

$$T_1' = \frac{s_1(1+b) - m - \sqrt{[s_1(1-b) + m]^2 - 4\sigma^2}}{2} = 17,85 \text{ год.},$$

$$T_2' = \frac{s_1(1+b) - m + \sqrt{[s_1(1-b) + m]^2 - 4\sigma^2}}{2} = 79,74 \text{ год.}$$

Знайдемо найменше значення  $r_3(T)$  на даному інтервалі. Воно буде рівним  $r_3(63) = 0,0042$  при  $T = 63$  год. Таким чином, оптимальне значення періоду проведення ТО дорівнює  $T = 63$  год.

**Висновок.** Таким чином, отримані розрахункові співвідношення та методика визначення оптимальних значень періодичності проведення технічного обслуговування системи з часовим резервуванням при відомих початкових моментах функції розподілу напрацювання до відмови. Приведено приклад практичного застосування даної методики для знаходження умов існування оптимального періоду проведення технічного обслуговування визначення його величини.

### Література

1. Стойкова Л.С. Точные верхние границы вероятности отказа системы в интервале времени при неполной информации о функции распределения / Л.С. Стойкова // Кибернетика и системный анализ. – 2004. – № 5. – С. 72–83.
2. Креденцер Б.П. Оптимізація періодичності контролю технічного стану пристроїв військового призначення за відсутністю самостійного прояву відмов / Б.П. Креденцер, О.П. Волох, В.І. Кривцун // Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка. – К., 2006. – № 2. – С. 77–82.
3. Технічне обслуговування систем з почасовою надмірністю : навч. посібник / [Креденцер Б.П., Ленков С.В., Міночкін А.І., Могилевич Д.І., Резніков М.І.]. – К. : ВІТІ НТУУ «КПІ», 2009. – 172 с.

Надійшла 15.11.2012 р.

Рецензент: д.т.н. Шинкарук О.М.

УДК 621.391

Т.Г. ГУРСЬКИЙ, О.Г. ЖУК, С.О. КЛІМОВИЧ

Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації  
Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут"

## НАПРЯМКИ ЗАСТОСУВАННЯ ПСЕВДОВИПАДКОВИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ В РАДІОМЕРЕЖАХ СПЕЦІАЛЬНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ

*В статті розглядаються основні напрямки застосування псевдовипадкових послідовностей (ПВП). Проведено аналіз основних параметрів ПВП та сформульовано вимоги до ПВП в радіомережах спеціального призначення з множинним доступом на основі кодового розподілу каналів.*

*Ключові слова: псевдовипадкова послідовність, широкополосні сигнали, кодовий розподіл каналів.*

*The main directions of applying of pseudorandom sequences (PRS) are considered in the article. The analysis of main parameters of PRS is performed; the requirements for PRS in the radio sets of special purpose based on code division multiple access are formulated.*

*Keywords: pseudo-random sequence, broadband signals, code distribution channels.*

**Вступ.** В сучасних телекомунікаційних системах як загального, так і спеціального призначення, широко застосовуються псевдовипадкові послідовності (ПВП). В першу чергу, інтерес до ПВП у сфері телекомунікацій пов'язаний з тим, що вони лежать в основі формування широкополосних (шумоподібних) сигналів (ШСС) [1].

Системи радіозв'язку, в яких застосовуються сигнали з розширенням спектру, мають цілий ряд переваг, основними з яких є [1–4]:

можливість перекриття їх спектру зі спектрами сигналів інших систем без помітного зниження їх якості роботи, тобто висока електромагнітна сумісність з іншими системами;

висока завадозахищеність в умовах дії навмисних завад;

висока стійкість до частотно-селективних завмирань, що виникають внаслідок багатопроменевого розповсюдження сигналу, що особливо актуально для зв'язку в умовах міста;

підвищена прихованість й конфіденційність передачі інформації.

Відносна відкритість технологій розширення спектру не зменшує їх привабливості для телекомунікаційних систем спеціального призначення, основними напрямками застосування ПВП у яких є [1, 2, 5–9]:

1) пряме розширення спектру сигналу з метою підвищення завадозахищеності;

2) забезпечення множинного доступу (МД) в радіомережах з кодовим розподілом каналів (КРК);

3) формування закону перестроювання частоти в радіомережах з псевдовипадковим перестроюванням робочої частоти (ППРЧ);

4) криптографічний захист інформації шляхом реалізації методу гамування.

**Постановка завдання.** Метою статті є аналіз варіантів застосування ПВП у радіомережах спеціального призначення та визначення напрямків подальших досліджень.

**Виклад основного матеріалу статті**

Розглянемо основні напрямки застосування ПВП.

