

К. т. н. А. В. САДЧЕНКО, О. А. КУШНІРЕНКО, к. т. н. О. В. ТРОЯНСЬКИЙ

Україна, Національний університет «Одеська політехніка»

E-mail: koa@op.edu.ua

## СИНХРОННЕ ОБРОБЛЕННЯ ОРТОГОНАЛЬНИХ ЦИКЛІЧНИХ АФМ-СИГНАЛІВ В УМОВАХ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ КОЕФІЦІЄНТА ПОСИЛЕННЯ ПРИЙМАЛЬНОГО ТРАКТУ

Запропоновано метод синхронізації модемів, які для передачі інформації використовують систему циклічних амплітудно-фазоманіпульованих (АФМ) сигналів, що кодуються багаторівневими числовими послідовностями з ідеальною періодичною автокореляційною функцією. Метод дозволяє виявляти сигнал синхронізації на основі аналізу фазової структури сигналу на виході фазового детектора та здійснювати швидке автоматичне регулювання посилення приймача в умовах невідомої початкової амплітуди АФМ-сигналу. Для розрізнення ортогональних циклічних сигналів у системі, що містить  $N$  сигналів, використовується один узгоджений фільтр, число помножувачів якого дорівнює числу дискретних варіацій амплітуди.

Ключові слова: циклічний АФМ-сигнал, ортогональність, багаторівнева числова послідовність, підсилення приймача, кадрова синхронізація, циклічна згортка, цифровий узгоджений фільтр.

Наявність вимог до ефективного використання радіочастот, які є особливо актуальними для неліцензованих ISM- (industrial, scientific and medical) діапазонів [1–3], призводить до ситуації, коли в загальній смузі частот доводиться одночасно передавати шумоподібні сигнали від багатьох довільно орієнтованих джерел. В цьому випадку виникає необхідність побудови такого ансамблю сигналів, усі сигнали якого максимально різняться між собою [4]. Одним з рішень, яке забезпечує ортогональність в умовах високої складності технічної реалізації, є застосування системи ортогональних циклічних сигналів [5, 6], що дозволяє використовувати для їх розрізнення лише один узгоджений фільтр. Якщо в умовах однакової довжини  $N$  періодичних дискретних сигналів (ПДС) вважати будь-які часові зсуви рівноможливими, мінімізація взаємних завад зведеться до мінімізації подібності кожної з кодових послідовностей з усіма циклічними зсувами інших. Крім цього, традиційно небажаною є й помітна схожість будь-якої кодової послідовності з власними циклічними зсувами на  $m$  позицій ( $m \neq 0 \pmod N$ ), оскільки це ускладнює виділення ПДС на фоні багатопромених завад і збільшує ризик прийняття бічної пелюстки за основну. Таким чином, серед ансамблів заданого обсягу найкращим можна було б вважати той, в якому періодична взаємкореляційна функція (ПВКФ) будь-яких незбіжних послідовностей дорівнює нулю за всіх зсувів  $m$ , а періодична автокореляційна функція  $Z(k)$  (ПАКФ) будь-якої послідовності  $S(i)$  не має ненульових бічних пелюсток:

$$Z(k) = \sum_{i=0}^{N-1} S(i)S(k-i) \pmod N = \begin{cases} N^2, & k = 0; \\ 0, & k \neq 0, \end{cases} \quad (1)$$

$$k = 0, N-1.$$

Синтез ПДС з ПАКФ, що задовольняє умові ортогональності (1), розглянуто у [7]. Властивості циклічних амплітудно-фазоманіпульованих (АФМ) сигналів визначаються в основному властивостями кодувальних багаторівневих числових послідовностей (БЧП), що мають цілочисельні значення елементів. Прикладом БЧП довжиною  $N=9$  з цілочисельними елементами є така:  $\{5, 2, 2, -4, 2, 2, -4, 2, 2\}$ , при цьому ПАКФ буде мати вигляд, як показано на **рис. 1**.

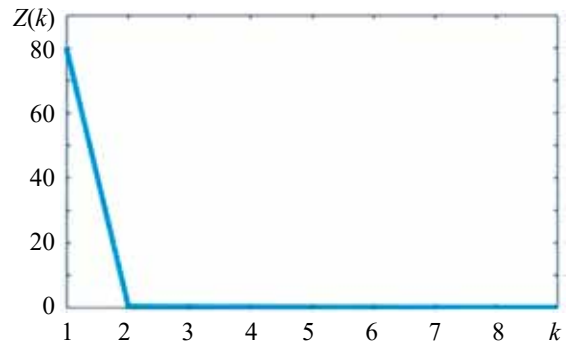


Рис. 1. Періодична автокореляційна функція БЧП =  $\{5, 2, 2, -4, 2, 2, -4, 2, 2\}$

Основними складностями у побудові оптимального приймача є визначення моменту початку чи закінчення блоку періодичних дискретних сигналів довжиною  $N$  та швидке коректне регулювання підсилення тракту проходження амплітудної складової сигналу. З огляду на це, метою представленої роботи було удосконалення схеми кадрової, символної та блокової синхронізації та схеми швидкого регулювання підсилення приймача ортогональних циклічних АФМ-сигналів в умовах невизначеності амплітуди вхідного сигналу.

**Метод формування ортогональних циклічних АФМ-сигналів**

Аналітичний запис АФМ-сигналу має вигляд

$$S_{\text{АФМ}}(t) = A_0(1 + m_A u_i(t)) \cos(\omega_0 t + \varphi_i(t) + \varphi_0), \quad (2)$$

де  $A_0$ ,  $\omega_0$ ,  $\varphi_0$  — амплітуда, частота та початкова фаза несеного коливання відповідно;

$m_A$  — коефіцієнт амплітудної модуляції несеного коливання;

$u_i(t)$ ,  $i = \overline{1, N}$  — дискретне нормоване повідомлення (амплітудне значення);

$\varphi_i(t)$ ,  $i = \overline{1, N}$  — дискретні значення фази повідомлення, що передається.

Схему формування АФМ-сигналів можна спростити, використовуючи властивість циклічності породжуючих БЧП. Для визначеності припустимо, що спеціалізований цифровий узгоджений фільтр (ЦУФ) має імпульсну характеристику  $H_0 = \{h(i)\}$ ,  $i = 0, N - 1$ ,

а прийнятий сигнал будується відповідно до послідовності  $G_0 = \{g(i)\} = \{h(N - i - 1)\}$ ,  $i = 0, N - 1$ .

