# КОМП'ЮТЕРНІ ЗАСОБИ, МЕРЕЖІ ТА СИСТЕМИ

УДК 681.391.082

Б.М. ШЕВЧУК, А.І. КУЛЯС, С.В. ФРАЄР,
О.П. ПЕПЕЛЯЄВА, Н.Й. БРОВАРСЬКА

## АНАЛІЗ СИСТЕМ ОРТОГОНАЛЬНИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ ПОБУДОВИ МОБІЛЬНИХ МЕРЕЖ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ З КОДОВИМ РОЗДІЛЕННЯМ КАНАЛІВ

*Аналізуються вихідні сигнали приймача ШПС, основою якого є обчислювач взаємомодульної функції. Обгрунтовується вибір величини бази ШПС і величин порогів для прийняття рішення про прийом відповідних двійкових послідовностей за різних рівнів шумів в радіоканалі. Аналізується вибір систем ортогональних сигналів для організації мереж з кодовим розділенням каналів та для надійного маскування інформації в шумах радіоканалу.*

© Б.М. Шевчук, А.І. Куляс,
С.В. Фраєр, О.П. Пепеляєва,
Н.Й. Броварська, 2004

Характерна риса систем передачі інформації з кодовим розділенням каналів (КРК) – всі абоненти працюють в спільному спектрі частот. Основою кодового розділення каналів у процесі передачі /прийому інформації є використання шумоподібних сигналів (ШПС), смуга яких значно перевищує смугу частот, необхідну для передачі повідомлень. Метод широкосмугової передачі інформації винайдений К. Шенноном, який встановив зв'язок між можливістю безпомилкової передачі інформації по каналу зв'язку, що характеризується заданим співвідношенням сигнал/шум $P_с/P_ш$ і смугою частот $F$, відведеної для передачі інформації.

За малими співвідношеннями сигнал/шум $P_с/P_ш << 1$, що характерно для завадостійких систем, відома формула Шеннона $C = F \cdot \log_2(1 + P_с/P_ш)$ буде мати вигляд $C \approx 1{,}44 \cdot F \cdot \log_2(P_с/P_ш)$ [1], де $C$ – пропускна здатність каналу зв'яз-ку, яка відповідає швидкості передачі ін- формації $R$. Відповідно, за наперед заданим співвідношенням сигнал/шум швидкість пе-редачі інформації може бути збільшеною ті-льки розширенням смуги частот $F$, а якщо величина $F$ є незмінною, то покращення одного з показників ($R$ і $P_с / P_ш$) досягається шляхом погіршення іншого.

За рахунок використання ШПС з хорошими авто- та взаємокореляційними характеристиками

забезпечується кодове розділення каналів передачі інформації та оперативне управління радіоресурсами системи зв'язку. Розширення спектра сигналу, який підлягає передачі, призводить до зменшення спектральної густини його потужності, що дозволяє маскувати інформацію в шумах радіоефіру. Саме таким чином досягається висока скритність роботи системи зв'язку, підвищується її завадостійкість і криптостійкість, а також нейтралізуються спотворення, викликані багатопроменевим розповсюдженням радіосигналів та зменшуються завади для функціонування інших систем зв'язку.

Прикладами сучасних систем передачі інформації з КРК є мережі мобільного зв'язку другого та третього покоління, побудовані за технологією CDMA (Code Division Multiple Access) і WCDMA (Wideband CDMA), деякі елементи технології CDMA використовуються в стандартах безпровідникових локальних мереж IEEE 802.11B та в засобах ближнього радіозв'язку стандарту Blueytooth [2, 3]. Слід також зазначити, що комбінація кодового розділення каналів разом з часовим розділенням каналів є базою радіоінтерфейсів нових систем зв'язку третього покоління IMT-2000 (IMT-International Mobile Telephone) та UMTS (Universal Mobile Telecommunication Services).

Проаналізуємо роботу приймачів-передавачів ортогональних сигналів абонентських систем зв'язку з КРК для створення таких засобів на основі дешевих мікроконтролерів і сигнальних процесорів та організації передачі інформації, максимально замаскованої в шумах радіоефіру.

