

Вимірювальна техніка та метрологія. – № 5. – 1998. – С. 153–159. 3. Устройство программируемого многоканального опроса абонентов // АС № 650240 СССР, МКИ Н04J 3/02 / О.В.Ивахив, И.Д.Калашиников, Р.Б.Мазена, Б.В.Роцин. Опубликовано 28.02.79 в Бюллетене № 8. 4. Тепляков И.М., Калашиников И.Д., Роцин Б.В. Радиолинии космических систем передачи информации. – М., 1975. 5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1. –

М., 1969. 6. Ивахив О. Информативность багатоканальних засобів вимірювання // Вимірювальна техніка та метрологія. – № 59. – 2002. – С. 102–111. 7. Калашиников И.Д., Степанов В.С., Чуркин А.В. Адаптивные системы сбора и передачи информации. – М., 1975. 8. Венцель Е.С. Теория вероятностей. – М., 1969. 9. Дунин-Барковский И.В., Смирнов Н.В. Теория вероятностей и математическая статистика в технике. – М., 1955.

УДК 621.317

## ОСОБЛИВОСТІ ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ ПРИ ПЕРІОДИЧНОМУ ПОРІВНЯННІ З ЧАСТОТОЮ, ВИЩОЮ ВІД ЧАСТОТИ СИГНАЛІВ

© Ігор Бучма, Богдан Березюк, Лілія Михайлович, 2003

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра “Автоматика та телемеханіка”  
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

*Розглянуто специфіку перетворення гармонічних сигналів у одноканальному тракті порівняння. Встановлено нові залежності між вихідним сигналом і різницею амплітуд вхідних сигналів. Показано, що у такому разі в структурі одноканального тракту необхідні два синхронні детектори.*

*Rассмотрено специфику преобразования гармонических сигналов в одноканальном тракте сравнения. Определены новые зависимости между выходным сигналом и разницей амплитуд входных сигналов. Показано, что в этом случае в структуре одноканального тракта необходимо использовать два синхронных детектора.*

*Peculiarity of transformation harmonic signals in one-channel section of comparison are examined. A new mathematical dependences between output signals and difference amplitudes of input signals are established. Two synchronously detectors must be in a structure of one-channel section in this case are showed.*

**Постановка задачі.** У засобах вимірювання різниці амплітуд [1] або фаз [2] з періодичним порівнянням на низьких частотах все частіше використовують співвідношення, за яким частота порівняння  $\omega$  є набагато вищою від частоти порівнюваних сигналів  $\Omega$ , тобто справджується нерівність  $\omega/\Omega \gg 1$ . Це співвідношення є оберненим до того, що традиційно застосовувалося у засобах вимірювання з періодичним порівнянням гармонічних сигналів [3, 4], і має сенс особливо на нижніх частотах низькочастотного діапазону, бо дає змогу зменшити вплив низькочастотних флікер-шумів [6]. Тому важливим є аналіз особливостей трансформації сигналу в одноканальному тракті періодичного порівняння.

**Аналіз стану досліджень та публікацій на задану тему.** Використання методу періодичного порів-

няння при такому оберненому співвідношенні частот ще малодосліджене, особливо стосовно порівняння амплітуд гармонічних сигналів. Відомі роботи [1, 2, 6], в яких розглядаються окремі питання, висвітлюють ці задачі лише частково.

**Формулювання цілей статті.** Теоретичне дослідження особливостей перетворення сигналів, якщо співвідношення  $\omega/\Omega \gg 1$ , допоможе виявити джерела похибок, а також виявити нові залежності, і, проаналізувавши їх, запропонувати нові напрямки розвитку засобів вимірювання.

