



ПРЕЦІЗІЙНІ ШИРОКОДІАПАЗОННІ КВАДРАТУРНІ ФАЗООБЕРТАЧІ ЗІ ЗРІВНОВАЖУВАННЯМ

М. Сурду, доктор технічних наук, професор, заступник директора з наукової роботи,

А. Ламеко, директор,

Д. Сурду, інженер-програміст,

С. Курсин, інженер-програміст,

Науково-дослідний інститут прецизійних вимірювань, ДП «Укрметртестстандарт»

Розглядається спосіб побудови прецизійного фазообертача, який у широкому діапазоні частот забезпечує коефіцієнт передавання, що дорівнює $\pm j$. В основу побудови покладено створення мостового ланцюга, який складається із фазообертача й калібрувального ланцюга. У процесі урівноважування одночасно за уявною та дійсною складовими змінюються як коефіцієнт передавання фазообертача, так і коефіцієнт передавання калібрувального ланцюга. Для цього аналізується єдиний сигнал нерівноваги мостової. У результаті зрівноважування і подальшого аналізу сигналу нерівноваги мостового ланцюга коефіцієнт передавання фазообертача відомий із похибкою $10^{-6}—10^{-7}$.

Article describes method of development of precise quadrature phase shifter, which operates in wide frequency range. In whole this frequency range transfer coefficient of this phase shifter is set to value $\pm j$. To set this coefficient, on the base of phase shifter and special calibrating circuit, the balanced bridge is created. This bridge is balanced by simultaneous changing of the phase shifter and calibrating circuit transfer coefficients on the base of the analysis of the single output bridge signal. As the result of the bridge balancing and following bridge output signal analysis the phase shifter transfer coefficient on any frequency is known with an uncertainty of $10^{-6}—10^{-7}$.

Прецизійні квадратурні фазообертачі мають широке застосування у техніці вимірювань, техніці зв'язку тощо. Відповідно відома значна кількість способів побудови їх структур таких пристрій. Досить часто використовуються, наприклад, мостові фазообертачі [1—3], фазообертачі із трансформаторними фазорозщеплювачами [4, 5], лінії затримки [6, 7] (у сфері НВЧ), інші пасивні структури. Широко застосовуються фазообертачі на операційних підси-

лювачах [2, 8 — 12]; останніми роками усе більш активно використовуються фазообертачі цифрові [13—15] із установлюванням тим або іншим способом коефіцієнтом передавання [16—21, 9].

У сфері вимірювань імпедансу часто необхідні прецизійні аналогові фазообертачі, що працюють на деякій заданій частоті широкого частотного діапазону [22—24]. При цьому похибка коефіцієнта передавання таких фазообертачів, як за модулем, так

УДК 621.316.727:621.317.332.1

і за фазою, не повинна перевищувати десятитисячних або стотисячних часток відсотка.

Для досягнення високої точності коефіцієнта передавання фазообертачів зазвичай застосовують складні ітераційні структури. Однак для перебудови таких фазообертачів у діапазоні робочих частот необхідно безліч прецизійних резисторів, що комутуються з малою дискретністю, і (або) конденсаторів. Якщо необхідно перебудовувати прецизійний фазообертач у неперервному діапазоні частот, такий підхід практично не реалізується.

Іншим шляхом вирішення побудови прецизійного фазообертача могло б бути його цифрове калібрування, у процесі якого можна було б у цифровій формі визначити похибку фазообертача й знайти дійсне значення його коефіцієнта передавання. Однак і у цьому випадку також необхідні прецизійні еталонні міри, що комутуються, і не лише у фазообертачі, але й у калібрувальному ланцюзі.

Отже, постають проблеми:

- відсутні (або важко створити) регульовані еталонні міри, які були б придатні для установлення коефіцієнта передавання у діапазоні частот із похибкою 10^{-3} — 10^{-4} ;
- практично неможливо створити регульовані еталонні міри, які були б придатні для визначення коефіцієнта передавання фазообертача у діапазоні частот із похибкою 10^{-6} — 10^{-7} або меншою.

