

УДК 621.391.3

О.А. Шпинковський, канд. техн. наук, доц.,  
А.В. Садченко, канд. техн. наук, доц.,  
М.І. Шпинковська, канд. техн. наук,  
Одес. нац. політехн. ун-т

## СИМВОЛЬНА СИНХРОНІЗАЦІЯ У СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ З АМПЛІТУДНО-ФАЗОМАНІПУЛЬОВАНИМИ СИГНАЛАМИ

*О.А. Шпинковський, А.В. Садченко, М.І. Шпинковська.* **Символьна синхронізація в системах передачі інформації з амплітудно-фазоманіпульованими сигналами.** На основі аналізу властивостей амплітудно-фазоманіпульованих сигналів, що кодуються багаторівневими числовими послідовностями, інваріантними до  $m$ -зрушення, запропоновано схеми побудови ефективних демодуляторів з високочастотною і символьною синхронізацією. Вони можуть використовуватися для обробки довільних амплітудно-фазоманіпульованих сигналів.

*А.А. Шпинковский, А.В. Садченко, М.И. Шпинковская.* **Символьная синхронизация в системах передачи информации с амплитудно-фазоманипулированными сигналами.** На основе анализа свойств амплитудно-фазоманипулированных сигналов, кодированных многоуровневыми числовыми последовательностями, инвариантными к  $m$ -сдвигу, предложены схемы построения эффективных демодуляторов с высокочастотной и символьной синхронизацией. Они могут использоваться для обработки произвольных амплитудно-фазоманипулированных сигналов.

*О.А. Shpinkovsky, A.V. Sadchenko, M.I. Shpinkovskaya.* **Character synchronization in the systems of information transfer with amplitude and phase-manipulated signals.** On the basis of analysing the properties of amplitude-phase manipulated signals, encoded by multilevel numerical sequences invariant to the  $m$ -change, the charts for constructing effective demodulator/modulators with high-frequency and character synchronization are offered. They can be utilized for treatment of arbitrary amplitude-phase-manipulated signals.

Використанню шумоподібних складних сигналів приділяється багато уваги. Найбільш розповсюдженими є шумоподібні сигнали (ШПС), побудовані на двійкових послідовностях. Це зумовлено відносною простотою їх отримання і добре вивченими властивостями [1]. Використання багаторівневих числових послідовностей (БЧП) дозволить підвищити потайність інформації та використовувати більший за обсягом ансамбль порівняно із двійковими послідовностями [2]. Найбільш складними пристроями з погляду технічної реалізації є декодувальні пристрої коригувальних кодів. До таких послідовностей відносяться і багаторівневі числові послідовності, інваріантні до  $m$ -зрушення (БЧП $m$ ). Ідеальні періодичні автокореляційні функції цих послідовностей, простота синтезу, формування й обробки роблять їх дуже привабливими для завдань зв'язку. Застосування зазначених послідовностей разом з технологією розширення спектра дозволяє додатково підвищити перешкодостійкість і потайність передачі інформації.

Рівняння фільтрації  $m$ -значних комбінацій дискретного параметра ШПС, на основі яких синтезовані структури оптимальних приймальних пристроїв сигналів з довільною основою багатозначних лінійних рекурентних послідовностей (БЛРП), отримані на основі представлення їх дискретнозначним марківським процесом. При більш простій структурі приймальні пристрої мають характеристики виявлення і розпізнавання сигналів, аналогічні багатоканальним кореляторам, і працюють відповідно до системи рекурентних рівнянь

$$\begin{aligned}
 u_{1(k+1)} &= f_{k+1}(M_r) - f_{k+1}(M_l) - u_{(L-1)k}; \\
 u_{2(k+1)} &= f_{k+1}(M_l) - f_{k+1}(M_l) - u_{1k} - u_{(L-1)k}; \\
 &\dots\dots\dots \\
 u_{v(k+1)} &= f_{k+1}(M_q) - f_{k+1}(M_l) - u_{(L-1)k}; \\
 u_{(L-1)(k+1)} &= f_{k+1}(M_s) - f_{k+1}(M_l) - u_{(L-2)k} - u_{(L-1)k},
 \end{aligned} \tag{1}$$

де  $u_{v(k+1)} = \ln \frac{P_{v(k+1)}}{P_{L(k+1)}}$ ;

$r, l, \dots, n, \dots, I=1, p$  — логарифм відношення апостеріорних імовірностей  $v$ -ї  $m$ -значної комбінації до  $L$ -ї  $m$ -значної комбінації псевдовипадкової послідовності (ПВП) двійкових символів на  $(k+1)$ -му такті;

$f_{(k+1)}(M_q)$  — логарифм функції правдоподібності дискретного параметра сигналу  $M$ , відповідного перебуванню символу ПВП на  $(k+1)$ -му такті [2].