**Пряме розширення спектра сигналу (ПРС)** [1, 3, 4]. Принцип ПРС (рис. 1) полягає у перемноженні символів інформаційного сигналу  $c(t)$  тривалістю  $\tau_i$  з символами ПВП  $a_{\text{ПВП}}(t)$  тривалістю  $\tau_0$ . Отриманий сигнал  $c'(t)$  модулюється по частоті або фазі, в результаті чого отримуються сигнали  $A_{\text{ЧМ-ШСС}}(t)$  або  $A_{\text{ФМ-ШСС}}(t)$ . На рис. 2а показано вигляд спектрів первинного сигналу  $c(t)$  з шириною  $\Delta f_c$ , на рис. 2б – спектр ШСС з шириною  $\Delta f_c$ . На рис. 2  $G(f)$  – спектральна щільність потужності (СЩП) сигналу;  $G_0$  – СЩП шуму;  $W_c$  – основа сигналу (яку часто в літературі називають базою), що показує в скільки разів розширюється спектр сигналу:

$$W_c = \Delta f_c \tau_i = \tau_i / \tau_0$$

На прийомі відбувається зворотне перетворення: сигнал  $c'(t)$  перемножується з такою ж ПВП, яка використовувалась на передачі –  $a_{\text{ПВП}}(t)$ , в результаті чого відбувається так звана „згортка” сигналу. При цьому СЩП ШСС  $G(f)$  на вході приймача може бути навіть меншою за СЩП шуму  $G_0$  (тому ШСС володіють високою прихованістю від радіо- та радіотехнічної розвідки, звідси й інша назва широкосмугових сигналів – шумоподібні).

Висока завадозахищеність ШСС відносно вузькосмугових завад пояснюється їх „розмиванням” в широкій смузі при перемноженні на ПВП у приймачі – СЩП завади зменшується у  $W_c$  разів. Створити ж потужну широкосмугову заваду, здатну подавити роботу радіоліній з розширеним спектром, не знаючи закон формування ПВП, для засобів радіоелектронного подавлення представляє собою складну технічну задачу внаслідок необхідності використання великих потужностей передавачів, і, як наслідок, проблеми забезпечення електромагнітної сумісності зі своїми радіоелектронними засобами.

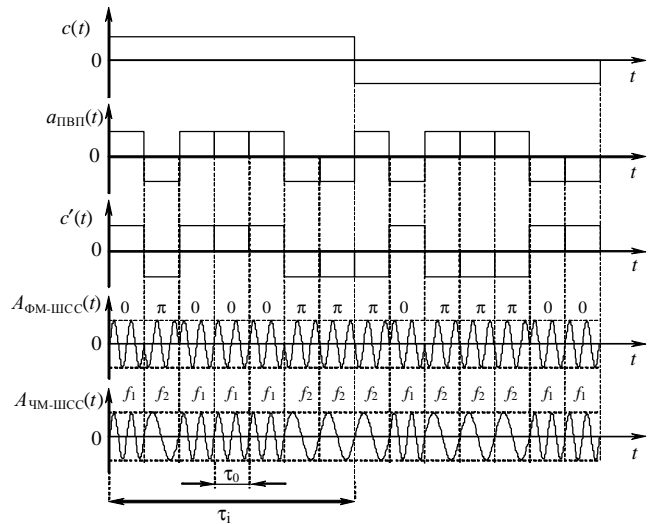


Рис. 1. Формування сигналу з розширеним спектром

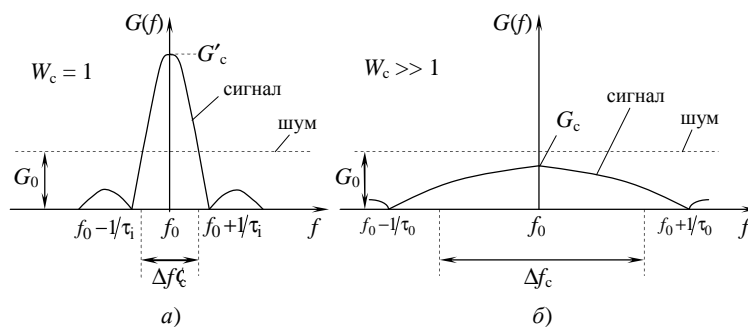


Рис. 2. Спектри вузькосмугового (а) та широкосмугового (б) ФМ-сигналів

**Забезпечення множинного доступу в радіомережах з кодовим розподілом каналів** [2, 11, 12]. МД з КРК заснований на тому, що кожному абоненту мережі присвоюється своя унікальна (сигнатурна) ПВП. Очевидно, що ПВП повинні максимально відрізнитися одна від одної для зменшення рівня взаємних завад.

МД з КРК використовується у мережах стільникового зв'язку стандартів на основі CDMA (code division multiple access): IS-95 (cdma one), cdma 2000, UMTS.

В IS-95 особливістю каналу від базової станції (БС) до мобільної станції (МС) (прямого каналу) є одночасна передача групового сигналу, що представляє собою накладені одна на одну 55 інформаційних та 9 службових (синхроканал, пілотний канал, канали виклику) сигналів, утворених перемноженням первинних сигналів на ортогональні між собою функції Уолша (всього 64 функції). Принцип формування групового сигналу пояснюється на рис. 3.

При прийманні МС перемножуючи груповий сигнал на відповідну функцію Уолша отримує свій інформаційний сигнал (рис. 4).

