точок зору добрі результати можуть бути отримані з використанням фазової (ФМ) псевдохаотичної модуляції (маніпуляції) імпульсних та безперервних сигналів [1 – 4].

Серед ФМ сигналів найбільше розповсюдження знайшли сигнали отримані шляхом маніпуляції фази за бінарною псевдовипадковою послідовністю [1 – 3]. У цьому випадку ФМ сигнал являє послідовність зімкнутих між собою радіоімпульсів, початкова фаза кожного з яких приймає значення 0 або π , у залежності від кодової послідовності.

При частотній модуляції сигналів найчастіше використовується лінійний закон зміни частоти (лінійно-частотно-модульовані сигнали). Такі сигнали широко застосовуються у радіолокаційних системах різного призначення [7].

Показано, що ФМ та ЛЧМ відносяться до сигналів великої бази ($n \gg 1$) і забезпечують необхідні роздільні здатності за дальністю та радіальною швидкістю [5 – 7].

Між іншим, можуть викликати зацікавленість

сигнали, які отримують шляхом маніпуляції частоти за законом деякої числової (багаторівневої) псевдохаотичної послідовності при незмінних амплітуді та величині квантування за частотою та часом. Такі сигнали часто називають частотноманіпульованими (ЧМ) шумоподібними сигналами [4]. На теперішній час використання ЧМ сигналів у системах зв'язку надає можливість забезпечити надійну інформаційну взаємодію.

Для оптимального вибору виду та параметрів модуляції необхідно провести порівняльний аналіз основних властивостей систем сигналів з псевдохаотичними законами модуляції фази та частоти, обґрунтувати вибір сигналів здатних підвищити завадозахищеність та інформативність радіотехнічних систем.

Мета статті. Метою статті є проведення аналізу систем сигналів з псевдохаотичною внутрішньо-імпульсною модуляцією для підвищення завадозахищеності радіолокаційних систем та розширення їх функціональних можливостей.

Основний матеріал

Системи сигналів найчастіше класифікують за характером зміни сигналів у часі. Вони поділяються на модульовані (з безперервною зміною параметрів) та маніпульовані (з дискретною зміною параметрів).

Частотноманіпульований сигнал являє сукупність зімкнутих між собою радіоімпульсів, носійна частота яких змінюється скачкоподібно за законом деякої періодичної багаторівневої числової послідовності, при незмінних амплітуді, та періоді квантування за частотою і часом [4]. Такий сигнал з урахуванням псевдохаотичного закону модуляції описується виразом

$$u(t) = \begin{cases} U_0 \sum_{i=1}^n [l(t - t_{i-1}) - l(t - t_i)] \times \\ \times \cos \left\{ 2\pi f_0 t + \varphi_0 + \Delta f_0 \left[\sum_{k=1}^{i-1} N_k \tau_0 + \right. \right. \\ \left. \left. + N_i (t - t_{i-1}) \right] \right\}, \text{ при } 0 \leq t \leq \tau_i; \\ 0, \text{ при інших } t, \end{cases} \quad (1)$$

де U_0, f_0, φ_0 – амплітуда, носійна частота, початкова фаза сигналу; τ_0 – тривалість парціального імпульсу (крок квантування у часі); Δf_0 – крок квантування за частотою; $N_k, \Delta f_0$ – рівні квантування за частотою; $N_i(t - t_{i-1})$ – функція, що визначає закон модуляції частоти; $l(t - t_{i-1})$ – одинична функція; $t_i = i\tau_0$ – моменти переключення частоти.

З виразу (1) визначається комплексна амплітуда сигналу, часовий запис якої має вигляд

$$\begin{aligned} \dot{U}(t) = U_0 \sum_{i=1}^n [l(t - t_{i-1}) - l(t - t_i)] \times \\ \times \exp \left[j\Delta f_0 \left\{ \sum_{k=1}^{i-1} N_k \tau_0 + N_i(t - t_{i-1}) \right\} \right]. \end{aligned} \quad (2)$$

Вигляд функції $N_i(t - t_{i-1})$ обирається таким чином, щоб забезпечити рівномірний розподіл спектральних складових сигналу у всій смузі частот з одного боку та збереження роздільних здатностей близьких до тих, що забезпечує лінійно-частотно-модульований сигнал, з іншого. Застосування частотної маніпуляції у порівнянні з частотною модуляцією (наприклад, ЛЧМ) дозволяє деяким чином спростити технічну реалізацію пристроїв генерування та обробки сигналів (рис. 1). Спектр псевдохаотичного сигналу практично не відрізняється від спектра лінійно-частотно-модульованого сигналу за шириною і визначається співвідношенням $\Pi \approx n\Delta f_0$ [1 – 4].

