

УДК 621.396

**МЕТОДИКА СИНХРОНІЗАЦІЇ РАДІОСИГНАЛІВ З ЛІНІЙНОЮ ЦИФРОВОЮ
МОДУЛЯЦІЄЮ В УМОВАХ АПРІОРНОЇ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ**

Нагорнюк О. А., Павлюк В. В.

*Житомирський військовий інститут ім. С. П. Корольова,
10004, м. Житомир, проспект Миру*

Nahorniuk@i.ua

**МЕТОДИКА СИНХРОНИЗАЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ С ЛИНЕЙНОЙ ЦИФРОВОЙ
МОДУЛЯЦИЕЙ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ**

Нагорнюк А. А., Павлюк В. В.

*Житомирский военный институт им. С. П. Королева,
10004, г. Житомир, проспект Мира*

Nahorniuk@i.ua

**METHOD OF SYNCHRONIZATION OF RADIO SIGNALS WITH LINEAR DIGITAL
MODULATION UNDER PRIOR UNCERTAINTY**

Nahorniuk O. A., Pavliuk V. V.

*Zhytomyr Military Institute named after S. P. Korolev,
avenue Mira, Zhytomyr 10004, Ukraine*

Nahorniuk@i.ua

Анотація. У статті запропоновано методику частотної та тактової синхронізації сигналів з лінійною цифровою модуляцією в підсистемах розпізнавання виду модуляції комплексів радіомоніторингу. Методика ґрунтується на аналізі спектральних, кореляційних і циклостационарних характеристик сигналу із застосуванням принципів кіл синхронізації з прямим зв'язком. У статті наводяться результати досліджень похибки визначення носійної частоти та символної швидкості для різновидів сигналів з лінійною цифровою модуляцією при використанні запропонованої методики синхронізації.

Ключові слова: радіосигнал, синхронізація, частота, символна швидкість, модуляція, фазове сузір'я, невизначеність.

Аннотация. В статье предложена методика частотной и тактовой синхронизации сигналов с линейной цифровой модуляцией в подсистемах распознавания вида модуляции комплексов радиомониторинга. Методика основывается на анализе спектральных, корреляционных и циклостационарных характеристик сигнала с применением принципов цепей синхронизации с прямой связью. В статье приводятся результаты исследований погрешности определения несущей частоты и символной скорости для разновидностей сигналов с линейной цифровой модуляцией при использовании предложенной методики синхронизации.

Ключевые слова: радиосигнал, синхронизация, частота, символная скорость, модуляция, фазовое созвездие, неопределенность.

Abstract. The method of frequency and clock synchronization of signals with linear digital modulation in modulation type recognition subsystems of radiomonitoring complexes is proposed in the article. The method is based on analysis of spectral, correlated and cycle-stationary signal characteristics using the principles of feed-forward synchronization circuits. The results of research of carrier frequency determination error and symbol rate determination error for different signals with linear digital modulation using proposed synchronization techniques are given in the article.

Key words: radio signal, synchronization, frequency, symbol rate, modulation, phase constellation, uncertainty.

Постановка проблеми. Приймання та аналіз радіосигналів в умовах апріорної невизначеності є складним завданням, що вирішується в комплексах радіомоніторингу та радіоконтролю [1, 2]. Ця складність пов'язана зі значною кількістю видів модуляцій, що викорис-

товуються у системах радіозв'язку та широким діапазоном зміни параметрів радіосигналів. У сучасних телекомунікаційних системах широко застосовуються сигнали з лінійною цифровою модуляцією (ЛЦМ) [3]. Розпізнавання їх виду модуляції вимагає відновлення фазового сузір'я, що потребує частотної та тактової синхронізації [4]. Широкий діапазон зміни модуляційних параметрів ЛЦМ сигналів і відсутність апріорної інформації про вид фазового сузір'я значно ускладнюють виконання вказаного завдання [1]. Виникає необхідність удосконалення існуючих методів і методик синхронізації ЛЦМ радіосигналів з метою розширення кількості видів модуляцій та забезпечення функціонування в умовах повної апріорної невизначеності.