**Виклад основного матеріалу.** На рис. 1 подано структурну схему, що стала вже класичною для пристроїв періодичного порівняння амплітуд двох гармонічних сигналів. У структурну схему пристрою, робота якого ґрунтується на використанні методу періодичного

порівняння, входять: комутатор К з двома входами і одним виходом, підсилювач несучої частоти ПН, амплітудний детектор АД, підсилювач обвідної частоти ПО, синхронний детектор СД, на виході якого напруга постійного струму пропорційна до різниці амплітуд вхідних сигналів, і генератор керуючої напруги ГКН. У такій класичній структурі необхідно, щоб частота порівнюваних сигналів була вищою, ніж частота порівняння.

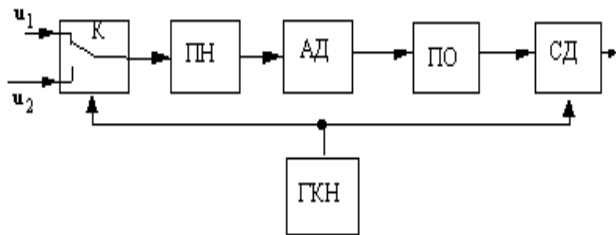


Рис. 1. Структурна схема порівняння амплітуд гармонічних сигналів за методом періодичного порівняння

Проаналізуємо перетворення сигналів у такій структурі для протилежної ситуації, коли частота порівняння  $\omega$  є набагато вищою від частоти  $\Omega$  порівнюваних сигналів  $u_1$  та  $u_2$ .

Припустимо, що на вхід комутатора К надходять гармонічні сигнали, які описуються такими виразами

$$u_1 = U_1 \sin \Omega t;$$

$$u_2 = U_2 \sin(\Omega t + \varphi),$$

де  $U_1, U_2$  – амплітуди порівнюваних сигналів;  $\Omega$  – кругова частота порівнюваних сигналів;  $\varphi$  – початкова фаза сигналу  $u_2$ . Початкова фаза сигналу  $u_1$  прийнята нульовою.

Вимірювальний сигнал, що формується на виході комутатора К під час його перемикання з круговою частотою  $\omega \gg \Omega$ , можна подати у вигляді:

$$u_K(t) = \frac{1}{2} \sqrt{U_1 + U_2 + 2U_1U_2 \cos \varphi} \times \sin \left[ \Omega t + \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 + U_2 \cos \varphi} \right] \times \left\{ 1 + \frac{\sqrt{U_1 + U_2 - 2U_1U_2 \cos \varphi} \sin \left[ \Omega t - \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 - U_2 \cos \varphi} \right]}{\sqrt{U_1 + U_2 + 2U_1U_2 \cos \varphi} \sin \left[ \Omega t + \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 + U_2 \cos \varphi} \right]} \right\} \times \text{sign} \sin(\omega t + \psi) = \frac{1}{2} \sqrt{U_1 + U_2 + 2U_1U_2 \cos \varphi} \times$$

$$\times \sin \left[ \Omega t + \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 + U_2 \cos \varphi} \right] + \frac{1}{2} \sqrt{U_1 + U_2 - 2U_1U_2 \cos \varphi} \times \sin \left[ \Omega t - \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 - U_2 \cos \varphi} \right] \text{sign} \sin(\omega t + \psi). \quad (1)$$

Якщо частота комутації набагато вища, ніж частота порівнюваних сигналів, для зменшення впливу шумів і завад доцільно використати лінійну фільтрацію. Тоді на підставі (1), налаштовуючи фільтр на частоту  $\omega$  та враховуючи те, що

$$\text{sign} \sin(\omega t + \psi) = \frac{4}{\pi} \left[ \sin(\omega t + \psi) + \frac{1}{3} \sin 3(\omega t + \psi) + \frac{1}{5} \sin 5(\omega t + \psi) + \dots \right],$$

на його виході матимемо:

$$u_{\phi}(t) = K_{\phi} \frac{2}{\pi} \sqrt{U_1 + U_2 - 2U_1U_2 \cos \varphi} \times \sin \left( \Omega t + \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 - U_2 \cos \varphi} \right) \sin(\omega t + \psi) \quad (2)$$