Іншою проблемою створення фазообертачів для точного вимірювання імпедансу є те, що вони зазвичай використовуються як складові частини вимірювальних пристроїв зі зворотним зв'язком. Тому використання широкосмугових за частотою фазообертачів призводить у таких приладах до несталості, порушень на низькій або високій неробочій частоті.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

У цій роботі розглядається спосіб побудови прецизійного фазообертача, в якому вирішуються три завдання:

- установлюється на будь-якій довільній робочій частоті заданого частотного діапазону коефіцієнт передавання К фазообертача, що дорівнює $\pm j$ із похибкою установлення $\delta_y \leq 10^{-3}$ — 10^{-4} ;
- за допомогою варіаційного калібрування з високою точністю ($\Delta\delta_y \leq (10^{-7}—10^{-6})$) визначається похибка δ_y установлення коефіцієнта передавання фазообертача без застосування високоточних еталонних мір;
- установлюється частотна характеристика (ЧХ) фазообертача, подібна ЧХ вибіркової ланки першого порядку, що забезпечує сталість його роботи у пристроях зі зворотним зв'язком.

СТРУКТУРА ПРЕЦІЗІЙНОГО ФАЗООБЕРТАЧА

Можливий синтез безлічі структур фазообертачів, що задовольняють викладеним вище вимогам. Однак метою цією статті не є дослідження особливостей синтезу подібних фазообертачів і визначення тезауруса таких структур у силу її обмеженого обсягу. Тому поставлене завдання тут вирішується на прикладі структури фазообертача зі зрівноважуванням і варіаційним калібруванням коефіцієнта передавання, представленої на рис. 1.

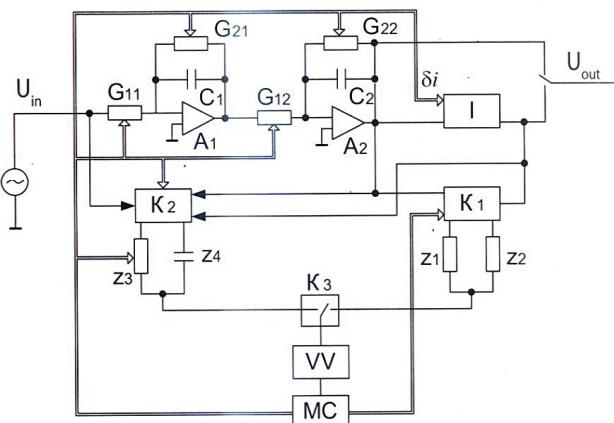


Рис. 1

Фазообертач складається із двох послідовно включених ідентичних фазообертальних ланок Φ_1 і Φ_2 та інвертора I, на які подається вхідний сигнал U_{bx} .

У рамках розв'язуваної задачі питання стосовно того, як реалізовано інвертор, не має значення. Тому надалі уважатимемо, що його коефіцієнт передавання K_i дорівнює $-(1 + \delta_i)$, а похибка коефіцієнта передавання дорівнює δ_i . Залежно від технічної реалізації інвертора величина δ_i у діапазоні частот може перебувати у межах 10^{-6} — 10^{-3} і тому повинна визначатися точно. Точне значення коефіцієнта передавання інвертора визначається методом варіаційного калібрування з використанням методу перестановок, для чого служать міри Z_3 і Z_4 і комутатор K_2 [10].

Кожна з фазообертальних ланок на робочій частоті забезпечує модуль коефіцієнта передавання, що дорівнює одиниці, й фазовий зсув, що дорівнює 45° . Кожна з ланок побудована на операційному підсилювачі (A_1 і A_2), у гілку прямого зв'язку якого як змінний резистор включеній цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) із прохідними провідностями G_{11} і G_{12} відповідно. У гілку зворотного зв'язку кожної ланки включені паралельно з'єднані провідності і конденсатор (C_1 , G_{21}) і (C_2 , G_{22}) відповідно. Як провідності G_{21} і G_{22} використовуються ЦАП.

