

- специфікації, що описують можливість взаємодії об'єктів у розподіленій серверній мережі й методи обміну інформацією в рамках розподіленої серверної мережі.

**Висновки.** Таким чином, в роботі сформульована концепція роботи розподіленої серверної мережі. Описані механізми взаємодії між об'єктами мережі, ієрархія керуючих об'єктів, а також отримані наступні результати: розроблено евристичний алгоритм обміну даними клієнта з розподіленою серверною мережею. Описана ієрархічна модель розподіленої серверної мережі. Сформульовані загальні принципи взаємодії між об'єктами мережі, які дають узагальнену уяву про методи обміну даними в системі у зв'язуваннях: клієнт – сервер, "Демон" – інформаційний сервер. Розглянуті механізми взаємодії об'єктів серверної мережі. Запропоновані механізми керування потоками в розподіленій серверній мережі, такі як можливість використання кожної, найбільш підходящої функції розподілу вхідного потоку заявок; формування зведеної таблиці пріоритетів серверної мережі; передбачений блок прогнозування стану мережі.

### Література

1. Барфилд Э. Программирование клиент-сервер в локальных вычислительных сетях / Э. Барфилд, Б. Уолтере. – М.: Филинь, 1997. – 424 С.
2. Бройдо В.Л. Вычислительные системы, сети и телекоммуникации / Бройдо В.Л. – Спб.: Питер, 2002. – 688 С.
3. Шадхін В.Ю. Оперативний розподіл навантаження на мережі передачі даних / В.Ю Шадхін., В.О. Компанієць, М.О. Каразія / Тези доповідей VII Всеукраїнська науково-практична конференція "Інформаційні технології в світі, науці і техніці". – Черкаси, 2010. – С. 8.

Надійшла 12.1.2011 р.

УДК 621.317.77

І.С. ПЯТІН, О.М. АДАБІР  
Хмельницький національний університет

## РОЗШИРЕННЯ ЧАСТОТНОГО ДІАПАЗОНУ ФАЗОВИХ ДЕТЕКТОРІВ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ

*Розглядаються алгоритми обробки вимірювального і опорного сигналів фазових детекторів без перетворення і з перетворенням частоти. Описано принцип роботи стробоскопічного перетворювача частоти. Проаналізовані дискретні сигнали на виході стробоскопічного ключа.*

*The algorithms of treatment of measuring and supporting signals of phase detectors are examined without transformation and with transformation of frequency. Described principle of work of stroboscopic transformer of frequency. Discrete signals are analysed on the output of the stroboscopic key.*

Ключові слова: фазовий детектор, стробоскопічний перетворювач частоти, дискретна система.

### Вступ

Використання інформації, що міститься в фазі сигналу, дозволяє одержати найбільш достовірну інформацію на тлі завад, забезпечити з найбільшою точністю визначення координат і елементів руху об'єктів, створити шумоподібні сигнали, що відрізняються найбільшою завадозахищеністю і прихованістю [1].

Вимір різниці фаз необхідний при дослідженні фазових характеристик електричних кіл, підсилювачів, фільтрів, трансформаторів. Найбільше поширення фазові методи знайшли у радіонавігаційній техніці для виявлення і визначення місця знаходження об'єктів, в системах автоматичного керування і наведення, пристроях виміру відстані, радіолокаторах, системах близького та далекого зв'язку, на телебаченні, а також в інших галузях науки і техніки. Дуже важливими показниками фазового детектора є похибка визначення фазового зсуву і діапазон робочих частот. Зі зростанням робочої частоти фазового детектора збільшуються його похибки. Тому задачею є вибір способів розширення частотного діапазону, що забезпечує менші похибки визначення фазового зсуву.

### Аналіз останніх досліджень і публікацій

Можливості фазових методів реалізуються за допомогою засобів вимірювання, що працюють у широкому частотному діапазоні. При цьому використовують такі алгоритми обробки вимірювального і опорного сигналів [2]:

- векторне додавання або віднімання порівнюваних сигналів;
- перемноження порівнюваних сигналів;
- обробка сигналів різними ключовими схемами перетворення фази на часовий інтервал;
- масштабно-часове перетворення з переносом фазових співвідношень на сигнали одної частоти.