Пропонується такий метод формування ортогональних циклічних АФМ-сигналів. Кожному рівню квантування  $L = \overline{0, N - 1}$ , де  $N = 2k$ , або кожному пакету з числа  $N$  різних блоків двійкових інформаційних символів розміром  $k$  ставиться в однозначну відповідність номер циклічного зсуву БЧП:  $G_0^\tau = D^\tau G_0$ , де  $\tau = L$  (через  $D^\tau$  позначено оператор циклічного зсуву вліво на  $\tau$  елементів подібно до [7]). На рис. 2 наведено узагальнену схему формування циклічних АФМ-сигналів.

Позначимо амплітуду, фазу та запізнювання відносно початку координат  $n$ -го імпульсу, відповідно, через  $U_n$ ,  $\Theta_n$ ,  $t_n = (n - 1)\tau_0$ , тривалість сигналу  $T_c = N\tau_0$ ;  $U_0(t) = 1, 1; 0 \leq t \leq \tau_0$ . Тоді можемо записати:

$$U_1 u_0(t) \cos(\omega_0 t + \Theta_1), \quad (3)$$

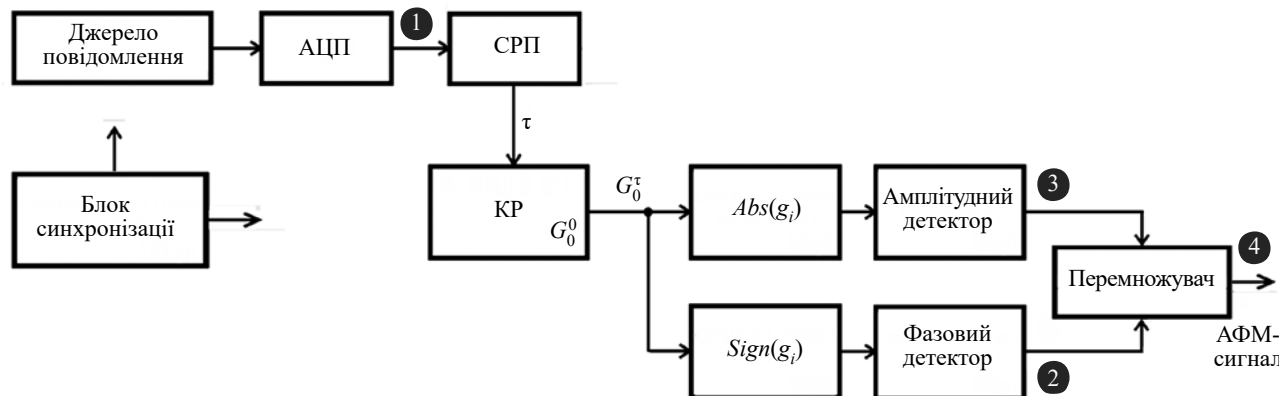


Рис. 2. Схема формування циклічних АФМ-сигналів:

АЦП — аналого-цифровий перетворювач;  $Abs(g_i)$  — обчислювач модуля елемента кодувальної послідовності;  $Sign(g_i)$  — обчислювач знака ( $\pm 1$ ) кодувальної послідовності; СРП — схема розрахунку параметра  $\tau$  при передачі пакетів цифрової інформації; КР — кільцевий регістр, де постійно зберігається заздалегідь розраховане базове кодове слово  $G_0^0$

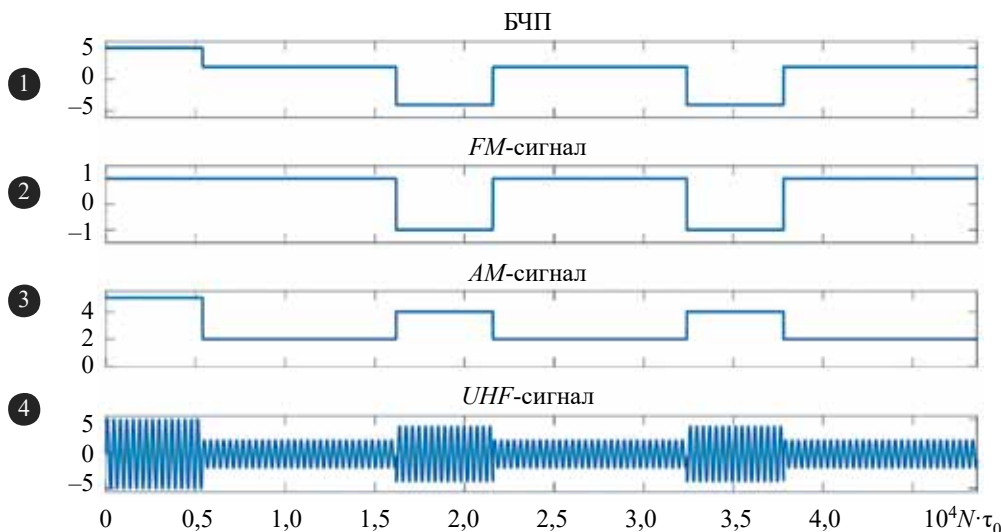


Рис. 3. Часова діаграма, що відповідає рис. 2, як приклад формування АФМ-сигналу довжиною  $N = 9$

—  $n$ -й елемент

$$U_n u_0(t - t_n) \cos[\omega_0(t - t_n) + \Theta_n], \quad (4)$$

— весь сигнал

$$u(t) = \sum_{n=1}^N U_n u_0(t - t_n) \cos[\omega_0(t - t_n) + \Theta_n]. \quad (5)$$

Комплексна обвідна сформованого сигналу має вигляд

$$U(t) = \sum_{n=1}^N U_n u_0(t - t_n), \quad (6)$$

а комплексна амплітуда  $n$ -го елемента

$$U_n = u_n \exp(j\Theta_n - j\omega_0 t_n), \quad (7)$$

де доданок  $\omega_0 t_n$  обумовлюється некратністю  $\tau_0$  періоду  $2\pi/\omega_0$ .

АФМ-сигнал можна отримати не тільки затримкою імпульсів однакової форми відносно одного, а й “вирізанням” з безперервного коливання  $\cos\omega_0 t$  імпульсу з подальшою амплітудною та фазовою модуляціями, тоді

$$u(t) = \sum_{n=1}^N U_n u_0(t - t_n) \cos\omega_0 t, \quad (8)$$

а комплексна амплітуда  $n$ -го елемента

$$U_n = U \exp j\Theta_n. \quad (9)$$

Комплексні обвідні, відповідно,  $n$ -го елемента та сигналу

$$U_n(t) = U_n u_0(t - t_n); \quad (10)$$

$$U(t) = \sum_{n=1}^N U_n(t). \quad (11)$$

Розглянемо приклад.