Прохідні провідності G_{xy} використовуваних ЦАП мають малу короткочасну (на інтервалі десятків хвилин) нестабільність $\Delta\delta_{xy}$ ($\Delta\delta_{xy} \leq (10^{-7}—10^{-6})$) і лінійно (дискретність регулювання $\delta_{xy} \leq 10^{-3}$ — 10^{-4}) залежать від ке-

рувального коду, однак їх дійсне значення відоме дуже грубо (з похибкою до 20—30 %). Для варіаційного калібрування фазообертача використовуються калібрувальний ланцюг, що складається з еталонної міри Z_3 , змінного резистора R_1 і комутатора K_2 . Як резистор R_1 із провідністю G_1 використовується ЦАП.

Як вихідний сигнал $U_{\text{вих}}$ фазообертача використовується або вихідний сигнал другої фазообертельної ланки ($-j$), або вихідний сигнал інвертора ($+j$).

ВАРИАЦІЙНЕ КАЛІБРУВАННЯ

Для варіаційного калібрування фазообертача й інвертора використовується векторний вольтметр VV , який підключається за допомогою комутатора K_1 до виходу одного з калібрувальних ланцюгів і вимірює ортогональні складові їхніх вихідних сигналів у деякому довільно поверненому ортогональному базисі. Результати вимірювань векторного вольтметра опрацьовуються за допомогою мікроконтролера МС, який установлює також коди керування ЦАП, управляет комутаторами K_1 — K_3 і реалізує весь алгоритм варіаційного калібрування. Векторний вольтметр і мікроконтролер звичайно наявні в апаратурі, для якої будеться фазообертач.

Уесь процес варіаційного калібрування фазообертача складається із двох стадій.

На першій — виконується калібрування інвертора. Варіаційне калібрування інвертора здійснюється у три етапи:

1. На першому — до виходу інвертора за допомогою комутатора K_2 підключається еталонний резистор R_2 , а до його входу — резистор R_3 . Векторний вольтметр вимірює квадратурні складові сигналу нерівноваги U_{N1} допоміжного моста.

2. На другому — проводять априорі відому варіаційну зміну δ_{iv} коефіцієнта передавання інвертора, і знову вимірюють складові сигналу нерівноваги U_{N2} допоміжного моста.

3. На третьому — комутатор K_2 змінює на інверсний порядок підключення резисторів до інвертора. Вольтметр V знову вимірює складові сигналу нерівноваги U_{N3} допоміжного моста.

Наведені вимірювальні процедури описуються системою лінійних рівнянь [1]:

$$\begin{aligned} U_0 - \frac{U_0 - U_0(1 + \delta_i)}{Z_1 + Z_2} \cdot Z_1 - U_{N1} &= 0, \\ U_0 - \frac{U_0 - U_0(1 + \delta_i + \delta_{iv})}{Z_1 + Z_2} \cdot Z_1 - U_{N2} &= 0, \\ U_0 - \frac{U_0 - U_0(1 + \delta_i)}{Z_1 + Z_2} \cdot Z_2 - U_{N3} &= 0, \end{aligned} \quad (1)$$

де U_0 — вхідна напруга інвертора;

Z_1 і Z_2 — імпеданси еталонних мір калібрувального ланцюга інвертора.

Точний розв'язок системи (1) є простим коренем квадратного рівняння. Однак цей розв'язок не є наочним і утруднює аналіз результатів. Він використовується у процесі обчислень у мікроконтролері МС. Наближений розв'язок системи (1) має вигляд:

$$\delta_i = \frac{\delta_{iv}}{2} \cdot \frac{U_{N1} - U_{N3}}{U_{N2} - U_{N1}}. \quad (2)$$

Отримане рівняння показує, що за результатами трьох вимірювань можна точно визначити похибку інвертора. Результат обчислень, як неважко бачити, не залежить ні від напруги генератора, ні від похибки еталонних резисторів. Похибка визначення похибки інвертора визначається лише чутливістю й нелінійністю вольтметра та нестабільністю напруги генератора на інтервалі вимірювань.