Перша група алгоритмів реалізується за допомогою фазових детекторів, в яких здійснюється векторне додавання з наступним амплітудним детектуванням результуючого сигналу за допомогою

вентильних елементів; друга – детекторами, в яких перетворення різниці фаз сигналів на вихідну напругу здійснюють лінійні кола зі змінними параметрами.

Векторні фазові детектори відносно прості за конструктивним виконанням, широкополосні та мають високу розрізняючу здатність. Але через властиву їм нелінійність демодуляційної характеристики їх застосовують, в основному, при виділенні невеликих змін фазового зсуву відносно його номінального значення.

Третя група базується на використанні ключових фазових детекторів на тригерах або схемах збігу, що мають лінійну перетворювальну характеристику, часто їх застосовують для порівняння сигналів при значному розбігу їх амплітуд.

За способом керування ключовими фазовими детекторами розрізняють одно- та двополярні схеми. В однополярних схемах імпульси перемикання фазового детектора формуються за моментами переходу сигналу через нульове значення тільки в одному напрямку, наприклад у бік значень, що зростають. У двополярних схемах використовують переходи сигналу через нульові значення і в бік сигналів, що зменшуються. Це дозволяє зменшити вплив асиметрії рівнів обмеження у формувачах імпульсів на результат порівняння. Загальним недоліком фазовимірювальних схем з ключовими фазовими детекторами є похибки від неідентичності характеристик перетворювальних ланок на входах фазових детекторів, а також нестійка робота ключових елементів при вимірюванні фазових зсувів близьких до  $0^\circ$  (для однополярних схем) і  $180^\circ$  (для двополярних схем) через перекривання імпульсів кінцевої тривалості, які переключують ключовий елемент, наприклад, тригер, у протилежний стан.

### Фазові детектори з перетворенням частоти

Перетворення частоти (аналогічно перетворювачам, що використовуються в супергетеродинних радіоприймачах) для вимірювання різниці фаз використовується на частотах вище 1 МГц. Найпростіші структурні схеми перетворювачів частоти (ПЧ) показані на рис. 1.

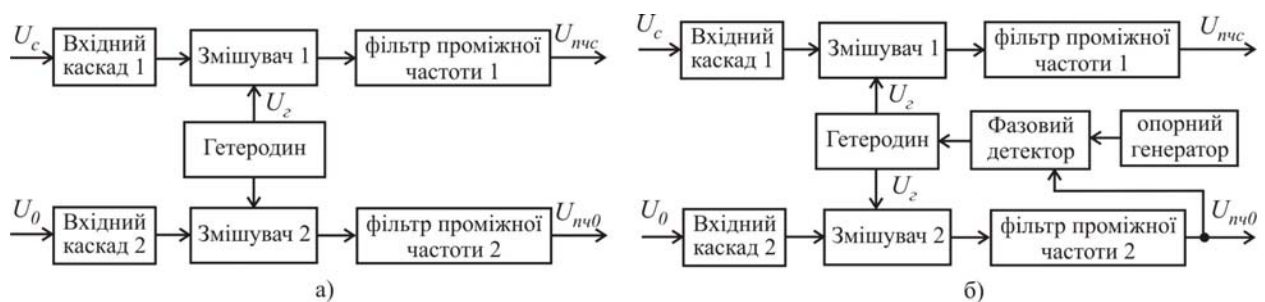


Рис. 1. Структурні схеми перетворювачів частоти

У схемі рис. 1, а нестабільності частоти гетеродина і сигналу переносяться на проміжну частоту, що призводить до значних похибок вимірювання через відмінності фазових зсувів в колах опорного і досліджуваного сигналів фазометра при зміні частоти. У схемі рис. 1, б гетеродин автоматично підлаштовується за частотою так, щоб проміжна частота була постійною, рівною частоті опорного генератора. Вимірювання різниці фаз в обох схемах проводяться на фіксованій проміжній частоті. При кожній зміні частоти досліджуваного сигналу потрібно перебудовувати гетеродин до одержання необхідного значення проміжної частоти, що викликає необхідність введення в фазометр схем автоматичної підстройки частоти. Серед фазометрів з перетворенням частот відзначимо американську модель 8405 фірми "Hewlett Packard" і прилад ФК2-12, які мають близькі схемні та конструктивні рішення, а також близькі технічні характеристики.