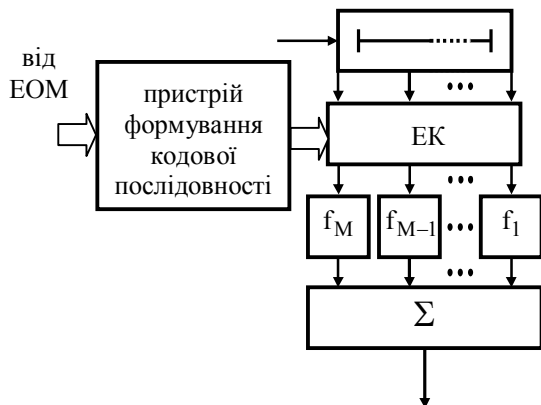


Рис. 1. Фільтр узгоджений з ЧМ сигналом

Вибір закону модуляції частоти здійснюється з використанням числових полів Галуа [5]. Серед найбільш відомих законів модуляції частоти виділяють закони Костаса-Велча та Костаса-Голомба [5]. Загальна кількість кодових послідовностей Костаса-Велча з урахуванням припустимих переборів складає $n\chi(n)$, де $\chi(n)$ – функція Ейлера [4]. Для кодових послідовностей Костаса-Голомба кількість кодових послідовностей складає $\chi^2(n)$ [6].

У результаті узгодженої обробки частотно-маніпульованих сигналів забезпечується часове стиснення сигналу у

$$K_{cm} = \tau_i \Pi = n\tau_0 \Delta f_0 n = n^2 \quad (3)$$

Для формування та узгодженої фільтрації ЧМ сигналів необхідно у схемі (рис. 1) передбачити електронний комутатор (ЕК). З метою зміни послідовності підключення фільтрів до виходів лінії затримки до схеми включено пристрій формування кодової послідовності, управління роботою якого здійснюється може здійснюватися через електронну обчислювальну машину (ЕОМ).

ЧМ сигнали дозволяють обирати розрядність коду в залежності від вимог до часового розділення сигналів та об'єму інформації, яку необхідно передати сигналом. Таким чином, n -розрядне квантування сигналу за частотою дає можливість отримати велику кількість кодових послідовностей і тим самим забезпечити високу інформативність та завадозахисність радіотехнічних систем.

Особливо цікавим є те, що для отримання сигналу з базою n треба використовувати \sqrt{n} -елементний сигнал.

Дискретні складені частотні сигнали (ДСЧ) являють собою сигнали, у яких кожен дискретний імпульс є фазоманіпульованим або частотноманіпульованим [1]. ЧМ сигнали з фазовою маніпуляцією парціальних імпульсів послідовністю розміром n_0 забезпечують коефіцієнт стиснення

$$K_{ct} = n_0 n^2. \quad (4)$$

Додаткова частотна маніпуляція парціальних імпульсів ЧМ сигналів послідовністю розміром n_0 дозволяє отримати

$$K_{ct} = n_0^2 n^2. \quad (5)$$

Комбінація різних методів модуляції сигналів призводить до збільшення коефіцієнта стиснення при достатньо обмеженій тривалості кодових послідовностей, однак не знімається питання складності формування та обробки таких сигналів. Особливості розділення ЧМ сигналів можуть бути з'ясовані шляхом аналізу функцій невизначеності. Як вказано у [4] у ході аналізу основних перетинів функції невизначеності (ФН) $(\rho(\tau, 0), \rho(0, F))$ при малих значеннях часового розузгодження τ вигляд $\rho(\tau, 0)$ визначається функцією

$$\rho(\tau, 0) = \left| \frac{\sin[n\pi\Delta f_0 \tau]}{n\pi\Delta f_0 \tau} \right|, \quad (6)$$

яка швидко затухає зі збільшенням τ .

Вертикальний перетин ФН ЧМ сигналу $\rho(\tau, 0)$ наведений на рис. 2. ФН має гострий пік, форма якого співпадає з вихідним ефектом узгодженого фільтра при відсутності розстройки за частотою, а ширина у площині $F = 0$ на рівні 0,64 складає $\Delta\tau = 1/\Delta f$.

При використанні ЧМ сигналів з псевдохаотичним законом модуляції частоти може бути значно

зменшена притаманна сигналам з регулярним законом зміни частоти швидкісна помилка вимірювання дальності [7]. При використанні ЧМ сигналів така помилка не перевищує тривалості парціального імпульсу τ_0 .