Нехай задано послідовність

$$\text{БЧП} = \{5, 2, 2, -4, 2, 2, -4, 2, 2\}. \quad (12)$$

Відліки БЧП можна представити у вигляді набору дискретних амплітуд  $u_i(t)$  та фаз  $\varphi_i(t)$  (амплітудна та фазова модуляція відповідно):

$$u_i(t) = \{5, 2, 2, 4, 2, 2, 4, 2, 2\}; \quad (13)$$

$$\varphi_i(t) = \{0, 0, 0, \pi, 0, 0, \pi, 0, 0\}. \quad (14)$$

Часову діаграму, що демонструє етапи формування АФМ-сигналу для цього прикладу, та схеми формування циклічних АФМ-сигналів, представлено на **рис. 3**.

Слід зазначити, що кодувальні багаторівневі числові послідовності з цілочисельними елементами, що мають ідеальну періодичну АКФ, існують для значень довжини  $N=4, 8, 9, 12, 16$  і т. д.

### Метод оброблення АФМ-сигналів

АФМ-сигнали являють собою нормальну систему обсягом  $J=N$  ортогональних циклічних сигналів із заданими структурними властивостями, тому для вирішення завдання з їх розрізнення доцільно пере-

йти до методу ковзних згорток, заснованому на врахуванні структурних властивостей сигналів, що згортаються [8]. Сутність цього методу щодо систем ортогональних циклічних сигналів полягає в тому, що для реалізації ковзного режиму оброблення (розрізнення) сигналів прийнята БЧП подвоюється, тобто формуються два її періоди. В такому разі всі сигнали цієї системи можна отримати як послідовні сегменти довжиною  $N$  на відрізку, що дорівнює двом періодам довільного сигналу цієї системи.

Отже, для стиснення нормальної системи циклічних сигналів замість  $N$ -канального узгодженого фільтра достатньо побудувати тільки один одноканальний фільтр, узгоджений з будь-яким із переданих циклічних сигналів системи (наприклад, з сигналом нульового зсуву). Нехай  $\{g(i+\tau)\}$  — передана БЧП, а  $\{y(i)\} = \{g(i+\tau) + n(i)\}$  — прийнята послідовність на фоні білого гаусівського шуму.

Розглянемо покроково процедуру розрізнення циклічних АФМ-сигналів за методом ковзних згорток.

**Крок 1.** Сформувати на базі прийнятої послідовності  $\{y(i)\} = y(0), y(1), \dots, y(N-1)$  подвоєну послідовність за правилом

$$\begin{aligned} \{y2(i)\} &= \{y(0), y(1), \dots, y(N-1), y(0), y(1), \dots, y(N-2)\} = \\ &= \{y(i \bmod N)\}, \quad i = \overline{0, 2N-2}. \end{aligned} \quad (15)$$

**Крок 2.** Знайти значення  $k_{\max}$ , за якого аперіодична змінна згортка  $z(k)$  між  $\{g(N-i-1)\}$  та  $\{y2(i)\}$  має максимальне значення:

$$Z(k) = \sum_{i=0}^{N-1} g(N-i-1)y_2(k-i), \quad (16)$$

$$k = \overline{0, 2N-2},$$

де  $\{g(N-i-1)\} = h(i)$  — відліки імпульсної характеристики фільтра, узгодженого з БЧП  $\{g(i)\}$ , при цьому входні відліки  $y_2(k-i) \equiv 0$ , якщо  $(k-i) < 0$ , а всі значення аргументів послідовностей, що згортаються, редукуються за  $\bmod N$ . Оскільки вихід ЦУФ відкривається строб-імпульсом на  $(N-1)$ -му такті від моменту приходу сигналу (нульового такту),  $k_{\max}$  приймає значення з діапазону  $k = \overline{N-1, 2N-2}$ .

**Крок 3.** За знайденим на кроці 2 значенням  $k_{\max}$ , для якого  $Z(k) = Z_{\max}$ , визначити максимальну правдоподібне значення  $\hat{\tau}$  номера циклічного зсуву переданої БЧП. З метою отримання виразу, який міститиме номер циклічного зсуву  $\tau$  в явному вигляді, запишемо вираз (16) з урахуванням (15):

$$Z(k) = \sum_{i=0}^{N-1} g(N-i-1)y_2(k-i-\tau), \quad (17)$$

$$k = \overline{0, 2N-2}, \quad \tau = \overline{0, N-1}.$$

Беручи до уваги відсутність шумів ( $n(t) \equiv 0$ ), знайдемо значення  $k = k_{\max}$ , за якого виконується рівність

$$g(N-i-1) = g(k_{\max} - i - \tau), \quad (18)$$

$$k_{\max} = \overline{N-1, 2N-2},$$

$$\tau = \overline{0, N-1}.$$

З аналізу (18) витікає, що з урахуванням шумів максимально правдоподібна оцінка номера переданого циклічного зсуву

$$\hat{\tau} = \overline{(N-1 - k_{\max}) \bmod N}, \quad (19)$$

$$k_{\max} = \overline{N-1, 2N-2}.$$

Наприклад, нехай отримане на кроці 2 значення  $k_{\max} = 12$  для ЦУФ, узгодженого з БЧП довжиною  $N = 3^2 = 9$ , тоді  $\hat{\tau} = (9 - 1 - 12) \bmod 9 = 5$ .

Функціональна схема пристрою, що реалізує принцип розрізнення циклічних сигналів за методом ковзних згорток, наведена на **рис. 4**, де вирішальний пристрій відкривається стробом через  $N-1$  тактів

роботи ЦУФ, тобто коли прийнятий сигнал повністю вийде до ЦУФ.