Огляд останніх досліджень і публікацій. Існуючі підходи до частотної синхронізації ЛЦМ радіосигналів в умовах апріорної невизначеності ґрунтуються переважно на спектральному аналізі радіосигналів піднесених до різних степенів [4] з подальшим використанням кіл фазового автопідстроювання частоти [5]. Такі підходи реалізовані для обмеженої кількості видів модуляції. Відомий метод частотної синхронізації, що базується на аналізі взаємної кореляції символів фазового сузір'я [6]. Однак даний метод має високу обчислювальну складність, що обмежує його використання в умовах часу близького до реального. Методи тактової синхронізації сигналу в умовах невизначеності використовують циклостационарні властивості сигналу (метод Гарднера, метод з випереджувальним та запізнювальним стропуванням, метод Мюеллера-Мюллера [7]), потребують попереднього значення символів швидкості, яке розраховується в більшості випадків шляхом аналізу амплітудно-частотного спектра (АЧС) сигналу на виході нелінійних операторів різних типів [8]. Однак відсутні методики, які забезпечили б застосування вказаних вище методів для сигналів з різними видами ЛЦМ в умовах повної відсутності апріорної інформації про модуляційні параметри та сам вид модуляції.

Метою даної статті є розробка методики тактової та частотної синхронізації ЛЦМ радіосигналів в умовах апріорної невизначеності.

Постановка завдання. Вважається, що сигнал на передавальній стороні сформовано відповідно до визначених вимог [9], він не комбінований та має один із видів ЛЦМ. Параметри модуляції на ділянці сигналу, що аналізується, постійні, а попередня інформація про вид модуляції та параметри радіосигналу відсутня, що відповідає умовам апріорної невизначеності [1].

При розповсюдженні сигнал зазнає впливу каналу, що описується гаусівською моделлю [3]. У такому разі прийнята сигнальна суміш $r(t, U_i)$ складається з корисного сигналу $s(t, U_i)$ та адитивного гаусівського шуму $n(t)$ [10]:

$$r(t, U_i) = s(t, U_i) + n(t), \quad (1)$$

де $U_i = [a_i, f_c, \theta, f_T, g(t) \{s_k^{(i)}\}_{k=1}^K]$ – вектор апріорно невідомих параметрів сигналу;

a_i – амплітуда сигналу; f_c – частота носійного колювання; θ – початкова фаза носійного колювання; $f_T = 1/T$ – тактова частота, значення якої дорівнює символівній швидкості $R_{sym} = f_T$; T – символівний період; $g(t)$ – сумісна імпульсна характеристика формувального фільтра та каналу; $\{s_k^{(i)}\}_{k=1}^K$ – K символів i -го кінцевого алфавіту модуляції.

Корисний сигнал для різновидів ЛЦМ описується виразом [10]:

$$s(t, U_i) = a_i e^{j(2\pi f_c t + \theta)} \sum_{k=1}^K s_k^{(i)}(t) g(t - (k-1)T - \varepsilon T). \quad (2)$$

Вважають, що апріорна інформація про параметри сигналу, які описують вектором U_i , та вид застосованої в ньому модуляції відсутні. Необхідно визначити носійну частоту сигналу f_c , початкову фазу носійного колювання θ , символівну швидкість R_{sym} , похибку так-

тової синхронізації ε , скоректувати відліки сигналу відповідно до отриманих параметрів, виконати операції децимації, інтерполяції та отримати фазове сузір'я радіосигналу.

Виклад основного матеріалу. Для визначення параметрів радіосигналу в умовах априорної невизначеності необхідно застосовувати підходи, що не потребують попередньої інформації про параметри сигналу (методи «сліпого» визначення параметрів). Такі підходи ґрунтуються на аналізі спектральних та кореляційних характеристик і використовують циклостаціонарні властивості радіосигналу, що з'являються при цифровій модуляції.

Синхронізацію ЛЦМ радіосигналів можна розділити на чотири основні етапи:

- визначення та корекція носійної частоти;
- визначення та корекція символної швидкості;
- визначення та корекція фази носійного коливання;
- визначення та корекція похибки тактової синхронізації.

Перший етап реалізується шляхом пошуку домінуючих гармонік радіосигналу (гармонік з максимальною амплітудою) в АЧС на виході нелінійних операторів 2...8 порядків. Частоти даних гармонік безпосередньо пов'язані з носійною частотою радіосигналу. Тип нелінійного оператора вибирається залежно від виду застосованої у сигналі модуляції. Так, для зняття модуляційної складової з двопозиційної фазової маніпуляції (ФМн) та амплітудної маніпуляції (АМн) необхідно використати нелінійний оператор другого порядку [4], для чотирипозиційної ФМн, чотирипозиційної $\pi/4$ -ФМн та квадратурної амплітудної маніпуляції (КАМн) – четвертого порядку [11], для восьмипозиційної ФМн – восьмого порядку [3].