Найбільш простий і ефективний спосіб передачі двійкової інформації у вигляді шумоподібних сигналів чи пакетів інформації полягає в розширенні спектра сигналу методом прямої послідовності (direct sequence spread spectrum – DSSS), при цьому вузькосмуговий сигнал (початкова двійкова послідовність) перемножується на псевдовипадкову послідовність з періодом повторення $T$, яка в свою чергу включає $B$ послідовних біт тривалістю $\tau$. Тому після обробки двійкової інформації кодом розширення кожному інформаційному біту відповідає $B$ біт шумоподібного сигналу, що підлягає передачі по каналах зв'язку, де $B = T/\tau$ – база ШПС. База ШПС характеризує розширення спектра сигналу щодо спектра повідомлення і може визначатися як добуток ширини спектра $F$ на його тривалості $T$ [2, 4]

$$B = F \cdot T = F/R .$$

Результативний виграш у відношенні сигнал/шум на виході приймача є функцією відношення смуг шумоподібного й інформаційного сигналів. У часовій області – це відношення швидкості передачі цифрового потоку в радіоканалі до швидкості передачі інформаційного двійкового сигналу. Наприклад, для стандарту IS-95 (CDMA) це відношення складає 128 разів, або 21 дБ.

Проаналізуємо роботу кореляційного приймача шумоподібних сигналів різного типу для виявлення допустимих границь спотворення сигналів у каналі зв'язку, за яких ще можливий прийом інформації. При цьому послідовності сигналів, що підлягають передачі, формуються за схемою DSSS на основі використання операції «вилученого АБО», тобто біт даних, який дорівнює одиниці,

інвертує біти коду розширення спектра (біти ШПС), а нульовий біт даних не змінює біти ШПС. За основу кореляційного обчислювача, який може бути реалізований на базі сигнального процесора чи мікроконтролера, доцільно використати обчислювач взаємомодульної функції, яка описується виразом

$$G(j) = \sum_{i=1}^{B} \left| S_i - X_{i+j} \right|,$$

де $G(j)$ – відлік модульної функції при $j$-му зсуві відліків вхідного сигналу $X_i$; $j = 0, 1, \ldots, B, \ldots, 2B, \ldots$ – значення часового зсуву; $S_i$ – $i$-й елемент опорного сигналу ШПС, $i = \overline{1, B}$; $B$ – база ШПС.

На рис. 1, 2 відображено вихідні сигнали корелятора при передачі двійкової інформації, наприклад, 1110001010010 та при використанні ШПС у вигляді послідовностей Баркера, $M$-послідовностей і утворюючих $M$-послідовностей [4, 5] з базами $B = 13, 15, 31$. Для характеристики роботи корелятора за різними співвідношеннями сигнал/шум у каналі зв'язку використовується умовний показник рівня шумів у радіоканалі $M < B / 2$, який відповідає кількості $M$ трансформованих (вражених завадами) елементів ШПС. Слід зазначити, що при $M \geq B / 2$ прийом інформації неможливий. Для рис. 1, *а*, *б*, 2, *а*, *б* $M = 0$ (радіоканал «чистий», для рис. 1, *в*, *г* $M = 4$ і рис. 2, *в*, *г* $M = 9$ (радіоканал «частково зашумлений»), а для рис. 1, *д*, *є* $M = 6$ і рис. 2, *д*, *є* $M = 13$ (радіоканал «суттєво зашумлений»).

Аналіз вихідних сигналів корелятора показує, що внаслідок дії завад на інтервалі $T$ тривалості ШПС розмір основного піку функції $G(j)$, зменшується на величину $M$, а в залежності від характеру розподілу трансформованих елементів ШПС на інтервалі $T$ збільшується амплітуда тих чи інших бокових викидів функції $G(j)$. Величина бази ШПС розподіляється на складові $B = \text{Пш} + M + H$, де $\text{Пш} \approx 0{,}5\,B$ – поріг розпізнавання сигналу від шуму, $H > 1$ – величина, яка характеризує якість прийому інформаційного символу. При $M < (B + 1) / 4$ амплітуда основного піку завжди більша за максимальну амплі-туду бокових викидів функції $G(j)$.

