

**Б.В. БАКУМЕНКО**, ХУПС (м. Харків),

**І.І. ОБОД**, д-р техн. наук, НТУ "ХПІ" (м. Харків),

**В.А. ТАРШИН**, канд. техн. наук, ХУПС (м. Харків)

## ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ СИСТЕМ СИГНАЛІВ НА БАЗІ ФАЗОВОЇ ТА ЧАСТОТНОЇ МАНІПУЛЯЦІЇ

Наведено порівняльний аналіз систем сигналів, які реалізуються на базі псевдохаотичних послідовностей.

The comparative analysis over of the systems of the signals realized on the base of chaotic sequences is brought.

**Постановка проблеми.** Принцип побудови, принцип обслуговування сигналів запиту та сигнали, які використовуються у існуючих запитувальних радіотехнічних системах (РТС) визначили відсутність завадозахищеності подібних систем [1 – 2]. У [2] показано, що методами спадкоємного переходу до завадозахищених запитувальних РТС є реалізація беззапитних та адресних систем, у якості адресу яких використовуються координати відповідача. Ця обставина потребує розгляду систем сигналів (СС), які можуть бути використані у системах, які розглядаються.

**Аналіз літератури.** Значне розширення класів задач, що вирішуються радіотехнічними системами, потрібність у застосуванні багатоадресних систем потребують використання СС. У багаточисельній літературі показано, що з багатьох точок зору СС можуть бути отримані з використанням частотної та фазової маніпуляції [3 – 7].

З іншого боку, для приховування структури інформації, що закладається у сигнали радіотехнічних систем необхідно використовувати СС, структура яких не повторюється. Серед ФМ сигналів найбільше розповсюдження знайшли сигнали отримані шляхом маніпуляції фази за бінарною псевдовипадковою послідовністю [3 – 5]. У великій сукупності можливих послідовностей модуляції фази виділяють клас кодів, які забезпечують мінімальний рівень бокових залишків часо-частотної функції невизначеності (ФН). Цій вимозі задовольняють М-послідовності. У літературі показано, що такі сигнали дають можливість формування великої кількості ортогональних сигналів практично будь-якої тривалості та бази [4]. Серед інших сигналів, що можуть викликати зацікавленість, є 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 сигналами (ЧМС) [6].

**Мета статті.** Обґрунтування вибору систем сигналів для використання у завадозахищених запитувальних РТС.

**Основна частина.** Обґрунтування вибору СС проведено на прикладі сигналу, тривалість якого складає  $\tau_i = 1 - 2$  мс, а ширина спектра  $\Pi = 8$  МГц.

ЧМС являє сукупність зімкнутих між собою радіоімпульсів, який з урахуванням псевдохаотичного закону модуляції описується виразом

$$u(t) = U_0 \sum_{i=1}^L [1(t-t_{i-1}) - 1(t-t_i)] \cos \left[ 2\pi f_0 t + \varphi_0 + \sum_{k=1}^{i-1} N_k \Delta f_0 \tau_0 + N_i \Delta f_0 (t-t_{i-1}) \right], \quad (1)$$

де  $U_0, f_0, \varphi_0$  – амплітуда, несуча частота, початкова фаза сигналу;  $\tau_0$  – тривалість парціального імпульсу (крок квантування у часі);  $\Delta f_0$  – крок квантування за частотою;  $N_k \Delta f$  – рівні квантування за частотою;  $1(t-t_{i-1})$  – одинична функція;  $t_i = i\tau_0$  – моменти переключення частоти.

Спектр сигналу практично не відрізняється від спектра лінійно-частотно-модульованого сигналу і визначається співвідношенням  $\Pi \approx L\Delta f_0$ .

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

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

Нормована часо-частотна функція невизначеності (ФН) визначається виразом

$$\rho(\tau, F) = \frac{1}{2E} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(s) \dot{U}^*(s-\tau) e^{j2\pi F s} ds \right|, \quad (3)$$

де  $E$  – енергія сигналу. Кінцевий вираз (3) з урахуванням (2) наведено у [5].

Як вказано у [6] у ході аналізу основних перетинів ФН ( $\rho(\tau, 0), \rho(0, F)$ ) при малих значеннях часової невизначеності  $\tau$  вигляд  $\rho(\tau, 0)$  визначається функцією

$$\rho(\tau, 0) = \left| \frac{\sin[L\pi\Delta f_0\tau]}{L\pi\Delta f_0\tau} \right|, \quad (4)$$

яка швидко затухає зі збільшенням  $\tau$ . Вертикальний перетин ФН ЧМС  $\rho(\tau, 0)$  наведений на рис. 1. ФН має гострий пік, ширина якого у площині  $F = 0$  на рівні 0,64 складає  $\Delta\tau = 1/\Delta f$ . Кількість парціальних імпульсів ЧМ сигналу (розрядність коду) визначається за умови  $L = \Pi / \Delta f_0$ .