У зазначених, а також більш високочастотних фазометрах з перетворенням частоти ФК2-14 і ФК2-18 використовується стробоскопічне перетворення частоти, що дозволяє виключити ручні регулювання при зміні частоти входних напруг. Принцип стробоскопічного перетворення частоти заснований на вимірюванні миттєвих значень періодичних сигналів, що надходять на вхід ПЧ за допомогою коротких стробуючих імпульсів, які автоматично зсуваються в часі відносно сигналу при його повторенні і таким чином послідовно зчитують його по точках. У результаті зчитування в стробоскопічному перетворювачі відбувається модуляція стробуючих сигналів і зміни амплітуд вихідних імпульсів уповільнено повторюють зміни входної напруги. Виділяючи огинаючу вихідних імпульсів стробоскопічного перетворювача, можна отримати аналоговий сигнал, який ідентичний за формою досліджуваному, але трансформований (розтягнутий) у часі.

Відповідність між моделлю сигналу в області часу і його перетворенням Фур'є записується у вигляді:

$$s(at) \leftrightarrow \frac{1}{a} S\left(\frac{\omega}{a}\right),$$

де  $a$  – коефіцієнт розтягування сигналу,  $0 < a < 1$ .

Якщо  $a = 0,1$ , то  $s(0,1t) \leftrightarrow 10S(10\omega)$ . Спектр сигналу зужується і модуль спектральної густини зростає.

**Стробоскопічний перетворювач частоти**

При вимірюванні різниці фаз необхідно використовувати два стробоскопічних перетворювача – один в колі досліджуваного сигналу, інший в колі опорного сигналу. Структурна схема найпростішого ПЧ показана на рис. 2 [3].



Рис. 2. Спрощена структурна схема перетворювача частоти (ПВЗ – пристрій вибірки-зберігання; АЦП – аналого-цифровий перетворювач)

Стробуючі імпульси з генератора подаються на два стробоскопічних ключа, на які подаються вхідні напруги: досліджуваний сигнал, що визначається виразом:

$$U_c = U_{mc} \cos(\omega t + \varphi), \tag{1}$$

і опорна напруга, що визначається виразом:

$$U_0 = U_{m0} \cos \omega t. \tag{2}$$

Часові діаграми цих напруг зображені на рис. 3 (перша і друга часові діаграми).

На третій часовій діаграмі показані стробуючі імпульси, які на час тривалості імпульсу відкривають стробоскопічні ключі. Для зменшення похибки перетворення і розширення частотного діапазону перетворювача стробуючі імпульси повинні мати можливо меншу тривалість. Частота повторення стробуючих імпульсів вибирається з умови отримання допустимих спотворень сигналу на виході стробоскопічного перетворювача. При цьому період дискретизації визначається виразом:  $T_\delta = T + T_0$ ,

частота дискретизації  $f_\delta = \frac{1}{T_\delta}$ , кутова частота  $\omega_\delta = \frac{2\pi}{T_\delta} = 2\pi f_\delta$ , де  $T$  – період сигналу;  $T_0$  – час зсуву

імпульсу строба по відношенню до попереднього відліку.

На четвертій і п'ятій часових діаграмах показані імпульси, відповідно до амплітуд миттєвих значень вхідних напруг в моменти стробування. Значення амплітуди кожного імпульсу запам'ятовується схемою вибірки – зберігання (ПВЗ) для зчитування її за допомогою АЦП.

З рис. 3 видно, що чим менше буде час  $T_0$  зсуву імпульсу строба по відношенню до попереднього відліку, тим менша буде проміжна частота фазового детектора. Значення проміжної частоти обирається виходячи з використаної елементної бази для отримання заданої точності визначення фазового зсуву і допустимої похибки вимірювання.

**Аналіз дискретних сигналів на виході стробоскопічного ключа**

Нехай  $f[n(2\pi + \Theta)]$  – значення сигналу в дискретні моменти часу, де  $\Theta$  – кут зсуву імпульсу строба по відношенню до попереднього відліку.