Нехай шуканий ШПС побудований на БЛРП з основою "3": 0211012202..., сформованою відповідно до правила

$$x_n = (2x_{n-1} + x_{n-2}) \bmod 3,$$

де  $x_n$  — символ послідовності.

Період такої ПВП  $L = 3^2 - 1 = 8$ .

Запишемо послідовність  $m$ -значних комбінацій в порядку їх проходження в ПВП

$$02, 21, 11, 10, 01, 12, 22, 20, \dots$$

Нехай стани дискретного параметра ШПС є імпульсними сигналами з фазовою маніпуляцією, кратною  $2\pi/p$ .

Система рівнянь (1) фільтрації двозначних комбінацій в цьому випадку матиме вигляд

$$\begin{aligned}
 u_{1(k+1)} &= f_{k+1}(2) - f_{k+1}(0) - u_{7k}; \\
 u_{2(k+1)} &= f_{k+1}(1) - f_{k+1}(0) + u_{1k} - u_{2k}; \\
 &\dots\dots\dots \\
 u_{5(k+1)} &= f_{k+1}(1) - f_{k+1}(0) - u_{7k}; \\
 &\dots\dots\dots \\
 u_{7(k+1)} &= f_{k+1}(2) - f_{k+1}(0) + u_{6k} - u_{7k}.
 \end{aligned} \tag{2}$$

Рівняння визначають структурну схему приймального пристрою ШПС, що містить дискримінатор Д, рекурсивний фільтр РФ, що складається з інвертора І, цифрових каналів з суматорів  $\Sigma$  та ліній затримки ЛЗ (рис. 1). Вирішальний пристрій ВП визначає наявність сигналу та його затримку.

Основними проблемами при побудові систем зв'язку з БЧПт є забезпечення надійної роботи пристрою посимвольної синхронізації і відновлення фази несучого коливання. Вони виникають при декодуванні більшості коригувальних кодів, таких як коди Боуза-Чоудхурі-Хоквінгема, Ріда-Соломона тощо [3]. Використання окремого частотного каналу для передачі сигналів синхронізації стає неактуальним через дефіцит частот, які виділені під систему зв'язку, а також через неідентичність часового зрушення інформації, яку передано в різних каналах в умовах багатопроменевого поширення радіохвиль.

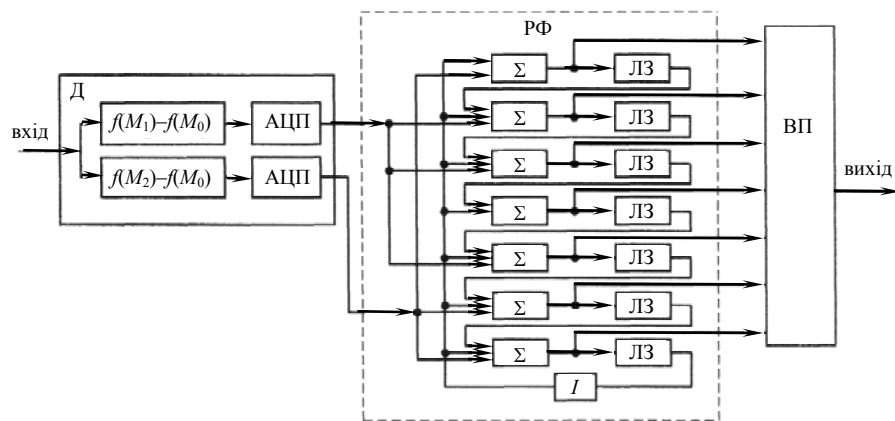


Рис. 1. Схема приймального пристрою ШПС із синхронізацією

Тому важливою є розробка методу синхронізації системи передачі інформації на основі БЧП $m$ . БЧП $m$  називається така послідовність, для якої матриця циклічних зрушень  $C$  і матриця  $m$ -зрушень  $M$  порядку  $N$  кожна побудовані на основі дискретного сигналу  $S(i)$ ,  $i = \overline{0, N-1}$ ,  $N = m^n$ , шляхом усіх циклічних і  $m$ -зрушень, відповідно, збігаються, якщо значення відліків сигналу (його структура) задовольняють такій системі обмежень [4]:

$$\begin{cases} S(im^{k-1}) = S(im^{k-1} + lm^k), & k = \overline{0, n-1}, i = \overline{1, m-1}, l = \overline{1, m^{n-k} - 1}, \\ S(im^{n-1}), & i = \overline{0, m-1}, \text{ елементи що не пов'язані обмеженнями,} \end{cases} \quad (3)$$

де  $S(i)$  — відлік дискретного сигналу;

$i, k, l$  — змінні, що утворюють номер відліку сигналу.