Крім функцій Уолша в прямому каналі використовуються коротка та довга ПВП. Коротка формується з двох  $M$ -последовностей, що генеруються у двох 15-розрядних лінійних рекурентних регістрах зсуву (ЛРРЗ), які використовуються в синфазній і квадратурній гілках модулятора БС. Кожній БС призначається своя коротка ПВП за рахунок відмінних часових зсувів, що дає змогу відрізняти БС одна від одної. Довга ПВП формується на основі  $M$ -последовності, що генерується 42-розрядним ЛРРЗ. Різні, специфічні для кожного користувача часові зсуви для кожного коду використовуються в прямому каналі для скремблювання потоку даних, а в зворотному – для забезпечення кодового розділення сигналів та захисту даних, що передаються. При цьому необхідно унеможливити одночасний прихід сигналів від двох абонентів в межах одного стільника з різними часовими затримками так, що вони співпадуть один з одним.

В зворотному каналі ситуація ускладнюється асинхронним режимом роботи. Тому тут розділення сигналів у приймачі БС можливе за рахунок різних ПВП, що призначаються кожному користувачу.

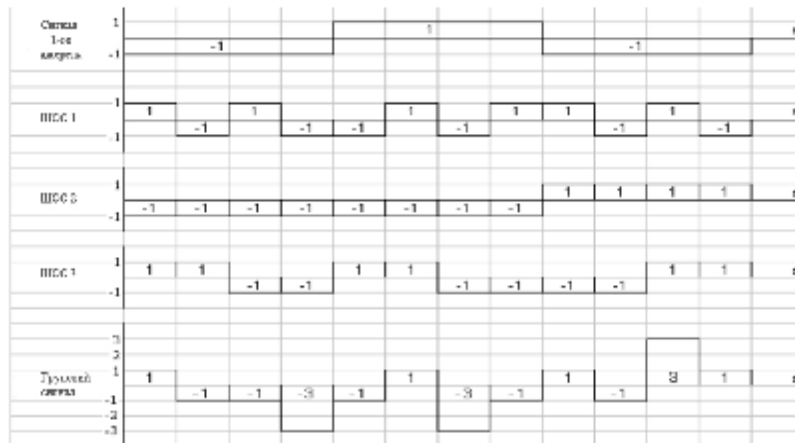


Рис. 3. Принцип формування групового сигналу в системі з КРК

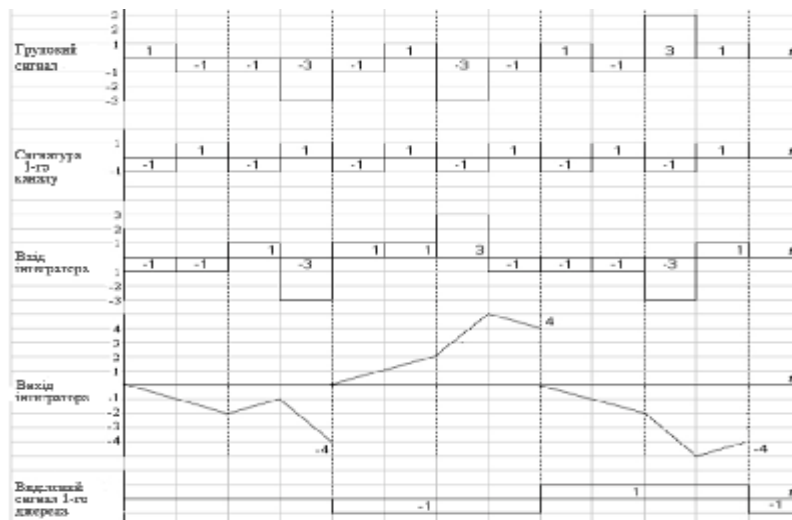


Рис. 4. Виділення сигналу першого джерела в системі з КРК

Технічна швидкість передачі в стандарті складає 1,2288 Мчп/сек (чіпом називають один біт розширювальної послідовності), що відповідає ширині смуги каналу 1,25 МГц.

Стандарт *cdma* 2000 передбачає сумісність з *cdma one* і орієнтований на забезпечення швидкості порядку 2 Мбіт/с мобільному абоненту, що асоціюється з концепцією 3G [2]. Прямий канал *cdma* 2000 втричі перевищує ширину IS-95, займаючи загальну смугу близько 3,75 МГц, при цьому в кожній із смуг по 1,25 МГц використовуються методи розширення спектра і модуляції подібні до IS-95. Чіпова швидкість складає 3,6864 Мчп/с. В прямому каналі коефіцієнт розширення спектра зростає з 64 (для IS-95) до 128, в зворотному – складає 192 порівняно з 256 для IS-95, що пов'язано з технічними особливостями реалізації, на яких зараз зупинятися не будемо. Слід відмітити збільшення кількості типів логічних каналів у порівнянні з попереднім стандартом.

В стандарті *UMTS* чіпова швидкість 3,84 Мчп/с при ширині спектра сигналу 5 МГц. Для розширення спектра та розділення сигналів використовуються функції Уолша,  $M$ -последовності, послідовності Голда. Теоретично максимально можлива швидкість доступу 2,88 Мбіт/с, що враховуючи необхідність витрат на передачу різного роду службової інформації не дозволяє досягти 2 Мбіт/с.