Для установлення необхідних коефіцієнтів передавання фазообертача й калібрувального ланцюга створюється врівноважувальний мостовий ланцюг, що складається на одному етапі із власне фазообертача й калібрувального ланцюга, а на другому — з фазообертача, інвертора й калібрувального ланцюга. У процесі варіаційного калібрування регулюються за двома параметрами і коефіцієнт передавання фазообертача, і коефіцієнт передавання калібрувального ланцюга за значної їхньої вихідної невизначеності. Система регулювання у цілому в такому випадку має чотири контури регулювання. Ясно, що ефективність регулювання визначається ступенем і складністю взаємозв'язку цих контурів. Дослідження показали, що сила цього взаємозв'язку визначається формою представлення коефіцієнтів передавання фазообертача, калібрувального ланцюга й обчисленої похибки коефіцієнтів передавання. У зв'язку із цим знайдемо й проаналізуємо коефіцієнти передавання фазообертача й калібрувального ланцюга як функції регульованих елементів за різних їх форм представлення.

Як відомо, можливі три форми представлення коефіцієнта передавання як комплексного числа:

$$K = a + jb; \quad K = |K|e^{-j\varphi}; \quad K = |K|(\sin \varphi + j \cos \varphi).$$

Комплексний коефіцієнт передавання K фазообертача за використання вихідного сигналу другої фазообертельної ланки визначається відповідно до виразу:

$$K = \frac{G_{11}}{G_{21}} \frac{1}{1 + j\omega C_1 / G_{21}} \frac{G_{12}}{G_{22}} \frac{1}{1 + j\omega C_2 / G_{22}}. \quad (3)$$

Якщо встановити величини $G_{11}, G_{21}, G_{12}, G_{22}$ так, що виконуватимуться умови $\omega C_1 / G_{21} = \omega C_2 / G_{22} = 1$ і

$$\frac{G_{11}}{G_{21}} = \frac{G_{12}}{G_{22}} = \sqrt{2} , \quad (4)$$

коєфіцієнт передавання фазообертача дорівнюватиме $K = -j$.

Припустимо, регулювання ведеться у такий спосіб, що $C_1/G_{21} \approx C_2/G_{22} = \tau$ і $G_{11} \approx G_{12}$. Тоді після встановлення необхідного коефіцієнта передавання фазообертача на робочій частоті модуль його коефіцієнта передавання у діапазоні частот описуватиметься формулою

$$|K| = \frac{2}{1 + (\omega\tau)^2} . \quad (5)$$

Останній вираз показує, що коефіцієнт передавання у всьому діапазоні частот має кінцеве значення, змінюючись від нуля на високих частотах до двох на низьких. Така частотна залежність модуля коефіцієнта передавання забезпечує усталену роботу фазообертача у пристроях зі зворотним зв'язком.

У розглянутому фазообертачі для установлення необхідного коефіцієнта передавання за амплітудою й фазою раціонально проводити одночасне регулювання ЦАП B_1 і B_3 та B_2 і B_4 , утримуючи керуючий код N кожної пари рівним і змінюючи його на одну й ту саму величину δN . Тоді й відносна зміна провідностей ЦАП буде однаковою і рівною δG_d і δG_b відповідно дляожної пари.