Наприклад, послідовність ансамблю циклічних сигналів із властивістю  $m$ -зрушення довжини  $N=32$  може мати структуру

$$\{S(i)\} = \{5, 2, 2, -4, 2, 2, -4, 2, 2\}, \quad \{\psi(i)\} = \{0, 0, 0, \pi, 0, 0, \pi, 0, 0\}. \quad (4)$$

Кількість різних дискретних елементів сигналу, структура якого задовольняє (1), назовемо кількістю ступенів волі  $\Psi$ , яка може приймати значення з діапазону  $2 \leq \Psi \leq n(m-1) + 1$ . Наприклад, максимально можлива кількість ступенів волі  $\Psi$  дорівнює п'яти для сигналу довжини  $N = 3^2 = 9$ .

Обмеження, що накладено на структуру БЧП $m$ , дозволяють використовувати швидкі алгоритми обчислення циклічної згортки за допомогою  $m$ -згортки в часовій області.

З метою підвищення частотної ефективності сигналом, який кодовано БЧП $m$ , доцільно застосовувати амплітудно-фазову маніпуляцію (АФМ) (окремий випадок квадратурної амплітудної маніпуляції). При цьому значень фази тільки два —  $0$  і  $90^\circ$  (рис. 2). Амплітуда сигналу  $u(t)$  відповідає рівню відліків  $S(i)$ , фаза сигналу відповідає ступеням волі  $\Psi(i)$ , відображеним у (4).

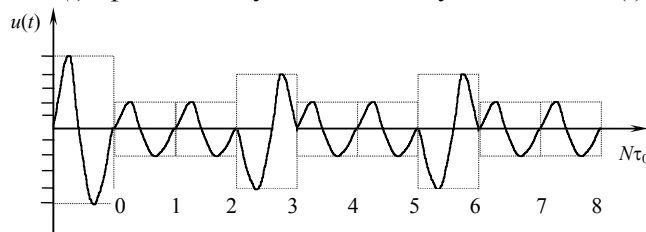


Рис. 2. Часова діаграма дискретного АФМ $_m$  сигналу довжини  $N=3^2=9$

Узагальнюючий вигляд одноканального приймального пристрою системи передачі інформації приведений на рис. 3. На ньому прийняті такі позначення: АЦП — аналого-цифровий пе-

ретворювач, ФД — фазовий детектор, АД — амплітудний детектор, Г — генератор опорної частоти, X — перемножувач, БР — буферний регістр, ЦУФ — цифровий узгоджений фільтр, ВП — вирішувальний пристрій, СП — схема подвоєння прийнятої послідовності, БС — блок синхронізації, КР — кільцевий регістр.

Інформація міститься в номері циклічного зрушення базової БЧПт.

Принцип роботи низькочастотної частини приймача, стосовно до АФМт сигналів, полягає в тому, що для реалізації ковзного режиму обробки (розрізнення) сигналів прийнята БЧПт подвоюється, тобто формується два її періоди, тоді всі сигнали даної системи можна одержати як послідовні сегменти довжини  $N$  на відрізку з двох періодів довільного сигналу з цієї системи. Отже, для стискання нормальної системи циклічних сигналів замість  $N$ -канального погодженого фільтра досить побудувати тільки один одноканальний фільтр, погоджений з кожним з переданих циклічних сигналів системи, наприклад, з сигналом нульового зрушення.

З метою підвищення швидкості передачі інформації і забезпечення кращих умов для кадрової синхронізації пропонується закладати інформацію в різницю між сусідніми відгукками.

Відновлення фазової синхронізації генератора в прийомному пристрої (прив'язка фази) може бути здійснене завдяки однозначному заздалегідь відомому співвідношенню між елементом сигналу з максимальною амплітудою і фазою в ньому. Поріг для роботи компаратора високочастотної частини приймача встановлюється в залежності від відомого заздалегідь максимуму МЧПт, і підібраний в даному випадку для МЧПт  $\{5,2,2,-4,2,2,-4,2,2\}$  (см. рисунки 3 і 4).