Важливою технічною задачею, без забезпечення розв'язання якої неможливе нормальне функціонування систем стільникового зв'язку з КРК, є забезпечення однакового рівня сигналів різних абонентів на вході приймача БС, тобто адаптивне регулювання потужності в зворотних каналах. Це обумовлено тим, що значний рівень сигналу одного з абонентів буде створювати неприпустимо велику взаємну заваду іншим.

**Формування закону перестроювання частоти в радімережах з ППРЧ** [3, 13]. Сигнали ППРЧ також відносять до методів розширення спектру, оскільки передавач за короткий час випромінює інформаційний сигнал у широкому діапазоні частот, хоча в кожний фіксований момент часу випромінюється простий сигнал ( $W_c = 1$ ). В режимі ППРЧ передавач і приймач одночасно за невідомим постановнику завад псевдовипадковим законом, який задається ПВП, швидко переходять на нову радіочастоту. Принцип формування та прийому сигналів ППРЧ показано на рис. 5, де ШСС – широкосмуговий фільтр, смуга пропускання якого узгоджена з усім діапазоном робочих частот, а ВСС – вузькосмуговий фільтр зі смугою, рівною ширині спектра первинного сигналу  $s(t)$ . Розрізняють два різновиди ППРЧ – швидку та повільну. При швидкій ППРЧ швидкість переключення частотних каналів (тактова частота слідування частотних елементів) перевищує тактову частоту вихідної інформаційної послідовності, тому для передачі одного інформаційного символу використовується декілька частотних елементів. При повільній ППРЧ декілька інформаційних символів (або один) передаються в одному частотному елементі. Висока завадозахищеність ППРЧ ґрунтується на складності технічної реалізації потужної широкосмугової завади у всьому діапазоні робочих частот (як і для ШСС з ПРС).

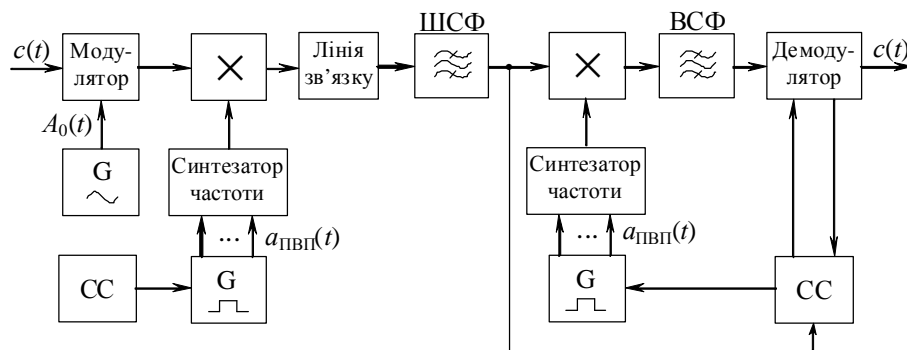


Рис. 5. Основні елементи радіолінії з ППРЧ

Режим швидкої ППРЧ використовується в усіх сучасних радіостанціях спеціального призначення, в тому числі комплексу „Акація” вітчизняного виробництва, російських радіостанціях комплексів „Арбалет” та „Акведук”, американських „Harris” та ін. Режим повільної ППРЧ опціонально призначається за командою БС в стандарті GSM для боротьби з завмираннями.

**Криптографічний захист інформації шляхом реалізації методу гамування.** Даний метод шифрування інформації представляє собою поточне шифрування, що полягає у накладанні відкритого тексту на гаму шифру за модулем 2 на передачі й зворотним перетворенням на прийомі [5]. Гама утворюється на основі псевдовипадкової послідовності максимального періоду ( $M$ -послідовності), ускладненої з використанням нелінійних вузлів.

Метод гамування застосовується в апаратурі засекречування дискретної інформації гарантованої стійкості. При цьому період повторення послідовності складає близько  $10^{40}$ , що практично унеможливає криптоаналіз методом повного перебору.

Розглянемо основні характеристики ПВП та вимоги до них [1, 2, 4–10, 14].

**Період, або довжина послідовності** – це кількість біт, через яку послідовність починає повторюватися. Період  $N$  повинен бути якомога більшим при достатній простоті генерації ПВП на практиці.

**Автокореляційна функція (АКФ)** дискретної послідовності кількісно характеризує міру подібності послідовності їй самій, тільки зсунутій у часі на величину  $\tau$ . Розрізняють аперіодичну (ААКФ) та періодичну (ПАКФ) функції автокореляції (рис. 6). Аперіодична АКФ характеризує відгук приймального обладнання на очікуваний сигнал, періодична – на періодичну послідовність очікуваних сигналів. Нормована ПАКФ, приклад якої для  $M$ -послідовності зображений на рис. 6б, визначається наступним чином:

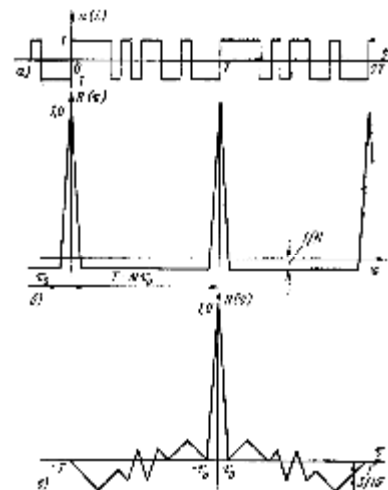


Рис. 6.  $M$ -послідовність з  $N = 15$  (а), її ПАКФ (б), ААКФ (в)

$$R_p(\tau) = \frac{1}{N\tau_i} \int_0^{L\tau_i} p(t)p(t-\tau)dt,$$

де  $N$  – період послідовності.