Математичні вирази для піднесеного до степеня ФМн сигналу наведено нижче (3)...(6). Для усунення модуляції ФМн сигналу його порядок збільшується на кратність маніпуляції M . В АЧС такого сигналу $S^M(k)$ буде домінувати гармоніка з максимальною енергією, частота якої пов'язана з частотою носійного коливання [9]:

$$S^M(m) = \text{FFT}(r^M(n)). \quad (3)$$

Для ФМн сигналу на виході нелінійного оператора порядку M можна записати:

$$r^M(n) = a_i^M \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} g^M \left(\frac{n}{F_s} - kT \right) e^{j\phi_k M} \right\} e^{M \left(2\pi \frac{f_c}{F_s} n + \phi_i \right)}, \quad (4)$$

де

$$\phi_k^M = \left\{ \frac{2\pi}{M} m M \right\} \Big|_{m=0}^{M-1} = \{2\pi m\} \Big|_{m=0}^{M-1}, \quad (5)$$

тоді

$$r^M(n) = A^M \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} g^M \left(\frac{n}{F_s} - kT \right) \right\} e^{M \left(2\pi \frac{f_c}{F_s} n + \phi_i \right)}, \quad (6)$$

де F_s – частота дискретизації радіосигналу; M – кратність маніпуляції.

З (6) бачимо, що інформаційна складова усунена і в АЧС сигналу на виході нелінійного оператора буде домінують гармоніка з частотою Mf_c . Розділивши частоту даної гармоніки на M отримаємо значення носійної частоти.

Схожим чином значення носійної частоти може бути визначено для інших видів модуляції. Так, якщо сигнал з чотирипозиційною $\pi/4$ -ФМн подати на вхід нелінійного оператора четвертого порядку, то на його виході в АЧС будуть домінувати дві гармоніки з частотами f_1 та f_2 , а носійна частота f_c дорівнюватиме середньому арифметичному:

$$f_c = \frac{f_1 + f_2}{2}. \quad (7)$$

Отже, для визначення носійної частоти ЛЦМ радіосигналу в умовах апріорної невизначеності необхідно виконати наступні операції:

- застосувати до сигналу нелінійний оператор 2-го ... 8-го порядку відповідно до виду модуляції;
- розрахувати АЧС сигналу;
- здійснити пошук домінантних гармонік в АЧС та визначити їх частоти;
- розрахувати значення носійної частоти, пов'язаної з частотами домінантних гармонік.

Для підвищення ймовірності правильної ідентифікації домінантних гармонік в АЧС смугу їх пошуку Π_c доцільно обмежити нерівністю:

$$f_0 - \frac{f_0}{k_p} < \Pi_c < f_0 + \frac{f_0}{k_p}, \quad (8)$$

де $k_p = 4 \dots 8$ – коефіцієнт, що залежить від ступеня спотворення сигналу в комунікаційному каналі; f_0 – центральна частота АЧС сигналу, що визначається за формулою [11]:

$$f_0 = \frac{\sum_{m=1}^N mF \cdot S(m)}{\sum_{m=1}^N S(m)}, \quad (9)$$

де $S(m)$ – АЧС сигналу.

Обмеження смуги пошуку можливе, тому що енергія в АЧС цифрового сигналу розподілена рівномірно за рахунок виконання операції скремблювання в передавачі [3].

Слід відзначити, що запропонований підхід до визначення носійної частоти не працездатний для КАМн сигналів із закругленими формами фазових сузір'їв (КАМн-С) в АЧС на виході нелінійних операторів яких відсутні домінантні гармоніки. В таких випадках можливо застосувати спосіб визначення носійної частоти, що ґрунтується на взаємній кореляції символів фазового сузір'я [12].

Корекція носійної частоти здійснюється шляхом множення відліків сигналу на комплексний множник [4]:

$$r_k(n) = r(n) e^{-\frac{j2\pi f_c n}{F_s}}, \quad (10)$$

де $r_k(n)$ – скоректовані значення відліків сигналу.

З урахуванням умов апріорної невизначеності щодо виду застосованої у сигналі модуляції визначення носійної частоти можна представити у вигляді структурної схеми алгоритму, зображеної на рис. 1.