Епюри в контрольних точках детектора наведено на **рис. 5**, де як приклад розглянуто АФМ-сигнал для БЧП довжиною  $N = 3^2 = 9$ . Схема працює таким чином. АФМ-сигнал (епюра 1) надходить до входів амплітудного та фазового детекторів, після детектування (епюри 2, 3) проводиться множення сигналів на виході детекторів і в результаті отримується кодувальна послідовність БЧП (епюра 4), відліки якої після оцифрування в АЦП накопичуються в буферному регістрі (БР). Після приходу  $N$ -го відліку сигналу вміст БР пересилається протягом 1-го такту в кільцевий регістр (КР), на виході якого формуються два періоди прийнятої послідовності, далі подвоєна послідовність подається на вхід ЦУФ, узгоджений з нульовим циклічним зсувом БЧП. Вирішальний пристрій приймає рішення щодо номера переданого ци-

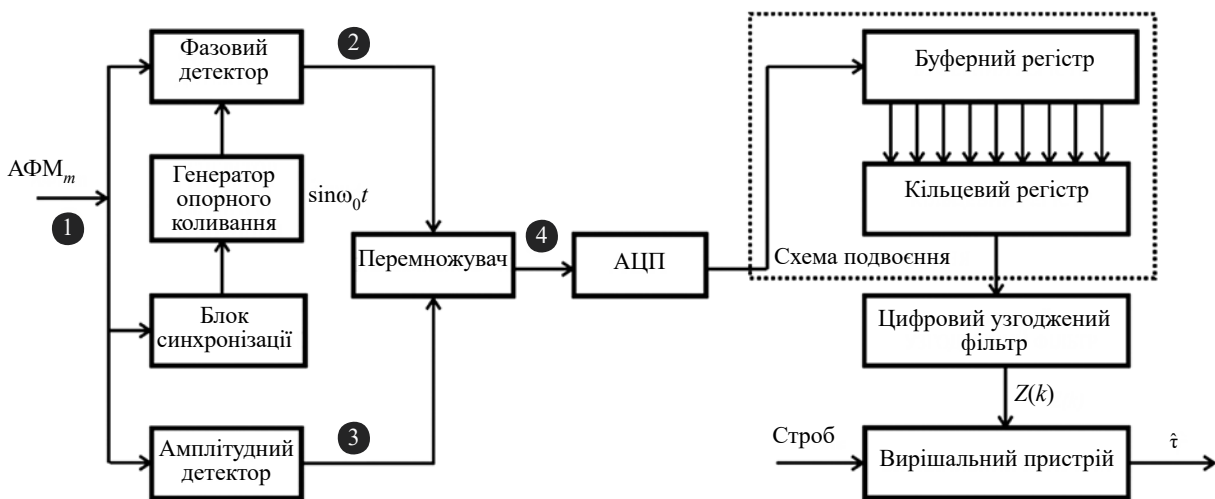


Рис. 4. Одноканальна схема пристрою оптимального розрізнення циклічних АФМ-сигналів

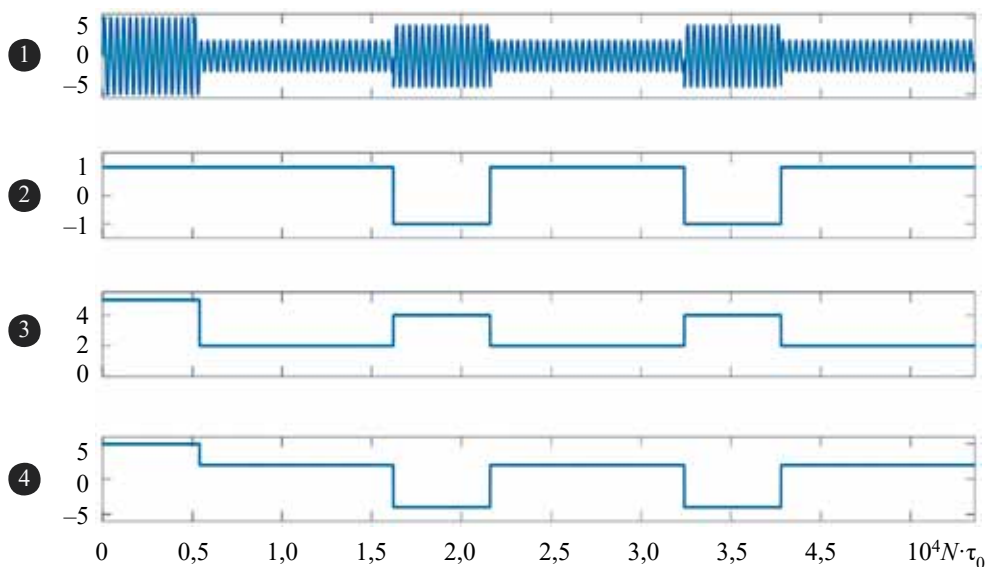


Рис. 5. Епюри сигнала у контрольних точках декодера АФМ-сигналів (див. рис. 4)

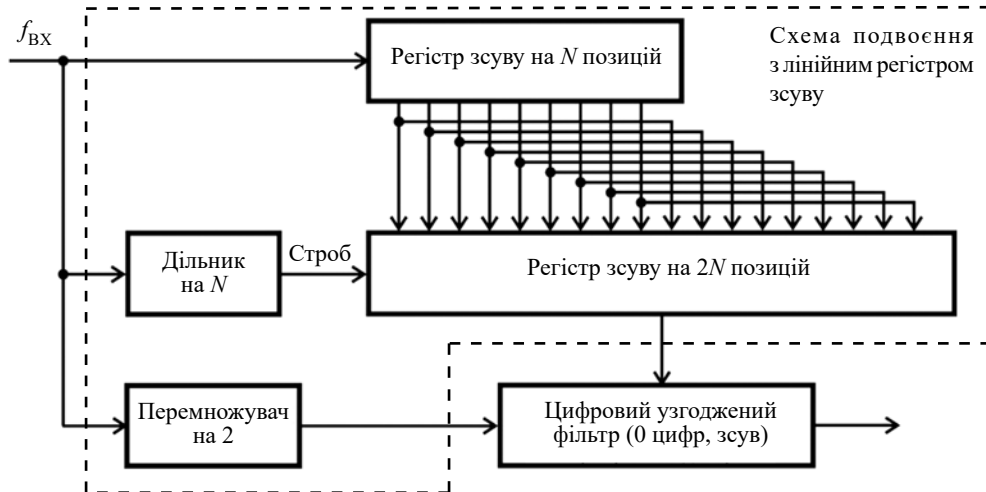


Рис. 6. Схема обчислення циклічної згортки в ковзному вікні ( $f_{BX}$  — сигнал після АЦП на рис.4)