Ця функція має максимальне значення при  $\tau = 0$ .

АКФ повинна мати низький рівень бокових пелюстків по відношенню до головного для забезпечення надійної синхронізації й зменшення впливу міжсимвольних й міжпроменевих завад.

**Функція взаємної кореляції (ВКФ)** двох послідовностей кількісно характеризує міру подібності цих послідовностей при різних значеннях часового зсуву  $\tau$ :

$$R^{ij}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S^i(t)S^j(t-\tau)dt.$$

Розрізняють аперіодичну (АВКФ), періодичну (ПВКФ) та стикову (СВКФ) функції взаємної кореляції. АВКФ та ПВКФ характеризують відгук приймального обладнання на сигнал, відмінний від очікуваного та періодичну послідовність таких сигналів відповідно. СВКФ характеризує відгук на послідовність сигналів, відмінних від очікуваного, що чергуються.

ПВКФ повинна мати низький рівень для забезпечення можливості одночасної роботи якомога більшої кількості користувачів, кожному з яких призначається індивідуальна ПВП; АВКФ повинна мати низький рівень для зменшення впливу взаємних завад користувачів однієї радіомережі.

**Потужність множини послідовностей** – кількість кодових послідовностей, вибраних для реалізації, яка повинна бути достатньо великою й допускати при необхідності своє збільшення для підвищення прихованості передачі інформації. Очевидно, що від потужності множини залежить потенційно можлива абонентська ємність радіомережі.

**Лінійна складність послідовності** показує, наскільки легко повідомлення піддається криптоаналізу і, наприклад, для  $M$ -послідовності, характеризується кількістю бітів, які необхідно знати для розв'язання лінійної системи рівнянь, що дозволяє криптоаналітику встановити структуру генератора ПВП та здійснювати її формування. Таким чином, використовувані ПВП не повинні допускати несанкціонованого відтворення.

Всі вище розглянуті параметри відіграють важливу роль при виборі того чи іншого сімейства послідовностей. Тому важливою задачею побудови й аналізу сімейств послідовностей є оптимізація цих параметрів. Результати аналізу літератури в даній предметній області свідчать про те, що короткі псевдовипадкові послідовності мають кращі у порівнянні з випадковими послідовностями кореляційні властивості. У випадку довгих послідовностей, не дивлячись на те, що кореляційні властивості випадкових послідовностей статистично прямують до оптимальних значень, виникають значні технічні труднощі, пов'язані з їх реалізацією.

З точки зору кореляційних властивостей вибір оптимального ансамблю сигналів зводиться до пошуку такої структури кодових послідовностей, при якій центральний пік АКФ має найбільший рівень, а бічні пелюстки АКФ та максимальні викиди ВКФ по можливості мінімальні [13].

На сьогоднішній день в літературі наведено дані про велику кількість різних видів ПВП [1, 2, 6–10], які за алгоритмом формування можна класифікувати на лінійні (наприклад,  $M$ -послідовності, утворені на їх основі послідовності Голда і Касамі), нелінійні (наприклад, Бент-послідовності,  $GMW$ , де Брейна, послідовності повного циклу) та комбіновані. Закон формування лінійних ПВП визначається деяким лінійним рекурентним співвідношенням. Нелінійні ПВП володіють кращою лінійною складністю, проте, гіршими кореляційними властивостями та є більш складними в реалізації.

Розглянемо деякі види ПВП. Широке застосування в радіомережах з КРК отримали бінарні коди на основі  $M$ -послідовностей, що обумовлено хорошими властивостями їх періодичних автокореляційних функцій. При достатньо великих довжинах  $M$ -послідовностей можна досягнути дуже малого значення величини рівня бокових пелюсток ПАКФ при значній величині основного. Ця властивість дозволяє виділяти окремі промені з загальної інтерференційної картини, а також з високим ступенем точності підтримувати кодову синхронізацію при багатопроменовому поширенні радіохвиль та пересуванні мобільних абонентів зі значною швидкістю.

$M$ -послідовності формуються за допомогою лінійного рекурентного регістру зсуву та мають максимальний період  $N = 2^n - 1$ . Зворотні зв'язки такого регістра повинні вибиратися на основі таблиці примітивних поліномів, тобто таких, які не розкладаються на добуток поліномів меншого степеня. Поліном зворотних зв'язків регістра  $h(x)$  представляється, як

$$h(x) = h_n x^n + h_{n-1} x^{n-1} + \dots + h_1 x^1 + h_0,$$

де  $x^n$  – фіктивні змінні,  $h$  – коефіцієнти полінома. Структуру зворотних зв'язків регістра показують за допомогою двійкового запису коефіцієнтів полінома:  $h_n, h_{n-1}, \dots, h_1, h_0$  („1” на відповідній позиції означає наявність відводу зворотного зв'язку в регістрі з виходу відповідного розряду, відповідно „0” –

відсутність). Початкове заповнення регістра не повинно дорівнювати нулю. Приклад формування  $M$ -послідовності в 4-розрядному ЛРРЗ представлено на рис. 7.