Як зрозуміло з рис. 1, у класичній структурі після підсилювача несучої частоти розміщено амплітудний детектор. Але можна зробити висновок, що вираз (2) описує балансно-модульований сигнал, детектування якого необхідно здійснювати синхронним детектором. Тому далі сигнал (2) подається на синхронний детектор. Ключовий синхронний детектор виконує операцію перемноження на  $\text{sign} \sin(\omega t + \psi)$ . Сигнал на виході синхронного детектора, без урахування впливу його вихідного фільтра і з урахуванням тільки першої складової функції  $\text{sign} \sin(\omega t + \psi)$ , матиме вигляд:

$$u_{cd1}(t) = K_{cd1} K_{\phi} \frac{8}{\pi^2} \sqrt{U_1 + U_2 - 2U_1U_2 \cos \varphi} \times \sin \left[ \Omega t - \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 - U_2 \cos \varphi} \right] \sin^2(\omega t + \psi) = K_{cd1} K_{\phi} \frac{8}{\pi^2} \sqrt{U_1 + U_2 - 2U_1U_2 \cos \varphi} \times \sin \left[ \Omega t - \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 - U_2 \cos \varphi} \right] \frac{1}{2} [1 - \cos 2(\omega t + \psi)]. \quad (3)$$

На підставі (3) на виході смугового фільтра отримуємо:

$$u_o(t) = K_{cd1} K_{\phi} K_o \frac{4}{\pi^2} \sqrt{U_1 + U_2 - 2U_1U_2 \cos \varphi} \times \sin \left[ \Omega t - \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 - U_2 \cos \varphi} \right], \quad (4)$$

Позначимо  $\frac{U_2 - U_1}{U_1} = \delta_u$ . Тоді  $U_2 = U_1(1 + \delta_u)$ .

Враховуючи ці позначення, після нескладних перетворень на підставі (4) одержуємо

$$u_o(t) = K_{cd1} K_\phi K_o \frac{4}{\pi^2} U_1 \sqrt{4(1 + \delta_u) \sin^2 \frac{\varphi}{2} + \delta_u^2} \times \sin \left[ \Omega t - \arctg \frac{(1 + \delta_u) \sin \varphi}{1 - (1 + \delta_u) \cos \varphi} \right]. \quad (5)$$

Порівнюючи синфазні сигнали з (5), тобто якщо  $\varphi=0$ , отримуємо, що вихідний сигнал

$$u_o(t) = K_{cd1} K_\phi K_o \frac{4}{\pi^2} (U_2 - U_1) \sin \Omega t. \quad (6)$$

є синфазним з порівнюваними, його амплітуда пропорційна різниці амплітуд вхідних сигналів, тобто якщо  $\delta_u = 0$ , його амплітуда також дорівнює нулю.

Очевидно, що при несинфазних вхідних сигналах є сенс дослідити поведінку синфазної та квадратурної складових сигналу (5). Розкладаємо сигнал на синфазну та квадратурну складові щодо вхідного сигналу  $u_1$ , початкову фазу якого приймемо за нульову.

Для цього в структурі перетворювача повинен бути ще один синхронний детектор. Це також повинно позитивно вплинути на параметри вимірювального каналу, оскільки синхронний детектор має високі вибіркові властивості і збільшує стійкість до впливу завад і шумів.

На підставі (5) синфазну складову сигналу на виході фільтра другого синхронного детектора можна подати так:

$$u_{cd2-сиф} = K_{cd2} K_{cd1} K_\phi K_o \frac{4}{\pi^2} \times U_1 \sqrt{4(1 + \delta_u) \sin^2 \frac{\varphi}{2} + \delta_u^2} \times \sin \left[ \Omega t - \arctg \frac{(1 + \delta_u) \sin \varphi}{1 - (1 + \delta_u) \cos \varphi} \right] \sin \Omega t = \quad (7)$$

$$= K_{cd2} K_{cd1} K_\phi K_o \frac{4}{\pi^2} U_1 \sqrt{4(1 + \delta_u) \sin^2 \frac{\varphi}{2} + \delta_u^2} \times \frac{1}{2} \cos \arctg \frac{(1 + \delta_u) \sin \varphi}{1 - (1 + \delta_u) \cos \varphi}.$$