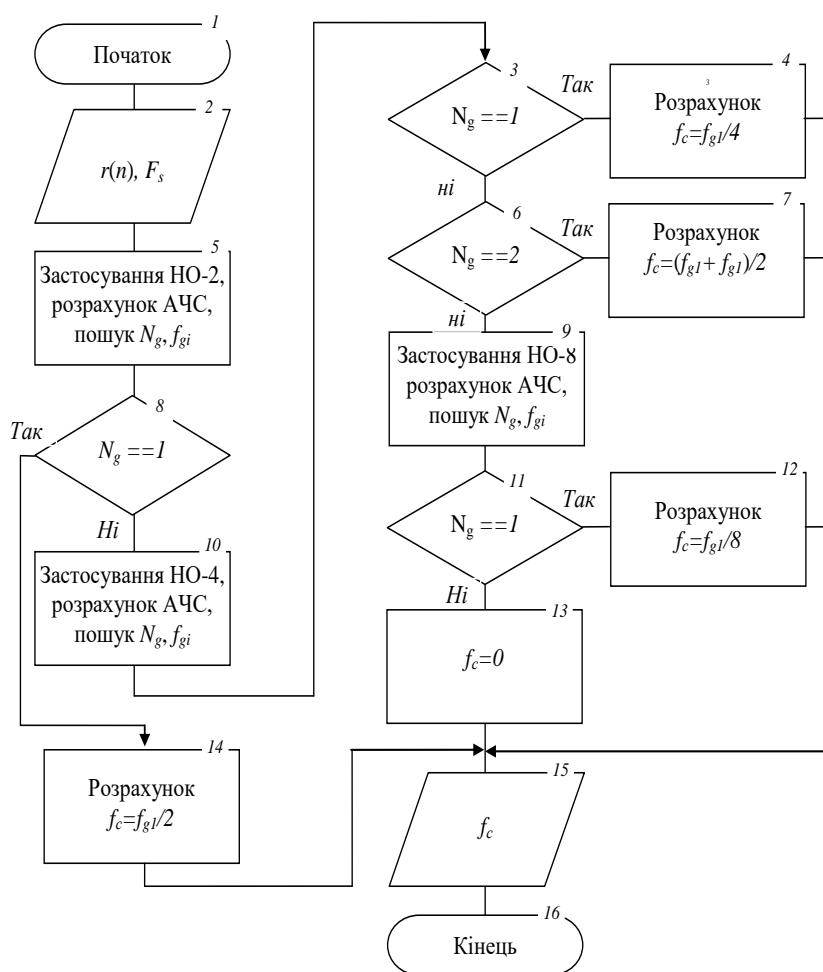


Рисунок 1 – Структурна схема алгоритму визначення носійної частоти ЛЦМ сигналів в умовах апріорної невизначеності

носійної частоти розраховується в блоці 7. Якщо домінантні гармоніки відсутні в АЧС, або їх кількість перевищує 2, то застосовується нелінійний оператор восьмого порядку та розраховується АЧС. У разі наявності однієї домінантної гармоніки носійна частота розраховується відповідно до блока 12. Якщо така гармоніка відсутня, то значення носійної частоти встановлюється в нуль, що відповідає невдалому завершенню процесу визначення носійної частоти.

Фаза носійної частоти визначається на основі характеристик фазочастотного спектра сигналу за формулою [4]:

$$\varphi = \frac{1}{M} \left(\arg \left(\sum_{n=1}^N r^M(n) e^{\left(-j \frac{2\pi f_c}{F_s} \right)} \right) + \pi \right), \quad (11)$$

де M відповідає порядку застосованого нелінійного оператора, вибраного в структурній схемі алгоритму на рис. 1.

Розрахована фаза носійного коливання коректується шляхом множення відліків сигналу на відповідний фазовий множник [4].

Символьна швидкість ЛЦМ сигналу розраховується шляхом аналізу АЧС модуля амплітуди сигналу [7]:

$$S_m(m) = \text{FFT} \left(\left| r_I(n) + r_Q(n) \right| \right), \quad (12)$$

де $r_I(n)$, $r_Q(n)$ – синфазна та квадратурна складові сигналу.

Вхідними даними є відліки сигналу $r(n)$ та частота його дискретизації F_s (блок 2).

Після застосування нелінійного оператора другого порядку розраховується АЧС, здійснюється пошук кількості домінантних гармонік N_g та розраховуються їх частоти f_{gi} (блок 5).