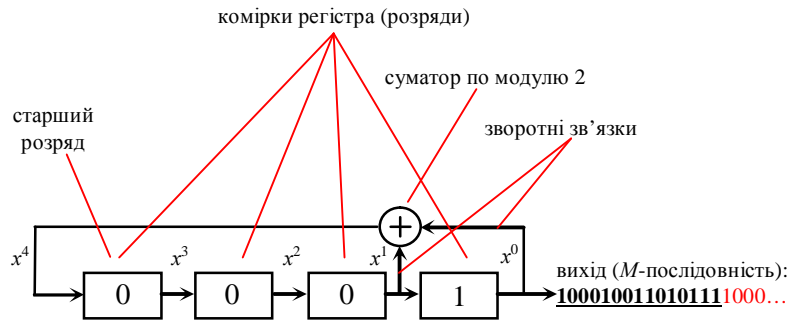


Рис. 7. Приклад генерації  $M$ -послідовності

Перевагами  $M$ -послідовностей є простота формування та добрі автокореляційні властивості: АКФ є оптимальною в класі можливих послідовностей періоду  $N = 2^n - 1$ . Під оптимальністю розуміється мінімальність значень бокових викидів АКФ. Результати аналізу взаємокореляційних властивостей  $M$ -послідовностей показують, що тільки невелике число послідовностей мають задовільні кореляційні властивості, що виступає обмежувальним фактором для систем зв'язку з множинним доступом. Пошуки більш великої кількості множини послідовностей з погляду мінімальної взаємної кореляції привели до створення послідовностей Голда, які утворюються з двох  $M$ -послідовностей з різними породжувальними багаточленами, степені котрих не кратні чотирьом. Послідовності Голда є лінійними рекурентними послідовностями немаксимальної довжини. Процедура їх генерації пояснюється на рис. 8, де  $\{u_i\}$  – бінарна  $M$ -послідовність періоду  $N = 2^n - 1$ ,  $\{v_i\}$  – результат децимації послідовності  $\{u_i\}$  з індексом  $d$ , де  $d$  взаємно просте з  $N$ . Операція децимації полягає у виборі кожного  $d$ -го елемента  $\{u_i\}$  і запис отриманих таким чином символів підряд, так що  $v_i = u_{di}$ . Таким чином, утворюються  $N$  сигнатур шляхом посимвольного множення  $\{u_i\}$  на циклічні копії  $\{v_i\}$ , а ще дві сигнатури утворюють безпосередньо дві вихідні послідовності. Оскільки традиційно бінарні  $\{\pm 1\}$   $M$ - послідовності формуються як двійкові  $\{0, 1\}$  над полем Галуа  $GF(2)$ , то операція множення  $\{u_i\}$  на  $\{v_{i-k}\}$  може бути реалізована за допомогою додавання по модулю 2 їх попередників з подальшим відображенням результату на множину  $\{\pm 1\}$ :  $u_i v_{i-k} = (-1)^{u_i \oplus v'_{i-k}}$ .

Послідовності Касамі також є лінійними послідовностями немаксимальної довжини. Мала множина послідовностей Касамі може бути побудована за допомогою двох  $M$ -послідовностей і має трирівневу ВКФ. Принцип формування таких послідовностей дуже подібний до формування послідовностей Голда і показаний на рис. 9, де  $N_1 = 2^h - 1$  – період бінарної  $M$ -послідовності  $\{v_i\}$ ,  $n = 2h$ ,  $n$  – розрядність ЛРРЗ, що формує послідовність  $\{u_i\}$ ,  $d = 2^h - 1$  – індекс децимації послідовності  $\{u_i\}$ . Порівняння послідовностей Голда і Касамі однакової довжини показує значний вигравш останніх (до 6 дБ) за рівнем кореляційного піку за рахунок меншої кількості послідовностей. Тому мала множина послідовностей Касамі хоч і характеризується кращими кореляційними властивостями, але має меншу потужність. Велика множина послідовностей Касамі може бути побудована за допомогою трьох  $M$ -послідовностей.

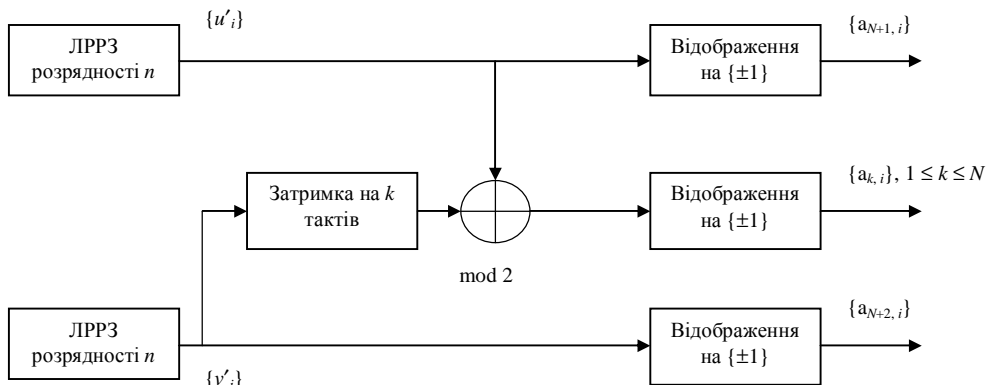


Рис. 8. Генерація послідовностей Голда

Докладно процедури формування послідовностей Голда та Касамі описані в [2, 6].