З метою маскування інформації в шумах радіоефіру доцільна псевдовипадкова зміна типу ШПС та величини його бази. При цьому прийом інформаційних символів можливий при порогах прийняття рішення про прийом одиничного чи нульового символів, які наближені до величини $B / 2$, а за величиною наближення функції $G(j) \to B / 2$ у відповідних часових інтервалах на фізичному рівні визначається якість прийому інформаційного символу або визначається місцезнаходження того елемента пакету інформації, який, можливо, підлягає виправленню. Підвищення вірогідності прийому шумоподібних пакетів інформації досягається за рахунок збільшення величини бази ШПС та використання завадостійкого кодування, а також за рахунок додаткових методів кодування первинної інформації, які дозволяють у процесі прийому ШПС використовувати додаткову апріорну інформацію, відому абоненту-адресату. Вибір мінімально необхідної бази ШПС можливо вибрати адаптивно [6] у процесі встановлення зв'язку між абонентами з урахуванням орієнтовно визначеного поточного рівня

шумів у радіоканалі за величиною основного піку функції $G(j)$, причому для надійної синхронізації процесу передачі інформації $B > 4M$, а для завдань маскування інформації в шумах ефіру $B > M_{доп} + H_{доп.}$, де $M_{доп} < B / 2$ – допустиме поточне значення рівня шумів в радіоканалі, $H_{доп} > 1$ – допустиме значення якості прийому інформаційного символу.

Для розширення обсягу ансамблю ортогональних сигналів, окрім *M*-послідовностей і характерних фрагментів *M*-послідовностей з великими базами доцільно використовувати послідовності Голда, Касамі [3, 4], а також комбіновані псевдовипадкові послідовності, утворені на основі *M*-послідовностей і функцій Уолша [2, 3]. Слід зазначити, що функції Уолша володіють всіма властивостями гармонічних функцій, проте є цифровими. Тому їх можливо використовувати як негармонічні несучі сигнали. Якщо порівняти *M*-послідовності з функціями Уолша, то за однакових періодів і баз число серій символів у функціях Уолша в середньому в два рази більше, чим у *M*-послідовностях, що призводить до збільшення енергії сигналів Уолша [1].

Кількість активних абонентів, які одночасно можуть передавати інформацію, визначається пропускною здатністю системи з КРК, яка в свою чергу залежить від взаємокореляційних властивостей ортогональних сигналів та від якості процедур прийому і передачі ШПС. За заданого степеня розширення спектра сигналу, який чисельно дорівнює базі ШПС, кількість активних абонентів $K$ визначається виразом [2]

$$K \approx \frac{F / R}{E_0 / N_0} + 1 \approx \frac{B}{E_0 / N_0} + 1,$$

де $R$ – швидкість передачі інформації; $E_0 / N_0$ – відношення енергії інформаційного символу ( $E_0$ ) до спектральної густини шуму ( $N_0$ ).

При цьому важливо підтримувати синхронізацію генераторів ШПС абонента-відправника інформації і абонента-адресата з точністю до малої долі тривалості елементарного символу ШПС та забезпечити рівність середніх потужностей передавачів різновіддалених абонентів, які здійснюють передачу інформації спільному абоненту.

Таким чином, на основі результатів детального аналізу роботи приймача ШПС, пропозицій щодо вибору ортогональних сигналів, з урахуванням рекомендацій по зменшенню взаємокореляційних завад в каналі зв'язку можна побудувати абонентські системи і термінали радіомереж з КРК, які характеризуються простою та високою крипостійкістю і надійністю передачі інформації.