Припустимо, що аналоговий сигнал задається виразом (2), для якого  $\varphi = 0$ ,  $U_{m0} = 1$  В.

$Z$ -перетворення такого сигналу має вигляд:

$$f[n(2\pi + \Theta)] = \sum_{n=0}^{\infty} \cos[n(2\pi + \Theta)] Z^{-n}. \tag{3}$$

Запишемо суму декількох його послідовних значень:

$$\sum_{n=0}^{\infty} \cos[n(2\pi + \Theta)] Z^{-n} = 1 + \cos(\Theta) + \cos(2\Theta)Z^{-1} + \cos(2\Theta)Z^{-2} + \dots \tag{4}$$

За довідником [4] знаходимо значення нескінченної суми ряду, якщо  $n \rightarrow \infty$ :

$$\sum_{n=0}^{\infty} \cos[n(2\pi + \Theta)] Z^{-n} = \frac{1 - Z \cos(\Theta) - Z^m \cos(m\Theta) + Z^{m+1} \cos[(m-1)\Theta]}{1 - 2Z \cos(\Theta) + Z^2}. \tag{5}$$

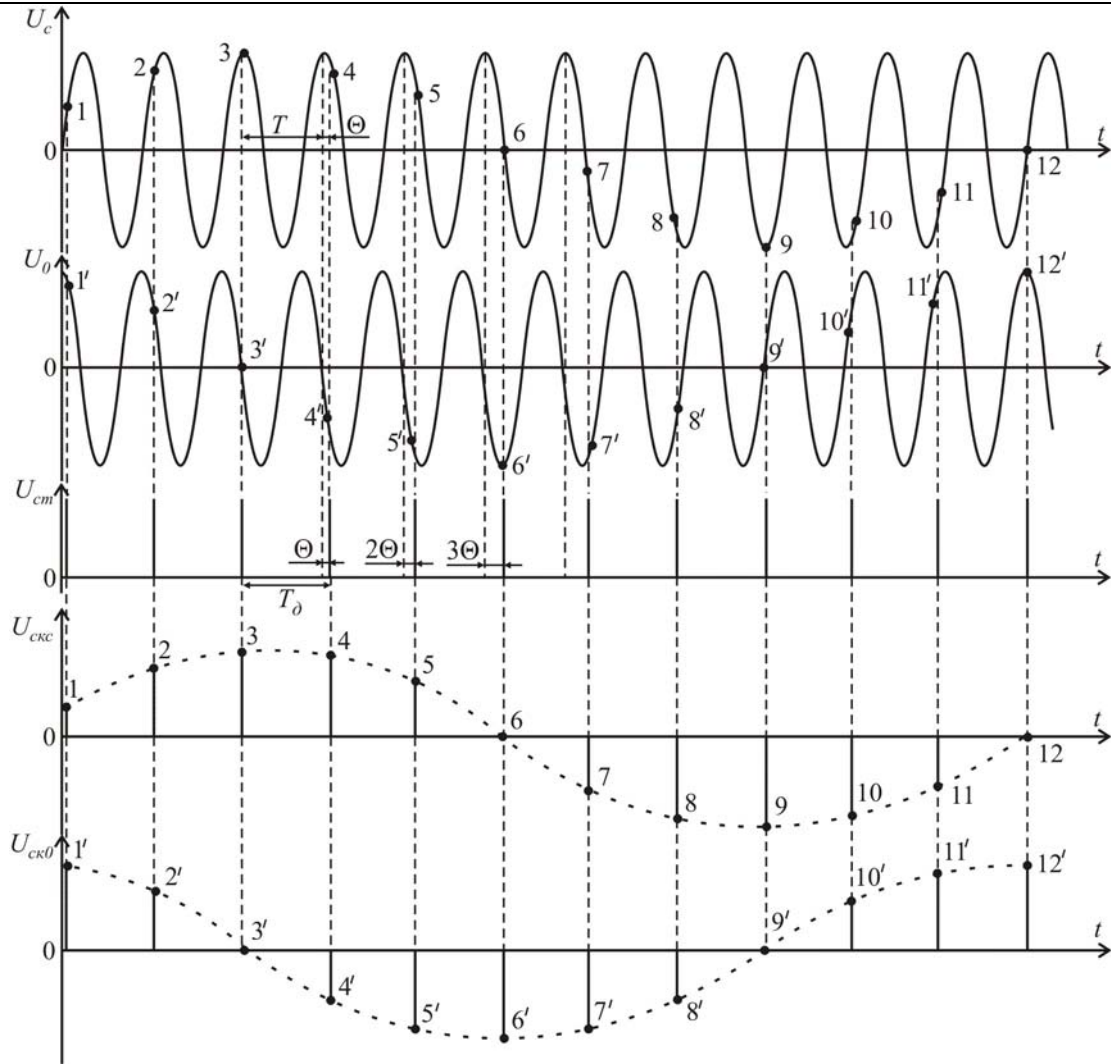


Рис. 3. Часові діаграми стробоскопічного перетворення частоти

З врахуванням повної фази гармонійного сигналу згідно з виразом (1) можна записати  $Z$ -перетворення вимірювального сигналу:

$$f[n(2\pi + \Theta) + \varphi] = \sum_{n=0}^{\infty} \cos[n(2\pi + \Theta) + \varphi] Z^{-n} . \quad (6)$$

Дискретне перетворення Фур'є опорного і вимірювального сигналів записується у вигляді:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(nT) e^{-jk\Omega nT} , \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 . \quad (7)$$

$k$  – номер гармоніки компоненти перетворення.

Компоненти перетворення Фур'є пов'язані з компонентами ДПФ через інтервал дискретизації, їх можна визначити, помножив компоненти ДПФ на інтервал дискретизації. Для практичних застосувань  $N \gg 1$  і використовують наближення:  $\Omega = 2\pi/NT$ , тому можна записати:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(nT) e^{-j \frac{2k\pi n}{N}} . \quad (8)$$