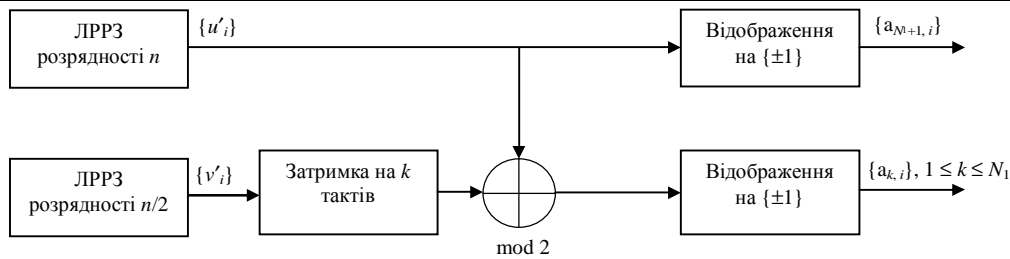


Рис. 9. Генерація послідовностей Касамі

Для побудови нелінійних ПВП використовують наступні прийоми: використання зовнішньої нелінійної логіки для комбінування елементів, сформованих ЛРРЗ; комбінування елементів, які формуються двома або більше ЛРРЗ за певним правилом; використання регістрів зсуву з нелінійними зворотними зв'язками (наприклад, послідовності повного циклу, послідовності де Брейна). Особливістю послідовностей де Брейна є те, що кожний  $n$ -й стан регістру зсуву, що формує послідовність, зустрічається на періоді ПВП тільки один раз, й вони в максимально наближаються до випадкових послідовностей [6]. Послідовності Гордона-Мілза-Велча (*GMW*) мають дворівневу ПАКФ з боковими викидами рівня  $-1$ , як і для  $M$ -послідовностей. Недоліком нелінійних послідовностей є розбалансування між кількістю „1” та „0”, що призводить до погіршення кореляційних властивостей. Ефективним подоланням цього недоліку є поелементне додавання нелінійної й початкової лінійної ПВП, а також застосування згорточного кодування до утвореної нелінійної ПВП.

Крім лінійних і нелінійних розрізняють комбіновані ПВП, що представляють собою результат комбінування за деяким правилом двох або декількох лінійних ПВП.

Таким чином, перспективним напрямком досліджень є створення радіомереж спеціального призначення з підвищеною заводо захищеністю на основі кодового розподілу каналів. Перспективність КРК для забезпечення множинного доступу, в першу чергу пояснюється високою заводо захищеністю ШСС.

Основними задачами, які потребують розв'язання при створенні радіомереж з КРК, є наступні:

вибір виду ПВП;

створення множини ПВП, які будуть призначатися кореспондентам мережі (адресних послідовностей);

створення множини ПВП та/або ортогональних функцій, яку буде використовувати базова станція для передачі в прямому каналі;

визначення необхідного значення бази широкосмугового сигналу для прямого та зворотного каналів (чим більша база сигналу, тим більший вигравш по заводостійкості від обробки, проте, зверху це значення обмежується через зниження спектральної щільності потужності сигналу в точці прийому до рівня, який не дозволяє реалізувати прийом („згортку”) із необхідною якістю).

Розглянемо критерії вибору кодових послідовностей при реалізації МД з КРК в радіомережах спеціального призначення.

В прямому каналі підтримується кадрова і тактова синхронізація адресних послідовностей робочих каналів однієї БС. Для мінімізації міжканальних завод в прямому каналі зв'язку в якості адресних послідовностей є можливим застосування ансамблів ортогональних сигналів, наприклад ансамблю функцій Уолша. Тоді корелятор на приймальній стороні відреагує тільки на ту адресу послідовність, еталон якої формується в приймачі, відгук на сигнали сусідніх каналів в ідеалі повинен бути нульовим. Однак, враховуючи вплив навмисних завод, розширення спектра сигналу за рахунок тільки ансамблю ортогональних функцій може бути недостатнім для забезпечення заданого рівня заводо захищеності. Тому ймовірно, що і в прямому каналі необхідно використовувати додаткове розширення спектра. В зворотному каналі ситуація може принципово відрізнятись через те, що у адресних послідовностей робочих каналів МС часові зсуви довільні, тобто має місце асинхронний режим роботи. Тому в зворотному каналі потрібен ансамбль сигналів з добрими кореляційними властивостями.

Об'єднуючи вимоги до АКФ та ВКФ як у прямому, так і у зворотному каналах можна ввести загальний мінімаксний критерій, що полягає у мінімізації максимальних викидів бокових пелюсток відповідних функцій. Слід відмітити, що АКФ та ВКФ ансамблів детермінованих послідовностей пов'язані таким чином, що в них неможливо досягнути одночасно хорошої авто- і взаємної кореляції.