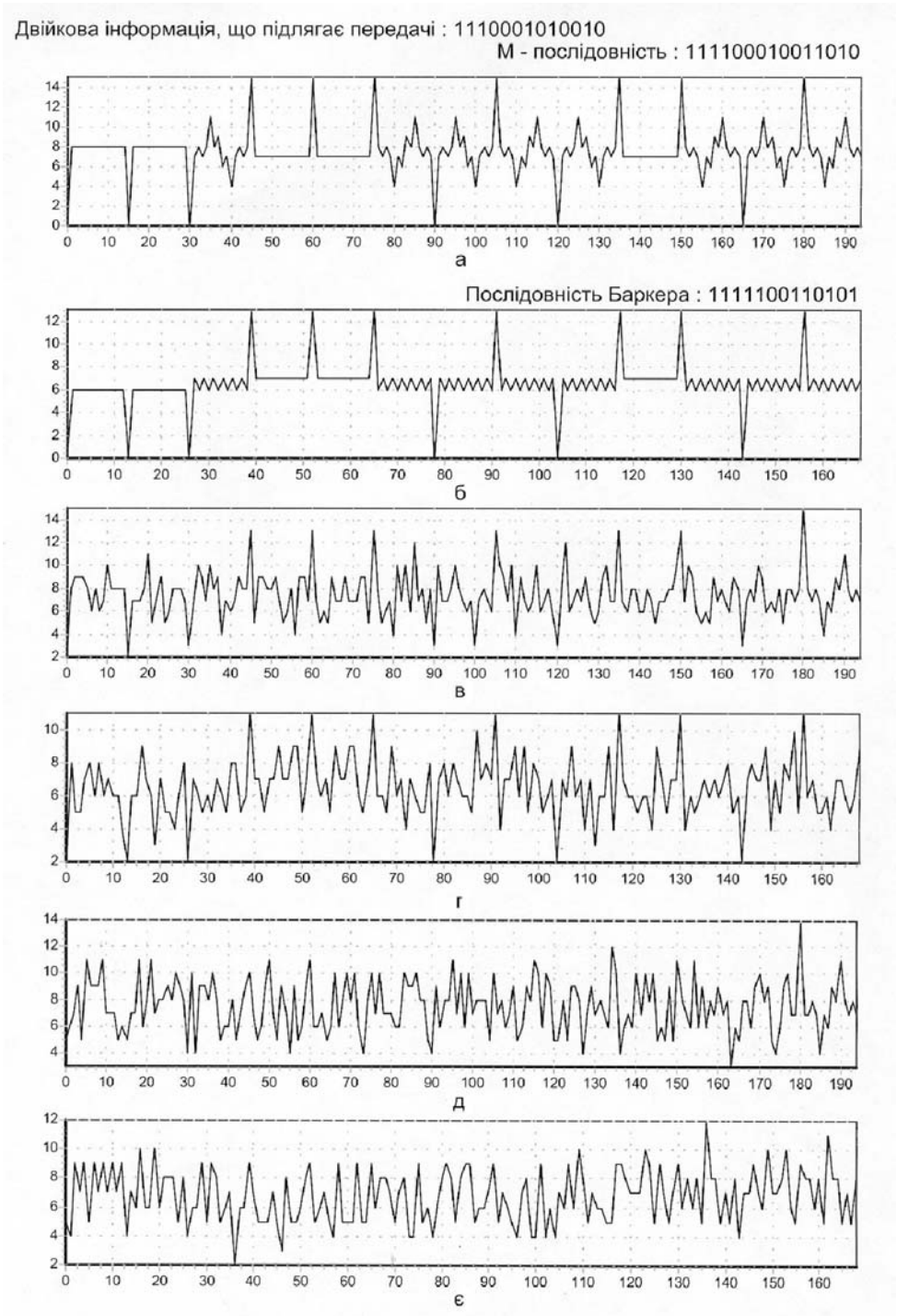
Двійкова інформація, що підлягає передачі : 1110001010010
М - послідовність : 111100010011010
а
Послідовність Баркера : 1111100110101
б
в
г
д
є