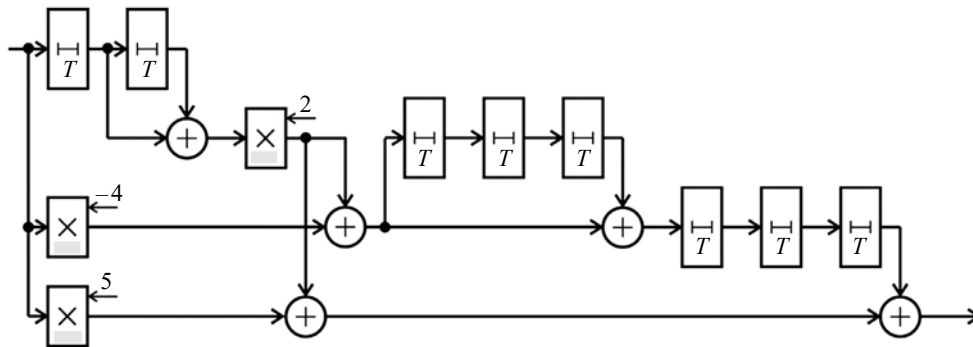


Рис. 7. Економічна схема одноканального ЦУФ для стиснення сигналу в режимі ковзної згортки:  
 $T$  — пристрій затримки на 1 такт;  $\oplus$  — суматор (віднімач) двох чисел

клічного зсуву  $\hat{t}$  на базі аналізу часу появи максимального відгуку на виході ЦУФ.

В деяких випадках для підвищення швидкодії приймача, що особливо актуально у разі пошуку синхрослїдовності, можна побудувати схему подвоєння вхідної послїдовності без використання кільцевого регістру, як показано на **рис. 6**.

Такий підхід дозволяє виконати обчислення циклічної згортки в ковзному вікні завдяки послїдовному завантаженню регістра зсуву на  $N$  позицій з одночасним перевантаженням за один такт у паралельному вигляді до регістру зсуву на  $2N$  позицій. Блок ЦУФ працює так само, як і в схемі на рис. 4.

Як зазначалося раніше, розглянутий клас БЧП має надмірність, що дозволяє мінімізувати число арифметичних пристроїв одноканального ЦУФ. Основна ідея усунення надлишкових операцій у регулярній формі полягає у можливості подання одновимірних масивів чисел у вигляді двовимірних масивів з максимальним числом співпадаючих стовпців [9]. Так, наприклад, БЧП довжиною  $N=3^2=9$  з ідеальною ПАКФ  $\{h(i)\} = \{5, 2, 2, -4, 2, 2, -4, 2, 2\}$  (20)

представимо у вигляді двовимірного масиву, стовпці якого збігаються з точністю до першого елемента:

$$H_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} 5 & -4 & -4 \\ 2 & 2 & 2 \\ 2 & 2 & 2 \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Економічна схема одноканального ЦУФ, побудована з урахуванням властивостей масиву (21), представлена на **рис. 7**.

Неважко переконатися безпосередньо, що імпульсна характеристика  $\{h(i)\}$  ЦУФ (рис. 7) збігається з БЧП (20).

### Алгоритм синхронізації циклічних АФМ-сигналів

Передавання інформації за допомогою циклічних АФМ-сигналів зручно здійснювати у вигляді кадрової структури, яка містить у кожному початку інверсну до нульового циклічного зсуву БЧП, а далі передаються БЧП з інформаційними циклічними зсувами.

Запропонована структура кадру на базі циклічних АФМ, що містить синхросигнал, показана на **рис. 8**.

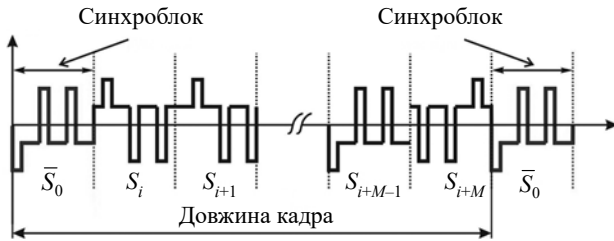


Рис. 8. Структура кадру на базі циклічних АФМ-сигналів на прикладі БЧП (20)

На початку кадру передається інверсна до  $S_0$  послідовність

$$\bar{S}_0 = \{-5, -2, -2, 4, -2, -2, 4, -2, -2\}. \quad (22)$$

Виконаємо зворотне дискретне перетворення Фур'є від послідовностей (20) та (22):

$$W_0 = IFFT\{h_0\} = \{1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1\}, \quad (23)$$

$$\bar{W}_0 = IFFT\{\bar{S}_0\} = \{-1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, -1\}. \quad (24)$$

У виразах (23) та (24)  $IFFT$  означає зворотнє швидке перетворення Фур'є (ШПФ) [10, 11].

Поелементне порівняння БЧП (22) з її спектром (24) демонструє повний збіг фазової структури, що дозволяє реалізувати завадостійкий виявник БЧП з нульовим чи інверсним нульовим циклічним зсувом

при використанні тільки фазової структури АФМ-сигналу. Схема виявника нульових циклічних зсувів БЧП показана на рис. 9.

Схема працює таким чином. Фазовий детектор перетворює височастотний сигнал у відеопослідовність, яка після фільтра низької частоти (ФНЧ) та компаратора перетину нуля перетворюється у бінарну послідовність (+1, -1). Блок зворотного перетворення Фур'є відновлює послідовність (20) чи (22), яка проходить узгоджений фільтр з отриманням відгуку амплітудою  $N^2$  або  $-N^2$ . Далі вирішальний пристрій порівнює відгук з порогами та приймає рішення щодо того, який саме сигнал було прийнято. Схема може працювати в умовах початкової невизначеності коефіцієнта підсилення приймального тракту та дозволяє розкрити цю невизначеність завдяки розпізнаванню моменту надходження синхросигналу.

Проведемо моделювання роботи схеми виявника синхросигналу (рис. 9) в умовах зміни амплітуди сигналу на вході приймача для наведеної на рис. 8 структури кадру.

На рис. 10 показано виявлені моменти передавання послідовності (22) на фоні інформаційного потоку даних в умовах випадкової зміни амплітуди сигналу з нормальним розподілом імовірності. Як можна побачити, схема надійно виявляє початок кожного кадру, що містить послідовність (22).