Якщо у спектрі сигналу присутня одна домінантна гармоніка ($N_g=1$), то носійна частота дорівнює половині частоти цієї гармоніки (блок 14). В іншому разі застосовується нелінійний оператор четвертого порядку та здійснюється пошук домінантних гармонік (блок 10).

Якщо в АЧС такого сигналу присутня одна домінантна гармоніка, то здійснюється розрахунок носійної частоти в блоці 4, якщо присутні дві домінантні гармоніки, то значення носійної частоти розраховується в блоці 7.

У такому АЧС присутня домінантна гармоніка, частота якої відповідає значенню символної швидкості. Для підвищення ймовірності правильної ідентифікації домінантної гармоніки смугу пошуку Π_T слід обмежити нерівністю [8]:

$$\Delta F - \frac{\Delta F}{4} < \Pi_T < \Delta F + \frac{\Delta F}{4}, \quad (13)$$

де ΔF – ширина АЧС сигналу.

Корекція символної швидкості здійснюється відповідно до методів децимації та інтерполяції цифрових відліків сигналу [4].

Похибка тактової синхронізації ЛЦМ сигналів ε в умовах апріорної невизначеності розраховується шляхом аналізу фазочастотного спектра модуля амплітуди сигналу, а саме фази домінантної гармоніки символної частоти [13]. Похибка тактової синхронізації показує наскільки поточний відлік сигналу зміщений від центра тактового інтервалу, що є оптимальним часовим моментом взяття відліку сигналу.

Похибка тактової синхронізації ε розраховується за формулою [13]:

$$\varepsilon = \frac{1}{2\pi} \arg \left(\sum_{k=1}^K |r_k(n)| e^{\left(\frac{-j2\pi f_{sym} n}{F_s} \right)} \right), \quad (14)$$

де $r_k(n), k=1..N$ – відліки сигналу зі скоректованим значенням носійної частоти; $\arg()$ – аргумент комплексного числа.

Через те що поточні відліки сигналу відносно середини символного інтервалу можуть братися рівноймовірно як із запізненням, так із випередженням, то похибка ε повинна враховуватися відповідно з додатнім або від'ємним знаком.

Для визначення знаку параметра ε використано властивості взаємної кореляції інформаційних символів фазового сузір'я. З цією метою здійснюється передискретизація сигналу при від'ємному та додатному значенні ε :

$$\begin{aligned} r_{d1}(k) &= \text{resample}(r_k(k + \varepsilon L), L); \\ r_{d2}(k) &= \text{resample}(r_k(k - \varepsilon L), L), \end{aligned} \quad (15)$$

де $r_{di}(k), k=1..K$ – значення відліків сигналу після передискретизації з урахуванням значення символної швидкості та похибки тактової синхронізації; $L = TF_s$ – кількість відліків сигналу на символний період. $\text{resample}()$ – операція передискретизації сигналу, що включає у себе операції інтерполяції та децимації;

для кожного масиву $r_{di}(k)$ розраховується коефіцієнт D_s , що являє собою суму мінімальних Мангетенських відстаней між точками фазового сузір'я сигналу $r_{di}(k)$ [14]:

$$D_{si} = \sum_{m=1}^K \sum_{\substack{k=1, \\ k \neq m}}^K \min |r_{di}(k) - r_{di}(m)|. \quad (16)$$

У випадку правильного відновлення фазового сузір'я (рис. 2, а), коефіцієнт D_s буде меншим ніж при спотвореному фазовому сузір'ї (рис. 2, б).