Знайдемо ДПФ послідовності опорного сигналу:  $\{1, \cos \Theta, \cos 2\Theta, \cos 3\Theta\}$ , для якої  $N = 4$ .

Знаходимо нульову гармоніку компоненти перетворення:

$$X(0) = \sum_{n=0}^3 x(nT) e^{-j0} = \sum_{n=0}^3 x(nT) = 1 + \cos \Theta + \cos 2\Theta + \cos 3\Theta = \cos\left(\frac{3\Theta}{2}\right) \frac{\sin(2\Theta)}{\sin\left(\frac{\Theta}{2}\right)} . \quad (9)$$

Знаходимо його першу гармоніку:

$$X(1) = \sum_{n=0}^3 x(nT) e^{-j \frac{n\pi}{2}} = x(0) e^{-j0} + x(1) e^{-j \frac{\pi}{2}} + x(2) e^{-j\pi} + x(3) e^{-j \frac{3\pi}{2}} =$$

$$= 1 - \cos 2\Theta + j(\cos 3\Theta - \cos \Theta) = 2 \sin^2 \Theta - 2j \sin 2\Theta \sin \Theta .$$
(10)

Друга гармоніка визначається виразом:

$$X(2) = \sum_{n=0}^3 x(nT) e^{-jn\pi} = x(0) e^{-j0} + x(1) e^{-j\pi} + x(2) e^{-j2\pi} + x(3) e^{-j3\pi} =$$

$$= 1 - \cos \Theta + \cos 2\Theta - \cos 3\Theta .$$
(11)

Знаходимо третю гармоніку:

$$X(3) = \sum_{n=0}^3 x(nT) e^{-j \frac{3n\pi}{2}} = x(0) e^{-j0} + x(1) e^{-j \frac{3\pi}{2}} + x(2) e^{-j3\pi} + x(3) e^{-j \frac{9\pi}{2}} =$$

$$= 1 - \cos 2\Theta + j(\cos \Theta - \cos 3\Theta) = 2 \sin^2 \Theta + 2j \sin 2\Theta \sin \Theta$$
(12)

Аналогічна дискретна послідовність вимірювального сигналу має вигляд:

$\{\cos \varphi, \cos(\Theta + \varphi), \cos(2\Theta + \varphi), \cos(3\Theta + \varphi)\}$ , для якої  $N = 4$ .