Якщо кути  $\varphi$  малі, що відзначається в прикладних задачах електророзвідки та неруйнівного контролю та з урахуванням, що  $\sin \varphi \approx \varphi$ , а  $\cos \varphi \approx 1$ , вираз (7) набуде вигляд

$$u_{cd2-сиф} = K_{cd2} K_{cd1} K_\phi K_o \times \frac{4}{\pi^2} U_1 \sqrt{4(1 + \delta_u) \left( \frac{\varphi}{2} \right)^2 + \delta_u^2} \times \cos \arctg \frac{\varphi}{\delta_u}. \quad (8)$$

Якщо  $\delta_u = 0$ , вираз (8) набуває значення 0. Це означає, що при малих фазових зсувах між порівнюваними сигналами адитивна похибка внаслідок зсуву фаз відсутня. Тому її знайдемо на підставі (6). Приймаючи, що  $\delta_u = 0$ , отримуємо вираз для абсолютної похибки порівняння

$$\Delta_\varphi = K_{cd2} K_{cd1} K_\phi K_o \frac{8}{\pi^2} U_1 \sin \left( \frac{\varphi}{2} \right) \cos \arctg \frac{\sin \varphi}{1 - \cos \varphi}.$$

Тоді вираз для відносної похибки буде таким

$$\delta_\varphi = \frac{8}{\pi^2} \sin \left( \frac{\varphi}{2} \right) \cos \arctg \frac{\sin \varphi}{1 - \cos \varphi}. \quad (9)$$

З (9) бачимо, що похибка може набувати максимальне значення, якщо  $\varphi$  прямує до  $\pi$ .

Графік залежності похибки від зсуву фаз подано на рис. 2.

З графіка зрозуміло, що якщо похибка не більша від 0,02%, робочою зоною фазового зсуву можна вважати  $\varphi=0 \div 0,15$  рад.

На підставі (7) запишемо вираз для квадратурної складової

$$u_{cd2-квдр} = K_{cd2} K_{cd1} K_\phi K_o \times \frac{4}{\pi^2} U_1 \sqrt{4(1 - \delta_u) \sin^2 \frac{\varphi}{2} + \delta_u^2} \times \sin \arctg \frac{(1 - \delta_u) \sin \varphi}{1 - (1 - \delta_u) \cos \varphi}. \quad (10)$$

Якщо  $\varphi=0$  та  $\varphi=\pi$ , вираз (10) перетворюється в нуль. Це означає, що квадратурної складової немає. Якщо  $\delta_u=0$ , квадратурна складова буде дорівнювати

$$u_{cd2-квдр} = K_{cd2} K_{cd1} K_\phi K_o \frac{8}{\pi^2} U_1 \times \sin \frac{\varphi}{2} \cdot \sin \arctg \frac{\sin \varphi}{1 - \cos \varphi}.$$

Приведене значення квадратурної складової буде таким

$$\gamma_{квдр} = \frac{8}{\pi^2} \sin \frac{\varphi}{2} \sin \arctg \frac{\sin \varphi}{1 - \cos \varphi}. \quad (11)$$

Графік виразу (11), що відображає залежність значення квадратурної складової від зсуву фаз, подано на рис. 3.