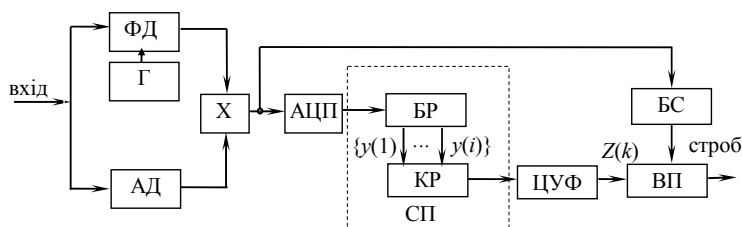


Рис. 3. Одноканальна схема пристрою оптимального розрізнення циклічних АФМт-сигналів

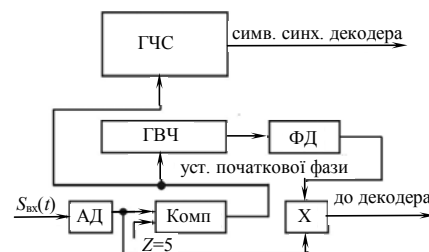


Рис. 4. Схема відновлення фази опорного коливання при демодуляції АФМт сигналів: ГЧС — генератор частоти символів, ГВЧ — генератор високої частоти, КОМП — компаратор, ФД — фазовий детектор, АД — амплітудний детектор, X — перемножувач

Порівняно велика величина пік-фактора МЧПт дозволяє здійснити не тільки правильну фазіровку опорного генератора, але і полегшити умови символів і кадрової синхронізації.

Відзначимо також, що величина середнього значення МЧПт з ідеальною періодичною автокореляційною функцією складає  $\pm 1$  і не залежить від довжини послідовності  $N$ .

Для боротьби з порушенням синхронізації, що може виникнути через нерівномірність амплітудно-частотної характеристики каналу зв'язку, можна кожен числовий послідовність доповнити елементом з незмінним часовим положенням і заздалегідь відомою амплітудою та фазою. Тоді з'являється можливість застосувати схему з накопиченням, що складається з лінії затримки ЛЗ з відводами і мажоритарним елементом МЕ, що спрацьовує за максимумом збігів (рис. 5). Накопичувач підключається на вихід компаратора схеми рисунка 4. Недолік такої схеми — зниження швидкості передачі інформації і порушення кореляційних властивостей МЧПт.

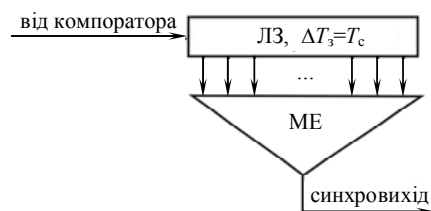


Рис. 5. Схема одержання синхронізаційних імпульсів

Таким чином, використання структурних властивостей послідовностей, що кодують, дозволяє будувати більш ефективні декодувальні пристрої в порівнянні з загальним підходом. Запропонований метод синхронізації високочастотної частини демодулятора і схеми відновлення символної синхронізації може ефективно використовуватися для обробки будь-яких АФМ сигналів із задалегідь відомим співвідношенням між амплітудою і фазою хоча б для одного сигнального елемента.

### Література

1. Шпинковська, М.І. Одержання кодових послідовностей для систем збирання інформації / М.І. Шпинковська, А.П. Катрич, О.О. Лесницька // Тези доп. 36-ї наук. конф. молодих дослідників ОПУ "Сучасні інформ. технології та телекомунікаційні мережі". — Одеса: ОДПУ, 2001. — С. 36.
2. Петров, Е.П. Фильтрация шумоподобных сигналов построенных на рекуррентных последовательностях с основанием  $P \geq 2$  [Электронный ресурс] / Е.П. Петров, И.Е. Петров, Д.Е. Прозоров. Тр. 4-й междунар. конф. DSPA-2002 / [http://www.autex.spb.ru/cdi-bin/download.cgi?dspa2002\\_1\\_27](http://www.autex.spb.ru/cdi-bin/download.cgi?dspa2002_1_27) — 4.06.09.
3. Трахтман, А.М. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах / А.М. Трахтман, В.А. Трахтман. — М.: Сов. радио, 1975. — 105 с.
4. Мазурков, М.И. Конструктивный метод построения нормальных систем ортогональных циклических сигналов, инвариантных к  $m$ -сдвигу / М.И. Мазурков, Чан Дик Инь, А.В. Садченко; Одес. политехн. ун-т. — Деп. в ГНТБ Украины 20.07.1994, № 1380 - Ук 94.

Рецензент д-р техн. наук, проф. Одес. нац. політехн. ун-ту Баранов П.Ю.

Надійшла до редакції 28 січня 2009 р.