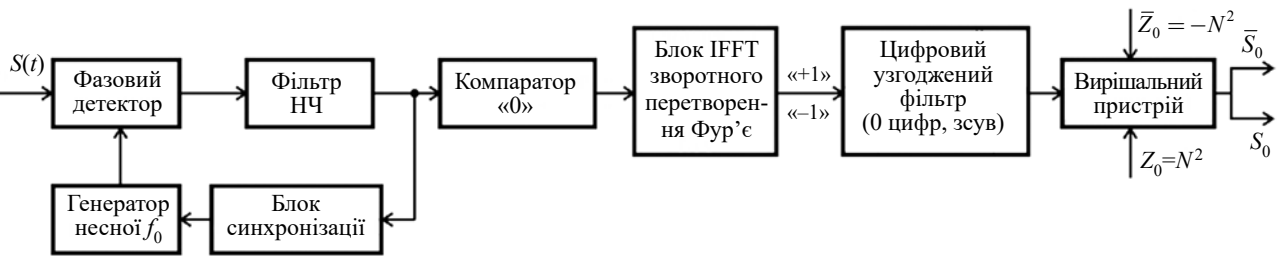


Рис. 9. Фазовий виявник нульових циклічних зсувів АФМ-сигналів

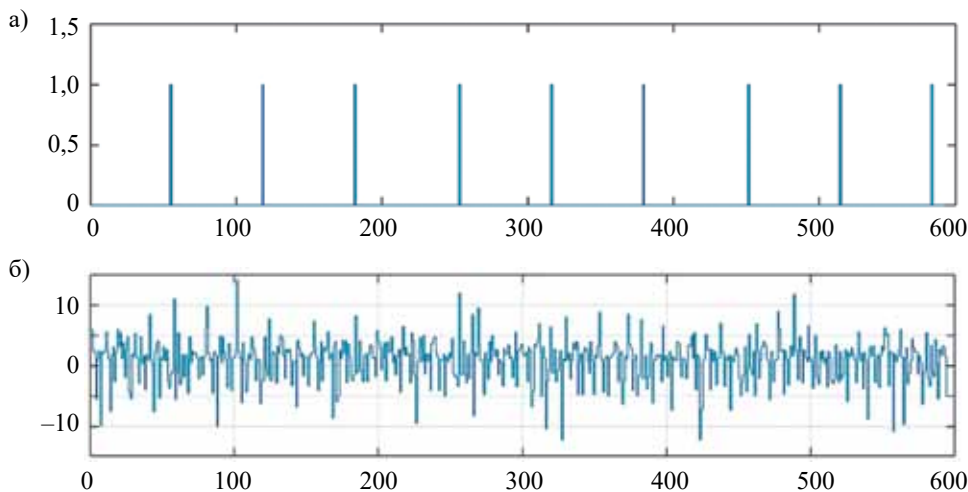


Рис. 10. Моделювання роботи схеми синхронізації циклічних АФМ-сигналів для сигналу з випадковим значенням амплітуди на вході приймача:

*a* — сигнал на виході схеми синхронізації; *б* — низькочастотний сигнал після помножувача вихідних сигналів амплітудного та фазового детекторів

Припустимо, що коефіцієнт посилення приймача змінюється за гармонічним законом  $G(t) = G_0 \cos(\Omega t + \varphi_0)$ , де  $G_0$  — початкове значення коефіцієнта посилення,  $\Omega$  — частота гармонічного сигналу,  $\varphi_0$  — початкова фаза. При цьому амплітуда вхідного сигналу змінюється за випадковим законом  $n(t)$ . Амплітуда обвідної прийнятого сигналу:  $y(t) = A(t) \cdot (G(t) + n(t))$ ,

де  $A(t)$  — амплітуда вихідного сигналу,  $n(t)$  — закон зміни амплітуди сигналу при розповсюдженні.

На рис. 11 наведено результати моделювання роботи схеми виявника синхросигналу в умовах наявності водночас регулярної та випадкової складових амплітуди сигналу на вході приймача. Тут видно, що пропусків сигналу синхронізації немає, а схема, як і

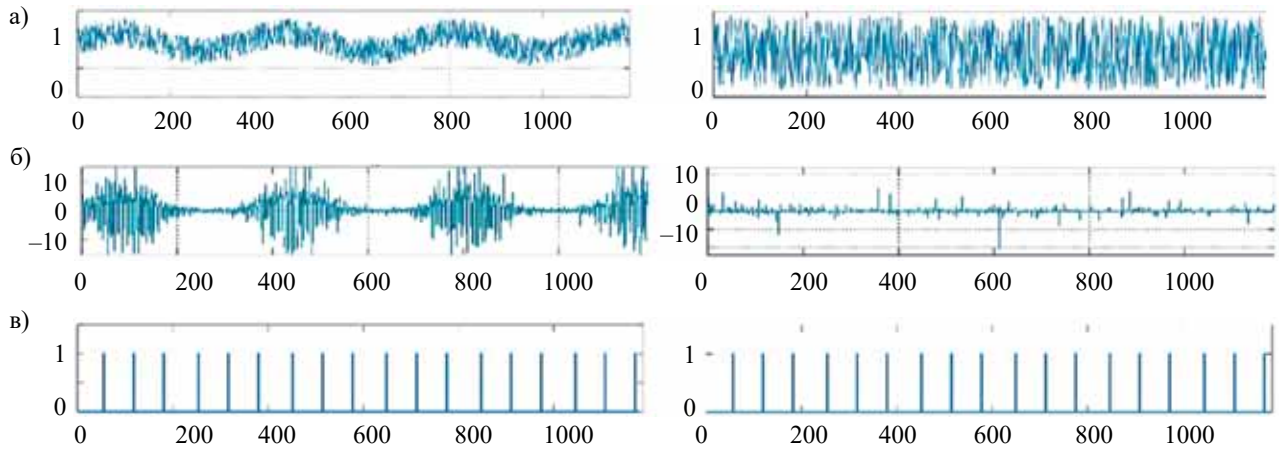


Рис. 11. Моделювання роботи схеми синхронізації циклічних АФМ-сигналів для сигналу з випадковим значенням амплітуди та гармонічним законом зміни коефіцієнта підсилення приймача (поряд зображено дві ітерації моделювання): а — коефіцієнт підсилення приймача з урахуванням зміни амплітуди вхідного сигналу; б — низькочастотний сигнал після помножувача вихідних сигналів амплітудного та фазового детекторів; в — сигнал на виході схеми синхронізації