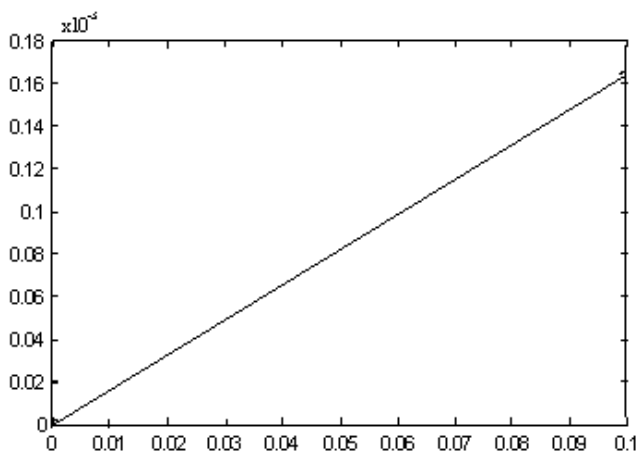


Рис. 2. Залежність похибки від зсуву фаз

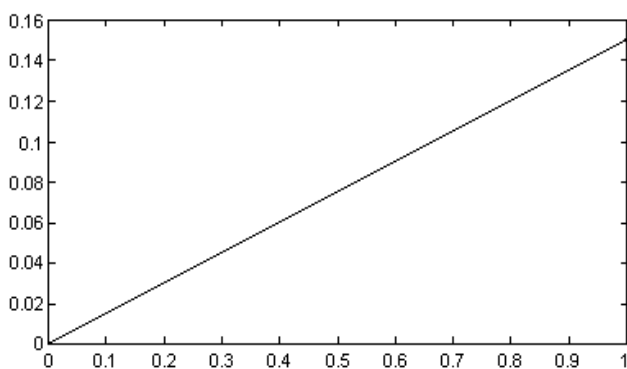


Рис. 3. Залежність значення квадратурної складової від зсуву фаз

З наведеного на рис. 3 графіка зрозуміло, що якщо амплітуди порівнюваних сигналів дорівнюють одна одній, залежність квадратурної складової від зсуву фаз лінійна у межах зміни  $\varphi$  від 0 до 1 рад., а далі змінюється за синусоїдним законом.

**Висновки.** Якщо порівнюються гармонічні сигнали з частотою, вищою від частоти сигналів, на виході

комутатора формується амплітудно-модульований сигнал з придушеною несучою. Тому для його детектування слід застосовувати синхронний детектор. Якщо вхідні сигнали несинфазні, обвідну балансно-модульованого сигналу доцільно розкласти на синфазну і квадратурну складові. Для цього в структурі каналу повинен бути другий синхронний детектор. За малих кутів фазового зсуву між порівнюваними сигналами синфазна складова пропорційна до різниці амплітуд вхідних сигналів, а квадратурна складова – до їх фазового зсуву.

1. Кондратов В.Т. Методы измерения мгновенных значений фазовых сдвигов для автоматизированных систем научных исследований // В кн.: Тез.докл. VIII Всесоюз. конф. по теории кодирования и передачи информации. Куйбышев, 30 июня–2 июля 1981. М.; Куйбышев: Б.и., 1981. – Ч. 6. – С. 120–125.
2. Кондратов В.Т., Скрипник Ю.А. Алгоритмические методы измерения мгновенных значений фазового сдвига электрических сигналов низких и инфранизких частот // В кн.: Тез.докл. IV Респ. научн.-техн. конф. "Структурные методы повышения точности, быстродействия и чувствительности измерительных устройств и систем". Ужгород, 6–19 ноября 1981 г. – К.: Б.и. – 1981. – С. 39–40.
3. Мизюк Л.Я., Поджарый В.М., Проць Р.В. Измерение инвариантов магнитного поля при электроразведке. – К., 1976.
4. Проектування засобів вимірювання з періодичним порівнянням. Кн.1 і 2; Навч. посібник / Ю.О.Скрипник, М.О.Присенко, В.О.Дубровний. – К., 1977.
5. Дехтяренко П.И. Синхронное детектирование в измерительной технике и автоматике. – К., 1965. – 314 с.
6. Скрипник Ю.О., Яненко О.П. Шляхи зниження флуктуаційного порогу чутливості вимірювачів слабких сигналів // Автоматика, вимірювання та керування. – 2001. – № 420. – С. 20–27.