Слід зазначити, що значення бази сигналів, реалізовані в системах технології *CDMA*, не будуть достатніми в умовах радіоелектронного подавлення. В той же час, порівняно з комерційними мережами, абонентська ємність в радіомережах спеціального призначення є невеликою. Ці особливості, звичайно, повинні бути враховані на етапі проектування таких мереж та засобів радіозв'язку.

#### Висновки

Таким чином, необхідним етапом при створенні високоефективних заводо захищених радіомереж спеціального призначення на основі кодового розподілу каналів є розробка методики вибору псевдовипадкових послідовностей, оптимальних для використання в залежності від конкретних вихідних даних, основними з яких є технічні характеристики приймально-передавального обладнання базових та

мобільних станцій, вид та потужність завади, абонентська ємність, площа розгортання мережі в цілому та окремих стільників. Для цього необхідно розв'язати низку взаємопов'язаних, в деяких випадках, протилежних завдань: максимізація об'єму та періоду з забезпеченням достатньо високої лінійної складності та прийнятної складності апаратної реалізації; оптимізація авто- і взаємкореляційних функцій; розробка методів і пристроїв генерації таких послідовностей.

### Література

1. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1985. – 384 с.
2. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения / Ипатов В. П. – М. : Техносфера, 2007. – 488 с.
3. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / [В. М. Вишневецкий, А. И. Ляхов, С. Л. Портной, И. В. Шахнович]. – М. : Техносфера, 2005. – 592 с.
4. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью / [В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев, В.И. Шестопалов]. – М. : РадиоСофт, 2011. – 550 с.
5. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Склад ; [пер. с англ. / под общ. ред. А. В. Назаренко]. – М. : „Вильямс”, 2003. – 1104 с.
6. Бессарабова А. Л. Псевдослучайные последовательности и их применение в технике связи / А. Л. Бессарабова, В. И. Журавлев // Итоги науки и техники. – 1991. – Том 7. – 198 с.
7. Бархота В. А. Системы связи с расширением спектра сигналов / В. А. Бархота, В. В. Горшков, В. И. Журавлев // Итоги науки и техники. – 1990. – Том 5. – 227 с.
8. Макуильямс Ф. Дж. Псевдослучайные последовательности и таблицы / Ф. Дж. Макуильямс, Н. Дж. А. Слоан // ТИИЭР. – 1976. – Т. 64, № 12. – С. 80–95.
9. Ипатов В. П. Дискретные последовательности с хорошими корреляционными свойствами / В. П. Ипатов, Б. Ж. Камалетдинов, И. М. Самойлов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1989. – № 9. – С. 3–13.
10. Кренгель Е. И. Исследование и разработка новых классов псевдослучайных последовательностей и устройств их генерации для систем с кодовым разделением каналов : дис. ... канд. техн. наук : 05.12.13 / Евгений Ильич Кренгель. – М. : МТУСИ, 2002. – 214 с.
11. Никитин Г. И. Применение функций Уолша в сотовых системах связи с кодовым разделением каналов / Г. И. Никитин. – СПб : СПбГУАП, 2003. – 86 с.
12. Захарченко Н. В. Эффективность использования таймерных сигнальных конструкций в системах передачи с кодовым разделением каналов / Н. В. Захарченко, В. В. Корчинский, Б. К. Радзимовский // Наукові праці Донецького національного технічного університету. – 2011. – Вип. 20 (182). – С. 145 – 151.
13. Борисов В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев. – М. : Радио и связь, 2000. – 384 с.
14. Теорія сигнально-кодових конструкцій / [М. І. Науменко, Ю. В. Стасєв, О. О. Кузнецов, С. П. Євсєєв]. – Харків : ХУПС, 2008. – 541 с.

Надійшла 15.11.2012 р.

Рецензент: д.т.н. Шинкарук О.М.

УДК 004.056.5: 519.17

К.В. КОЛЕСНИКОВ, А.Р. КАРАПЕТЯН, В.В. РОЖНОВ

Черкаський державний технологічний університет

## ГЕНЕТИЧНІ АЛГОРИТМИ ЯК МЕТОД БАГАТОКРИТЕРІАЛЬНОЇ ОПТИМІЗАЦІЇ В МЕРЕЖАХ АДАПТИВНОЇ МАРШРУТИЗАЦІЇ ПОТОКІВ ДАНИХ

*Розглядається алгоритм багатокритеріального пошуку маршруту в мережах за адаптивною маршрутизацією потоків даних. Даний алгоритм дозволяє значно спростити (а для деяких окремих випадків є єдиним варіантом) розв'язання задачі маршрутизації у складних комп'ютерних системах.*

*Ключові слова: генетичні алгоритми, багатокритеріальна оптимізація, адаптивна маршрутизація.*

*The algorithm of multicriterial search of route in networks for adaptive routing data streams. This algorithm allows to simplify (and for some special cases is the only option) for solving the problem of routing in complex computer systems.*

*Keywords: genetic algorithms, multicriteria optimization, adaptive routing.*

### Вступ

В сучасному суспільстві кількість телекомунікаційних мереж невідомо зростає, також збільшується