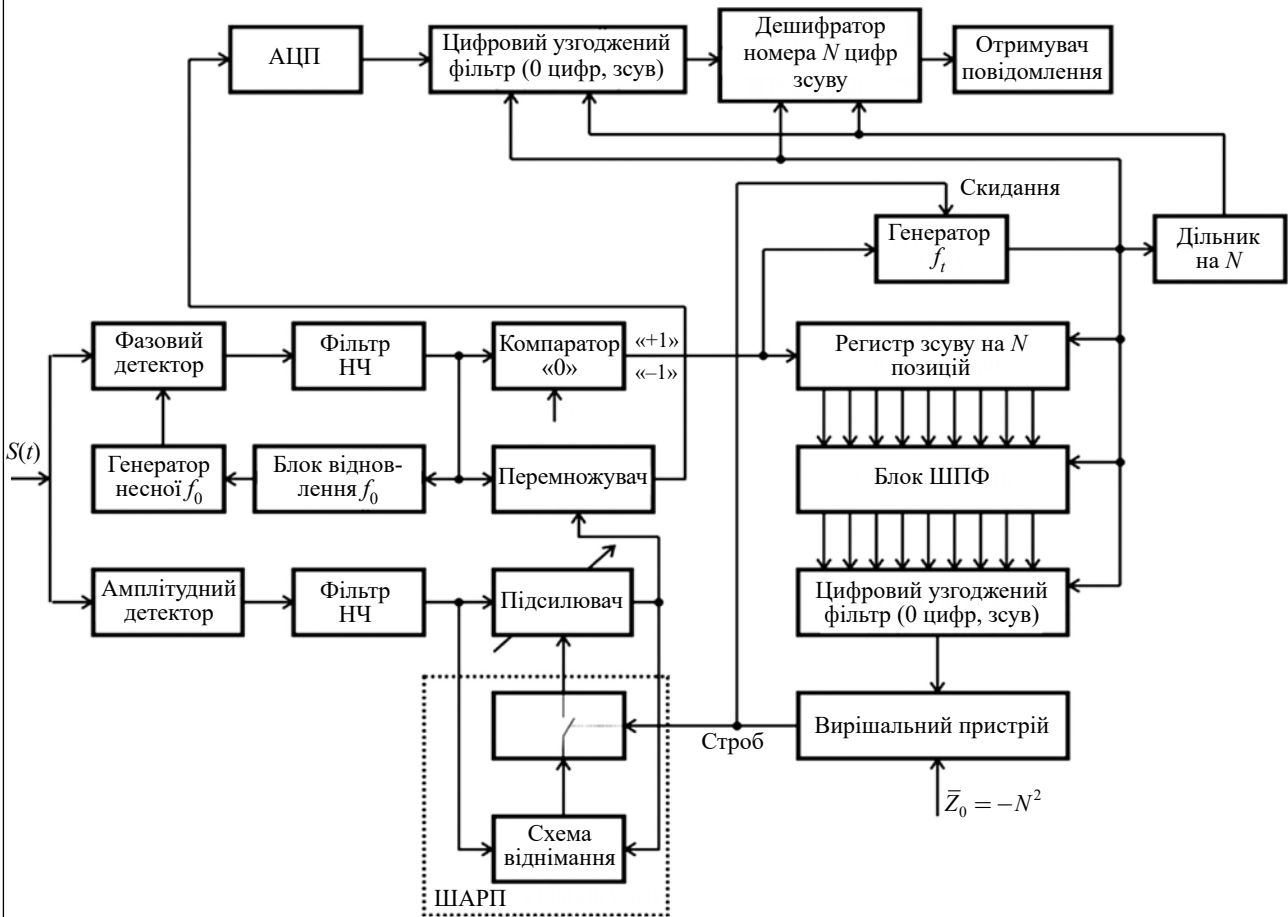


Рис. 12. Схема приймання циклічних АФМ-сигналів з блоком синхронізації

для випадку на рис. 10, надійно виявляє початок кожного інформаційного кадру.

Розглянемо загальну схему приймання циклічних АФМ-сигналів з урахуванням схеми синхронізації, представлену на рис. 12. Та її частина, що виявляє номер циклічного зсуву інформаційної послідовності, працює аналогічно розглянутій вище схемі пристрою оптимального розрізнення циклічних АФМ-сигналів (див. рис. 4). Особливістю цієї схеми є те, що у разі виявлення послідовності (22) строб з вирішального пристрою надходить на електронний комутатор ключової схеми швидкого автоматичного регулювання підсилення (ШАРП), що дозволяє швидко, протягом довжини одного символу, налаштувати коефіцієнт підсилення відносно опорного рівня. Також строб з вирішального пристрою схеми синхронізації нав'язує фазу автогенератора синхроімпульсів, що мають символну, блокову та кадрову частоти.

### Висновки

Врахування структурних властивостей кодуєчих систему циклічних АФМ-сигналів багаторівневих числових послідовностей з ідеальною періодичною автокореляційною функцією, таких як повна ідентичність фазової структури сигналу до та після швидкого перетворення Фур'є, дозволило забезпечити розрізнення нульового циклічного зсуву чи його інверсію, виходячи з аналізу лише фазової структури прийнятого сигналу. Швидке підстроювання коефіцієнта посилення приймача здійснюється в момент синхронізації, що дозволяє підвищити надійність роботи модема в умовах випадкової амплітуди прийнятого АФМ-сигналу.

### ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Recommendation ITU-R SM.1056-1: *Limitation of radiation from industrial, scientific and medical (ISM) equipment*. [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.1056-1-200704-1!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.1056-1-200704-1!!PDF-E.pdf)

2. Ma S., Li X., Zou D. A CSSK based navigation and communication integrated satellite signal. *2021 International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC)*, Harbin City, China, 2021, pp. 1079–1082, <https://doi.org/10.1109/IWCMC51323.2021.9498883>

3. Recommendation ITU-R SM.1046-3: *Definition of spectrum use and efficiency of a radio system*. [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.1046-3-201709-1!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.1046-3-201709-1!!PDF-E.pdf)

4. Gepko I. Individual correlation properties and structural features of periodic complementary sequences. *2021 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, Madrid, Spain, 2021, pp. 1–6, <https://doi.org/10.1109/GLOBECOM46510.2021.9685585>

5. *Handbook on National Spectrum Management*. Geneva, ITU, 2015, 326 p. [https://www.itu.int/dms\\_pub/itu-r/opb/hdb/R-HDB-21-2015-PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/hdb/R-HDB-21-2015-PDF-E.pdf)

6. Гепко И. А. Ортогональная CSSK-модуляция на основе комплементарных кодовых последовательностей. *Вісник вищих навчальних закладів. Радіоелектроніка*, 2022, т. 65, № 2, с. 71–83, <https://doi.org/10.20535/S0021347022020017>

7. Sadchenko A., Kushnirenko O. QPSK-modulation modem invariant to the rotation of the signal constellation plane. *Electrical, Control and Communication Engineering*, 2018, vol. 14, iss. 2, pp. 149–156, <https://doi.org/10.2478/ecce-2018-0018>