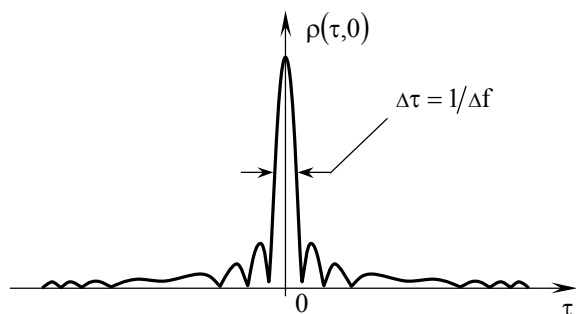


Рис. 2. Перетин ФН ЧМ сигналу площиною $F = 0$

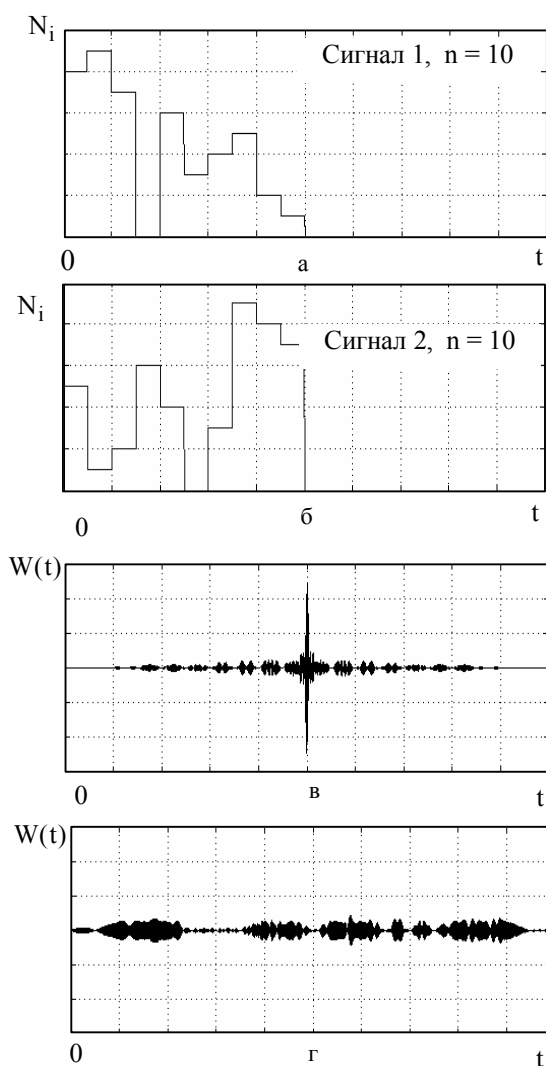


Рис. 3. Закони модуляції частоти сигналів (а, б) та відповідні вихідні та ефекти фільтра (в, г) узгодженого з цими сигналами

ЧМ сигнали забезпечують також достатньо малий рівень взаємної кореляційної функції (ВКФ). Це ілюструється вихідним ефектом фільтра, узгодженого

з десятиелементним дискретним ЧМ сигналом (рис. 3,з), настроєного на очікуваний сигнал 1 з кодом модуляції наведеним на рис. 3,а при прийомі сигналу 2 з кодом вказаним на рис. 3,б. Максимальне значення ВКФ визначається положенням парціальних імпульсів однакової частоти у сусідніх періодах зондування. При відсутності співпадіння кодових послідовностей у сусідніх періодах зондування рівень ВКФ практично не перевищує рівня бокових залишків ФН, який складає приблизно 20% і не залежить від вигляду та тривалості кодової послідовності [4].

Тобто при розвідці сигналу та постановці імітувальних завод рівень завади на виході узгодженого фільтра порівняний з боковими пелюстками корисного сигналу.

Застосування дискретних ЧМ сигналів дозволяє в залежності від обстановки обирати тривалість зондувальних сигналів, у одних випадках збільшуючи її та дальність дії радіолокаційних систем, у інших випадках зменшуючи при спостереженні за близько розташованими цілями. Адаптивний підхід до вибору тривалості сигналів не передбачає зміни структури узгодженого фільтра, при цьому до виходів лінії затримки підключаються тільки ті фільтри які визначені кодом зондувального сигналу.

Висновки

Використання дискретних ЧМ сигналів, у порівнянні з бінарно кодovаними ФМ сигналами забезпечує найкраще стиснення сигналів у результаті узгодженої обробки, і тим самим потенційно кращу точність та завадозахищеність.

Список літератури

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 456 с.
2. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. – М.: Сов. радио, 1978. – 344 с.
3. Тузов Г.И. Статистическая теория приема сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1977. – 400 с.
4. Глазов Б.И. Спектры и корреляционные функции частотоманипулированных шумоподобных сигналов // Радиотехника. – 1970. – Т. 25, № 9. – С. 23-28.
5. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: Справочник / Я.Д. Ширман, Ю.И. Лосев и др.; Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: МАКВИС, 1998. – 828 с.
6. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
7. Багдасарян С.Т., Кулявець Ю.В., Шипіцин С.І. Радіолокаційна системотехніка. – Х.: ХВУ, 2002. – 244 с.

Надійшла до редколегії 19.12.2006

Рецензент: д-р техн. наук, проф. І.І. Обод, Національний технічний університет «ХПІ», Харків