Нульова, перша, друга і третя гармоніки компоненти перетворення визначаються виразами:

$$X(0) = \sum_{n=0}^3 x(nT) e^{-j0} = \sum_{n=0}^3 x(nT) = \cos(\varphi + \Theta) \frac{\sin\left(\frac{3\Theta}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Theta}{2}\right)}$$
(13)

$$X(1) = \sum_{n=0}^3 x(nT) e^{-j \frac{n\pi}{2}} = x(0) e^{-j0} + x(1) e^{-j \frac{\pi}{2}} + x(2) e^{-j\pi} + x(3) e^{-j \frac{3\pi}{2}} =$$

$$= \cos \varphi - \cos(2\Theta + \varphi) + j[\cos(3\Theta + \varphi) - \cos(\Theta + \varphi)] = -2 \sin(\Theta + \varphi) \sin \Theta + 2j[\sin(2\Theta + \varphi) \sin \Theta].$$
(14)

$$X(2) = \sum_{n=0}^3 x(nT) e^{-jn\pi} = x(0) e^{-j0} + x(1) e^{-j\pi} + x(2) e^{-j2\pi} + x(3) e^{-j3\pi} =$$

$$= \cos \varphi - \cos(\Theta + \varphi) + \cos(2\Theta + \varphi) - \cos(3\Theta + \varphi).$$
(15)

$$X(3) = \sum_{n=0}^3 x(nT) e^{-j \frac{3n\pi}{2}} = x(0) e^{-j0} + x(1) e^{-j \frac{3\pi}{2}} + x(2) e^{-j3\pi} + x(3) e^{-j \frac{9\pi}{2}} =$$

$$= \cos \varphi - \cos(2\Theta + \varphi) + j(\cos(\Theta + \varphi) - \cos(3\Theta + \varphi)) = 2 \sin(\Theta + \varphi) \sin \Theta + 2j \sin(2\Theta + \varphi) \sin \Theta .$$
(16)

Мікро-ЕОМ після отримання дискретних значень опорного і вимірювального сигналів обчислює обернене ДПФ за виразом:

$$x(nT) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{-j \frac{2k\pi n}{N}},$$
(17)

за результатами якого поновлюється початковий дискретний сигнал.

Таким чином, після отримання послідовних дискретних значень опорного і вимірювального сигналів, обчислюється ДПФ сигналів. Частотою повторення стробуючих імпульсів управляє напруга з блоку автоматичного підстроювання, що дозволяє автоматизувати процес при зміні частоти вхідної напруги. Структурна схема цього блоку показана на рис. 4.

Схема пошуку періодично замикає на землю вихід фільтра нижніх частот (ФНЧ). Використовується фазовий детектор тригерного типу, тому при відсутності другого сигналу на його вході (першим сигналом є напруга кварцового генератора ПЧ, що діє постійно), вихідна напруга детектора має максимальне значення. Отже, після кожного замикання ФНЧ, його вихідна напруга буде повільно наростати до чергового замикання. Така пилкоподібна напруга управляє частотою генератора стробуючих імпульсів, яка повинна змінюватися в таких межах, щоб вона (або частота однієї з його вищих гармонік) була близькою до частоти сигналу. У цьому випадку на виходах стробоскопічного перетворювача з'являється напруга проміжної частоти, яку можна визначити частотним детектором, вихідна напруга якого впливаючи на схему пошуку, припиняє періодичні замикання виходу ФНЧ.