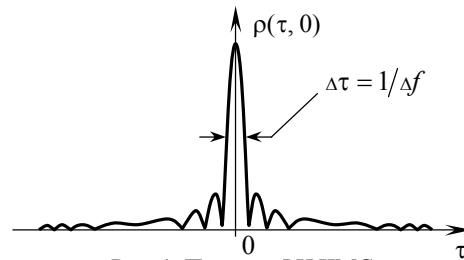


Рис. 1. Перетин ФН ЧМС

При застосуванні  $L$ -розрядного коду на виході пристрою узгодженої обробки забезпечується часове стиснення вхідного сигналу у  $L^2$  разів. Такі сигнали дозволяють обирати розрядність коду в залежності від вимог до часового розділення сигналів та об'єму інформації, яку необхідно передати сигналом.  $L$ -розрядне квантування сигналу за частотою дає можливість отримати велику кількість кодових послідовностей. Цім забезпечується високу інформативність та перешкодозахищеність інформаційних систем. У той же час на основі аналізу властивостей часочастотних ФН [6] та виразу (4) до недоліків застосування ЧМ сигналів можна віднести: достатньо великий рівень бокових залишків, який для функції (4) складає приблизно 20% і не залежить від вигляду та тривалості кодової послідовності; при узгодженій обробці сигналу необхідно передбачити окремі частотні канали для кожного з парціальних імпульсів, кількість яких складає  $L$ , а також швидкодіючий електронний комутатор для підключення цих каналів у відповідності до використаного коду модуляції. Збільшення розрядності коду модуляції приводить до збільшення кількості частотних каналів. Сказане вище суттєво позначається на можливості технічної реалізації пристроїв формування та обробки сигналів маніпульованих за частотою псевдохаотичною дискретною послідовністю.

При використанні ФМ сигналів для зазначених вище тривалості та ширини спектра сигналів їх база складає  $n = 8000 - 16000$ . Період бінарної ( $p = 2$ ) кодової послідовності  $l$  визначається кількістю комбінацій цифр на  $m$  позиціях і складає

$$l = p^m - 1 = 2^m - 1. \quad (5)$$

Для  $m = 13$  максимальний період кодової послідовності складає  $l = 8191$ . Саме сигнал, модульований такою послідовністю і проаналізуємо у подальшому.

Серед усієї сукупності можливих варіантів кодових послідовностей ФМ сигналів виділяють клас  $M$ -послідовностей, для яких забезпечується мінімальний рівень бокових залишків [3]. Оскільки значення обраного періоду  $l$  є простим числом, то кількість варіантів  $M$ -послідовностей

$$x = (l - 1) / m = (8191 - 1) / 13 = 630. \quad (6)$$

Нормована функція невизначеності ФМ радіоімпульсу має вигляд [3]

$$\rho(\tau, F) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{\mu=0}^{n-1} \sum_{\nu=0}^{n-1} q_{\mu} q_{\nu} U_0(s - \mu\tau_0) U_0(s - \nu\tau_0 - \tau) e^{j2\pi F s} ds \right| / 2E, \quad (7)$$

де  $q_{\mu}$  – визначає початкову фазу  $\mu$ -го парціального радіоімпульсу, тобто приймає значення 1 або  $-1$ . Для одного з варіантів  $M$ -послідовності на рис. 2. наведений перетин ФР площиною  $F = 0$ . З рис. 2. видно, що ФН має гострий пік, тривалість якого визначається тривалістю парціального імпульсу  $\Delta\tau = \tau_i / l = \tau_0$ . При цьому рівень

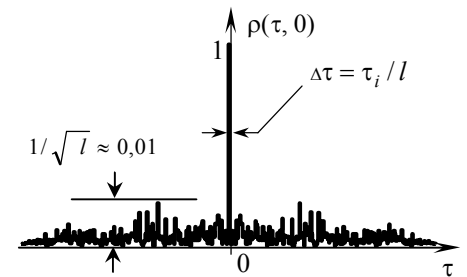


Рис. 2. Перетин ФН ФМ сигналу площиною

бокових залишків для кодової послідовності складає  $l = 8191$  складає  $1/\sqrt{l} \approx 0,01$ . Узгоджена фільтрація фазоманіпульованого сигналу з відомою частотою передбачає наявність лише одного частотного каналу.

**Висновки.** Таким чином, порівняльний аналіз показав, що при створенні систем сигналів для завадозахищених запитувальних РТС перевагу необхідно віддати сигналам з дискретною псевдохаотичною фазовою маніпуляцією.

**Список літератури:** 1. Комплексне інформаційне забезпечення систем управління польотами авіації та протиповітряної оборони // В.В. Ткачев, Ю.Г. Даник, С.А. Жуков, І.І. Обод, І.О. Романенко. – К.: МОУ, 2004. – 342 с. 2. Бакуменко В.В., Обод І.І. Завадозахищеність запитувальних радіотехнічних систем // Системи озброєння і військова техніка. – Х.: ХУПС, 2006. – № 2. – С. 26–28. 3. Варакин Л.Е. Системи зв'язи з шумоподобними сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. 4. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. – М.: Сов. радио, 1978. – 253 с. 5. Тузов Г.И. Статистическая теория приема сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1977. – 345 с. 6. Глазов Б.И. Спектры и корреляционные функции частотноманипулированных шумоподобных сигналов // Радиотехника, 1970. – № 9. – С. 55–59. 7. Глазов Б.И., Котенко Л.П., Мерзлякин Б.С. Анализ спектральных и корреляционных свойств  $L$ -ичных дискретных ЧМ сигналов // Радиотехника, 1979. – № 3. – С. 43–51.

Поступила в редакцию 01.10.2006