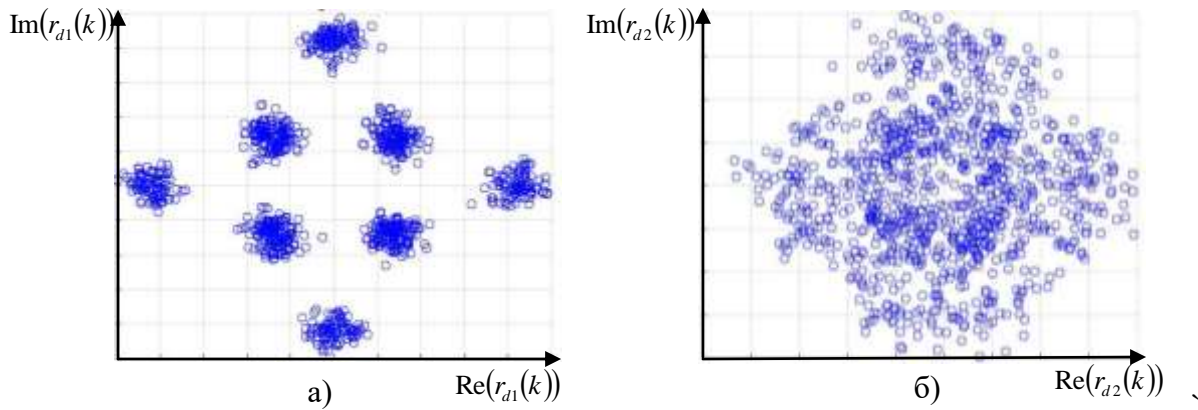


Рисунок 2 – Фазове сузір'я КАМн-8 сигналу з правильно врахованим знаком параметра ε (а) та помилково врахованим знаком параметра ε (б)

Працездатність методики синхронізації ЛЦМ радіосигналів в умовах апріорної невідомості перевірена шляхом розробки спеціалізованого програмного забезпечення та проведення статистичного моделювання відповідно до методу Монте-Карло [11]. Перевірні сигнальні суміші формувались шляхом генерування ЛЦМ сигналів та додавання до них шуму, ймовірнісна модель якого описувалась нормальним законом розподілу. Відношення сигнал/шум (ВСШ) змінювалось у діапазоні від 0 до 30 дБ з дискретністю 1 дБ. Вид модуляції та модуляційні параметри сигналу кожної реалізації вибирались за випадковим законом. Для кожного значення ВСШ та кратності маніпуляції проведено до 1000 розрахунків.

Відомо, що похибка синхронізації ЛЦМ сигналів визначається похибками розрахунку носійної частоти, символічної швидкості, фази носійного колювання та часу взяття тактового відліку, а також похибками здійснення корекції за частотою і фазою носійного колювання, похибками пов'язаними з інтерполяцією та децимацією відліків сигналу [4, 9]. В даній статті аналізувались лише похибки визначення носійної частоти δf_c та символічної швидкості δR_{sym} . Аналіз значень решти похибок, що виникають при синхронізації ЛЦМ сигналів, планується провести в наступних наукових дослідженнях.

Графічні залежності похибок визначення носійної частоти та символічної швидкості від ВСШ та виду ЛЦМ зображено на рис. 3 та 4.

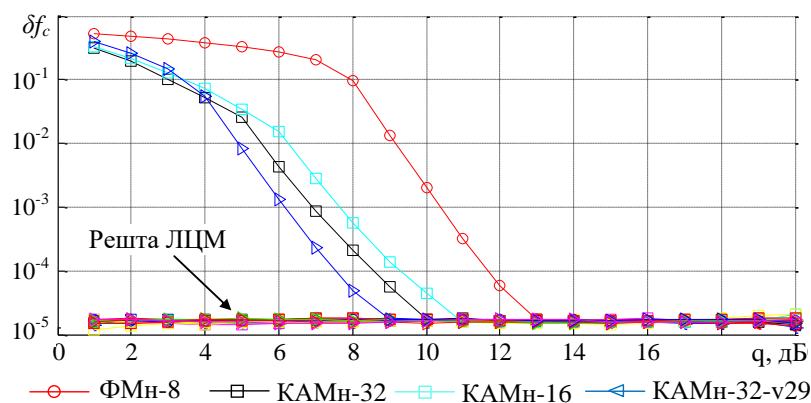


Рисунок 3 – Залежності відносної похибки визначення носійної частоти ЛЦМ сигналів від ВСШ

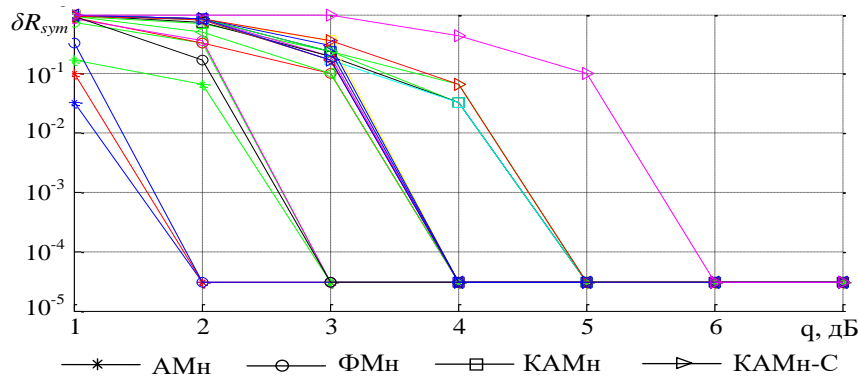


Рисунок 4 – Залежності відносної похибки визначення символічної швидкості ЛЦМ сигналів від ВСШ