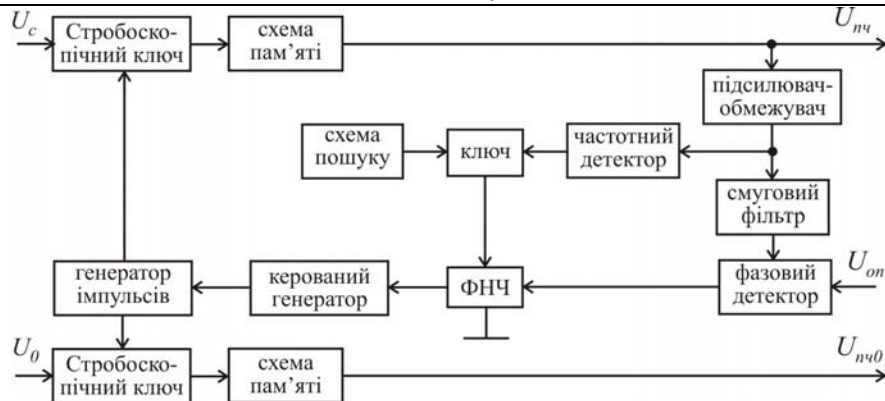


Рис. 4. Структурна схема стробоскопічного перетворювача з петлею фазової автопідстроювання частоти

При цьому пошук закінчується, а вихідна напруга фазового детектора доводить частоту генератора імпульсів до значення, при якому проміжна частота дорівнює частоті кварцового генератора і настає режим синхронізації. Фазовий зсув між вхідними напругами виявляється перенесеним на проміжну частоту, що можна бачити на четвертій та п'ятій діаграмах рис. 3. У моменти часу, позначені точками 3, 6, 9 на першій і другій діаграмах, видно зсув вхідних напруг, що дорівнює  $90^\circ$ . Такий же фазовий зсув мають огинаючі імпульси стробоскопічного ключа на четвертій і п'ятій часових діаграмах. Фазовий зсув на проміжній частоті вимірюється вимірювачами різниці фаз тригерного типу [3].

### Висновки

Таким чином, стробоскопічний перетворювач частоти дозволяє розширити частотний діапазон роботи фазових детекторів радіоелектронних систем. При цьому забезпечується зменшення похибок перетворення у порівнянні з класичними схемами на основі змішувачів частоти. Зменшується також зона невизначеності фазового детектора за рахунок вимірювання фазового зсуву на низькій проміжній частоті. Після стробоскопічного ключа сигнал стає дискретним, що полегшує його обробку за допомогою ЕОМ. Ефективність, швидкість і точність роботи такого перетворювача залежить від програмної обробки результатів вимірювання миттєвих значень сигналу.

### Література

1. Чмых М. К. Цифровая фазометрия / Чмых М. К. – М. : Радио и связь, 1993. – 184 с.
2. Галахова О. П. Основы фазометрии / О. П. Галахова, Е. Д. Колтик, С. А. Кравченко. – Л. : Энергия, 1976. – 256 с.
3. Пятін С. І. Вимірювання різниці фаз : [методичні вказівки] / С. І. Пятін, І. С. Пятін. – Хмельницький : ХТІ, 1993. – 24 с.
4. Градштейн И. С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / И. С. Градштейн, И. М. Рыжик. – М. : ГИФМЛ, 1963. – 1108 с.

Надійшла 17.1.2011 р.

УДК 621.396.96

О.М. ШИНКАРУК, Л.В. КАРПОВА, В.М. ШВАЧІЙ  
Хмельницький національний університет

## ОБРОБКА ІМПУЛЬСНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ АМПЛІТУДНО-ЧАСТОТНИХ ФЛУКТУАЦІЙ

*В статті досліджується питання трансформування кореляційних властивостей радіолокаційних сигналів при урахуванні недетермінованих в періоді зондування амплітудних та кутових складових. Дослідження отриманих аналітичних виразів функцій невизначеності сигналів з випадковими складовими в комплексній обвідній показало, що при оцінці їх кореляційних властивостей при прийомі відкриваються нові потенційні можливості, щодо розрізнення ехо-сигналів від групових цілей.*

*The article describes research issues transforming the correlation properties of radar signals at accounting period in nondeterministic sensing and relay components. Investigation of the analytical expression of uncertainty functions of signals with random components in the complex bypass showed that in assessing the correlation properties at a reception open up new potential opportunities for distinction echo of group goals.*

Ключові слова: радіолокаційні засоби, ехо-сигнал, функція невизначеності, модуляція, кореляційна обробка.

### Вступ

При реалізації методів активної радіолокації, основним і єдиним носієм інформації про наявність і