8. Коханов А.Б. Автоматический синхронизатор цифровых сигналов и телекоммуникационных потоков: *Вісник вищих навчальних закладів. Радіоелектроніка*, 2019, т. 62, вип. 4, с. 225–233, <https://doi.org/10.20535/S0021347019040046>

9. Sadchenko A., Kushnirenko O. The spectral method for the synthesis of integral H-sequences with an ideal periodic autocorrelation function. *Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering*, 2020, vol. 12, no. 1, pp. 69–75, <https://jtec.utem.edu.my/jtec/article/view/5781/>

10. Гепко, І. О. Прийом ортогональних М-ичних сигналів з маніпуляцією негайциклічним зсувом на основі непарного дискретного перетворення Фур'є. *Вісник вищих навчальних закладів. Радіоелектроніка*, 2022, т. 65, № 8, с. 459–473, <https://doi.org/10.20535/S0021347022110024>

11. Гепко И.А. М-ичная схема CDMA с CSSK-модуляцией и параллельной компенсацией системных помех. *Инфокоммуникаційні та комп'ютерні технології*, 2021, № 2, с. 51–63, <https://doi.org/10.36994/2788-5518-2021-02-02-04>

Дата надходження рукопису  
до редакції 03.02 2024 р.

DOI: 10.15222/TKEA2024.1-2.24  
UDC 681.513

A. V. SADCHENKO, O. A. KUSHNIRENKO, O. V. TROYANSKIY  
Ukraine, Odessa, Odessa Polytechnic National University  
E-mail: koa@opu.edu.ua

## SYNCHRONOUS PROCESSING OF ORTHOGONAL CYCLIC AFM SIGNALS UNDER CONDITIONS OF RECEPTION GAIN COEFFICIENT UNCERTAINTY

*A method has been proposed for synchronizing modems that use a system of cyclic amplitude-phase keyed signals encoded by multi-level numerical sequences with an ideal periodic autocorrelation function to transmit information. The method is based on the invariance of the phase structure of the zero cyclic shift and the inverse zero cyclic shift of the coding sequence to the fast discrete Fourier transform. This makes it possible to detect a synchronization signal based on the analysis of only the phase structure of the signal at the output of the phase detector and to carry out fast automatic adjustment of the receiver gain under conditions of an unknown initial amplitude of the amplitude-phase manipulated signal. The amplitude structure of the clock signal is restored using a special case of the fast discrete Fourier transform — the fast discrete cosine transform. Due to the integer values of the amplitudes, the symmetry around the center, and taking into account the cyclicity property, a single matched filter is used to distinguish orthogonal cyclic signals in a system containing N signals with the number of multipliers equal to the number of discrete amplitude variations, less than N/2 for even N or N/2–1 for odd N.*

*Keywords: cyclic AFM signal, orthogonality, multilevel number sequence, receiver gain, frame synchronization, cyclic convolution, digital matched filter.*



## REFERENCES

1. Recommendation ITU-R SM.1056-1: Limitation of radiation from industrial, scientific and medical (ISM) equipment. [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.1056-1-200704-I!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.1056-1-200704-I!!PDF-E.pdf)
2. Ma S., Li X., Zou D. A CCSK based navigation and communication integrated satellite signal. *2021 International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC)*, Harbin City, China, 2021, pp. 1079–1082, <https://doi.org/10.1109/IWCMC51323.2021.9498883>
3. Recommendation ITU-R SM.1046-3: Definition of spectrum use and efficiency of a radio system. [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.1046-3-201709-I!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.1046-3-201709-I!!PDF-E.pdf)
4. Gepko I. Individual correlation properties and structural features of periodic complementary sequences. *2021 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, Madrid, Spain, 2021, pp. 1–6, <https://doi.org/10.1109/GLOBECOM46510.2021.9685585>
5. *Handbook on National Spectrum Management*. Geneva, ITU, 2015, 326 p. [https://www.itu.int/dms\\_pub/itu-r/opb/hdb/R-HDB-21-2015-PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/hdb/R-HDB-21-2015-PDF-E.pdf)
6. Gepko I. A. Orthogonal CCSK based on complementary code sequences. *Radioelectronics and Communications Systems*, 2022, vol. 65, no. 2, pp. 61–71, <https://doi.org/10.20535/S0021347022020017>
7. Sadchenko A., Kushnirenko O. QPSK-modulation modem invariant to the rotation of the signal constellation plane. *Electrical, Control and Communication Engineering*, 2018, vol. 14, iss. 2, pp. 149–156, <https://doi.org/10.2478/ece-2018-0018>
8. Kokhanov A. B. Automatic synchronizer of digital signals and telecommunication streams. *Radioelectronics and Communications Systems*, 2019, vol. 62, no. 4, pp. 181–188, <https://doi.org/10.3103/S0735272719040046>
9. Sadchenko A., Kushnirenko O. The spectral method for the synthesis of integral H-sequences with an ideal periodic autocorrelation function. *Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering*, 2020, vol. 12, no. 1, pp. 69–75, <https://jtec.utem.edu.my/jtec/article/view/5781/>
10. Gepko, I. Reception of M-ary orthogonal negacyclic code shift keying signals based on odd discrete Fourier transform. *Radioelectronics and Communications Systems*, 2022, vol. 65, no. 8, pp. 459–473, <https://doi.org/10.20535/S0021347022110024>
11. Gepko I. M-ary CDMA scheme with CCSK modulation and parallel interference cancellation technique M-ary CDMA scheme with CCSK modulation and parallel interference cancellation technique. *Infocommunication and Computer Technologies*, 2021, no. 2, pp. 51–63, <https://doi.org/10.36994/2788-5518-2021-02-02-04>

**Опис статті для цитування:**

Садченко А. В., Кушніренко О. А., Троянський О. В. Синхронне оброблення ортогональних циклічних АФМ-сигналів в умовах невизначеності коефіцієнта посилення приймального тракту. *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*, 2024, № 1–2, с. 24–32. <http://dx.doi.org/10.15222/ТКЕА2024.1-2.24>

**Cite the article as:**

Sadchenko A. V., Kushnirenko O. A., Troyanskiy O. V. Synchronous processing of orthogonal cyclic AFM signals under conditions of reception gain coefficient uncertainty. *Technology and design in electronic equipment*, 2024, no. 1–2, pp. 24–32. <http://dx.doi.org/10.15222/ТКЕА2024.1-2.24>