На рис. 3 цифри в аббревіатурах відповідають значенням кратності маніпуляції. Проаналізувавши залежності подані на рис. 3 та 4 можна дійти висновку, що відносна похибка визначення носійної частоти збільшується при зменшенні ВСШ сигнальної суміші, причому чим простіше фазове сузір'я, тим похибка буде меншою. Це пов'язано із шумовим спотворенням фазового сузір'я, і, як результат, зменшенням амплітуди та зміщенням частоти домінантної гармоніки, що призводить до підвищення похибки визначення частоти. При збільшенні ВСШ відносна похибка зменшується до граничної величини, обмеженої розрядністю спектрального подання сигналу. Похибка визначення носійної частоти залежить від виду модуляції сигналу (рис. 3), тому що він безпосередньо впливає на величину амплітуди домінантної гармоніки в АЧС. Проте для більшості видів ЛЦМ при ВСШ від 2 дБ відносна похибка розрахунку носійної частоти близька до значення, обмеженого дискретністю подання АЧС. Виняток складають чотири види модуляцій: ФМн-8, КАМн-32, КАМн-128, КАМн-32- $\sqrt{29}$ (рис. 3). Відносна похибка визначення символічної частоти (рис. 4) залежить від виду модуляції та є найменшою для сигналів з АМн, тому що циклостационарність функції модуля амплітуди для даного виду модуляції є найбільш вираженою. Для ФМн та КАМн сигналів похибка є більш чутливою до ВСШ та має найбільше значення для восьмипозиційного КАМн сигналу із неklasичною формою ФС – КАМн-8-Star. Отже, відносна похибка визначення носійної частоти при ВСШ від 14 дБ та символічної частоти при ВСШ від 6 дБ, дорівнює близько 10^{-5} для різновидів сигналів, які досліджувались, що дозволяє здійснити синхронізацію, відновити фазове сузір'я сигналу та провести наступні операції з розпізнавання виду його модуляції. При малій тривалості сигналу зменшення похибки визначення частоти можна досягти за рахунок додавання додаткових нулів у кінець масиву відліків сигналу, що приводить до підвищення розрядності спектрального подання сигналу [3].

Висновок. Запропоновано методику частотної і тактової синхронізації ЛЦМ сигналів, що базується на їх циклостационарних, кореляційних та спектральних властивостях. В основу методики покладено принцип синхронізації з прямим зв'язком, що не потребує апріорної інформації про модуляційні параметри сигналу. За рахунок обмеження частотної смуги пошуку домінантних гармонік підвищено точність визначення параметрів сигналу при низьких значеннях ВСШ та при спотворенні сигналу в каналі зв'язку. Розроблена методика реалізована в програмному забезпеченні, а її працездатність підтверджена результатами статистичного моделювання. Отримані під час моделювання відносні похибки визначення носійної частоти та символічної швидкості не перевищують 10^{-5} при ВСШ від 6 дБ. Наступні дослідження в даному напрямку доцільно спрямувати на розширення кількості видів модуляції та підвищення точності визначення параметрів сигналу в умовах низьких значень ВСШ, а також на аналіз значень похибок синхронізації, що виникають на етапах децимації й інтерполяції та розробці способів їх зменшення.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Рембовский А. М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. – [3-е изд., перераб. и доп.] – М.: Горячая линия – Телеком, 2012. – 640 с.
2. Слободянюк П. В. Радиомониторинг: вчера, сегодня, завтра (Теория и практика построения системы радиомониторинга) / П. В. Слободянюк, В. Г. Благодарный. – Прилуки: ООО «Издательство “Air-полиграф”», 2010. – 296 с.
3. Сергиенко А. Б. Цифровая связь / Сергиенко А. Б. – СПб.: ГЭТИ «ЛЭТИ», 2012. – 164 с.
4. Benvenuto N. Algorithms for communications systems and their applications / N. Benvenuto, G. Cherubini – Chichester: John Wiley & Sons, 2003. – 1285 p.
5. Gardner F. Phaselock Techniques/ F. Gardner. – [3-rd ed.] – New Jersey: John Wiley & Sons, 2005. – 422 p.
6. Kozminchuk B. W. Joint Blind Synchronization of M-PSK and M-QAM Signals / B. W. Kozminchuk, X. Huang. – Defense Research Establishment. – Ottawa, 1996. – 13 p.
7. Wang J. Timing recovery techniques for digital recording systems / J. Wang. – Eindhoven, 2002. – 172 p.
8. Нагорнюк О. А. Алгоритм попереднього оцінювання символної частоти сигналів з цифровою лінійною модуляцією / О. А. Нагорнюк // Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем: зб. наук. пр. – Житомир: ЖВІ НАУ, 2011. – Вип. 2. – С. 118–127.
9. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Скляр Б. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
10. A survey of automatic modulation classification techniques: classical approaches and new trends / A. Dobre, A. Abdi, Y. Bar-Ness, W. Su. – NJ.: USA, 2005. – 63 p.
11. United States patent № US006690746B1. Signal recognizer for communication system / A. Sills, 2004. – 34 p.
12. Нагорнюк А. А. Автоматизированный расчёт параметров радиосигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией в условиях априорной параметрической неопределённости / А. А. Нагорнюк, А. А. Писарчук // Веснік Гродзенскага дзяржаўнага ўніверсітэта імя Янкі Купалы. Серыя 2. Матэматыка. Фізіка. Інфарматыка, вылічальна тэхніка і караванне – Гродно, 2014. – Вип. 3 (180) – С. 118–125.
13. Mazet L. Cyclic correlation based symbol rate estimation / L. Mazet, P. Loubaton // in Proc. Thirty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, 1999. – P. 1008–1012.
14. Everitt B. Cluster analysis /B. Everitt, S. Landau, M. Leese. 5-th ed. – Chichester: Wiley, 2011. – 330 p.
15. Mikhalov G. A. Parametric estimates by the Monte Carlo method / G. A. Mikhalov. – Netherlands, Utrecht: VSP, 1999. – 376 p.