РИС. 1

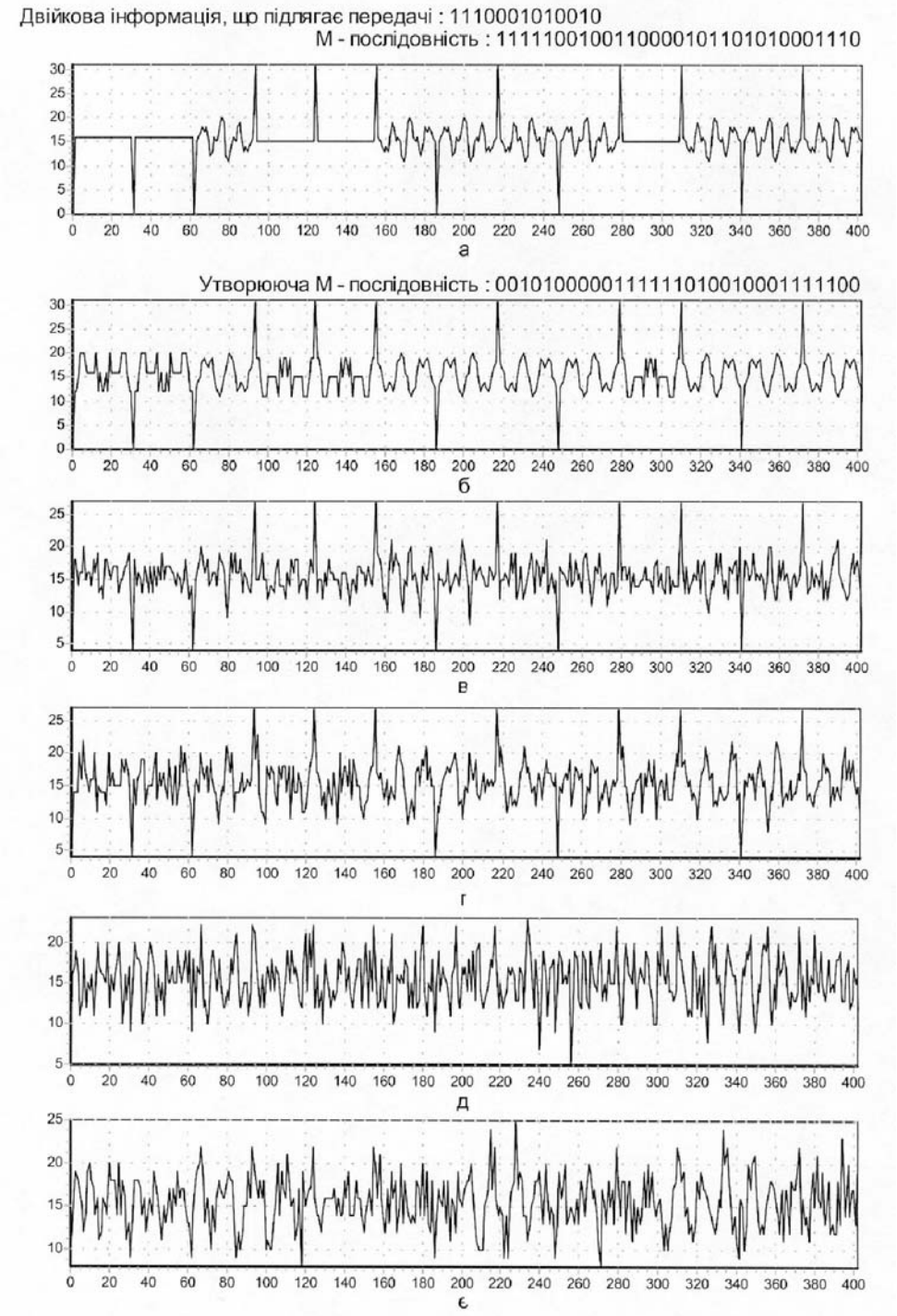
Двійкова інформація, що підлягає передачі : 1110001010010
М - послідовність : 11111001001100001011010100011 10
а
Утворююча М - послідовність : 00101000001111110100100011111 00
б
в
г
д
є

РИС. 2

1. *Помехозащищенность* радиосистем со сложными сигналами / Г.И. Тузов, В.А. Сивов, В.И. Прытков и др. – М.: Радио и связь, 1985. – 256 с.
2. *Громаков Ю.А.* Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: Мобильные ТелеСистемы-Эко-Трендз, 1997. – 240 с.
3. *Столлингс В.* Беспроводные линии связи и сети. – М.: Издательский дом «Вільямс», 2003. – 640 с.
4. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
5. *Шумоподобные* сигналы в системах передачи информации / В.Б. Пестряков, В.П. Афанасьєв, В.Л. Гурвиц и др. – М.: Сов. Радио, 1973. – 424 с.
6. *Шевчук Б.М.* Шляхи підвищення ефективності функціонування комп'ютерних радіомереж збору, оброблення та передачі інформації // Оброблення сигналів і зобра-жень та розпізнавання образів: Третя Всеукр. міжнар. конф. – К.: Укр. асоціація з об-роблення інформації та розпізнавання образів, 1996. – С. 262 – 264.

Отримано 21.07.2003