REFERENCES:

1. Rembovskii, A., A. Ashikhmin, and V. Kozmin. Radio Monitoring: Tasks, Methods, Tools. 3rd ed. Moscow: Hot Line, 2012. 640. Print.
2. Slobodianiuk, P., and V. Blagodarnii. Radio Monitoring: Yesterday, Today and Tomorrow (Theory and Practice of Constructing a System of Radio Monitoring). Pryluki: Aip-poligraf, 2010. 296. Print.
3. Sergienko, A. Digital Communications. Saint Petersburg: GETI «LETI», 2012. 164. Print.
4. Benvenuto, N., and G. Cherubini. Algorithms for Communications Systems and Their Applications. Chichester: John Wiley & Sons, 2003. 1285. Print.
5. Gardner, F. Phaselock Techniques. 3rd ed. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005. 422. Print.
6. Kozminchuk, B., and H. Huang. Joint Blind Synchronization of M-PSK and M-QAM Signals. Ottawa: Defense Research Establishment, 1996. 13. Print.
7. Wang, J. Timing Recovery Techniques for Digital Recording Systems. Eindhoven, 2002. 172. Print.
8. Nahorniuk, A. Algorithm of Preliminary Definition of Symbol Frequency Signals of Digital Linear Modulation. Zhytomyr: Problems of Creating, Testing, Use and Maintenance of Complex Information Systems, ZHVI, 2011. 118-127. Print.

9. Skliar, B. Digital Communications. Theoretical Bases and Practical Application. Moscow: Publishing House "Williams", 2003. 1104. Print.
10. Dobre, A., A. Abdi, Y. Bar-Ness, and W. Su. A Survey of Automatic Modulation Classification Techniques: Classical Approaches and New Trends. New Jersey, 2005. 63. Print
11. Sills, A. United States patent № US006690746B1. Signal recognizer for communication system, 2004. 34. Print.
12. Pysarchuk, A. Automated Calculation of the Parameters of the Radio Signals from the Quadrature Amplitude Modulation in a Priori Unknown Parameters. Grodno: Journal of Hrodna State U. Series 2. Mathematics. Physics. Informatics, Computer Science and Direction. № 180, 2014. 118-125. Print.
13. Mazet, L., and P. Loubaton. Cyclic Correlation Based Symbol Rate Estimation. In Proc. Thirty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, 1999. 1008-1012. Print.
14. Everitt, B., S. Landau, and M. Leese. Cluster Analysis. 5th ed. Chichester: Wiley, 2011. 330. Print.
15. Mikhalov, G. Parametric Estimates by the Monte Carlo Method. Utrecht, 1999. 376. Print.