Приведемо рівняння (3) до виду $K = a + jb$, представивши його функцією величин δG_d і δG_b , які тепер являтимуть собою відхилення опорів регулюваних елементів від номінальних значень:

$$K = -j \frac{(1 + \delta G_b)(1 + \delta G_d)^2}{A} + \delta G_b \frac{\left(1 + \frac{1}{2} \delta G_b\right)(1 + \delta G_d)^2}{A} , \quad (6)$$

$$\text{де } A = (\delta G_b)^2 \left(1 + \frac{1}{2} \delta G_b\right)^2 + (1 + \delta G_b)^2 .$$

Рівняння (6) показує, що як реактивна, так і активна складові коефіцієнта передавання є складними функціями обох регулюваних параметрів δG_d і δG_b . Іншими словами, якщо критерієм регулювання коефіцієнта передавання виступають установлення певних значень його активної й реактивної складових, між контурами регулювання за активною і реактивною складовими коефіцієнта передавання існує значний взаємозв'язок. Такий взаємозв'язок утруднює побудову алгоритму встановлення коефіцієнта передавання (зрівноважування моста) і подовжує сам цей процес.

Приведемо рівняння (3) у показовій формі. Тоді вираз для коефіцієнта передавання фазообертача матиме вигляд:

$$K = |K| e^{j\varphi} , \quad (7)$$

$$\text{де: } ctg\varphi = -\delta G_b \frac{\left(1 + \frac{1}{2} \delta G_b\right)}{\left(1 + \delta G_b\right)} ; \quad (7a)$$

$$|K| = 1 + |\delta_f| = \frac{(1 + \delta G_d)^2}{(1 + \delta G_b)^2} \sqrt{\left(\delta G_b\right)^2 \left(1 + \frac{1}{2} \delta G_b\right)^2 + (1 + \delta G_b)^2} . \quad (7b)$$

Рівняння (7) показують, що фазовий зсув у *розглядуваному фазообертачі* є функцією лише регульованого параметра δG_b . Тому, регульюючи лише його, можна встановити у фазообертачі необхідний фазовий зсув. Модуль коефіцієнта передавання фазообертача є складною функцією обох регульованих параметрів. Тому в цьому випадку очевидний однобічний зв'язок контурів регулювання. Ця обставина істотно полегшує побудову алгоритмів зрівноважування та поліпшує їхню збіжність.

Достатньо очевидно, що за тригонометричної форми представлення коефіцієнта передавання фазообертача також існуватиме однобічний зв'язок контурів регулювання, однак його аналітичне описание буде більш складним. Тому це представлення надалі не розглядається.

ЗРІВНОВАЖУВАННЯ МОСТА

Для зрівноважування моста, складеного з калібрувального ланцюга й фазообертача з інвертором, використовується метод перестановок для змінного струму [25, 26] і варіаційне оцінення похибки [10].

Увесь алгоритм зрівноважування й оцінення похибки фазообертача у часі розбито на дві частини.

У першій — виконується зрівноважування моста шляхом установлення необхідних параметрів фазообертача й калібрувального ланцюга. У цій частині алгоритму вихідні нерівноваги фазообертача й калібрувального ланцюга можуть досягати (20—30) %. Тому, як показує додатковий аналіз, для досягнення стану рівноваги з похибкою, обумовленою похибкою від дискретності врівноважувальних елементів (0,01—0,1) %, необхідно використовувати векторний вольтметр із похибкою у два-три рази меншою.

У другій частині алгоритму здійснюється визначення похибки встановлення коефіцієнта передавання фазообертача (залишкової похибки зрівноважування моста, обумовленою дискретністю використовуваних ЦАП). У цьому випадку, як показує додатковий аналіз, коефіцієнт передавання фазообертача буде відомий із похибкою, обумовленою добутком похибки від дискретності врівноважувальних елементів та подвоєної похибки векторного вольтметра.

У кожній із цих частин використовується одна й та

сама послідовність дій, що складається із трьох стадій.

На першій — за допомогою комутатора K_2 калібрувальний ланцюг фазообертача підключається між виходом і входом фазообертача так, що до виходу останнього підключається резистор калібрувального ланцюга (ЦАП B_5). За допомогою комутатора K_3 векторний вольтметр підключається до виходу калібрувального ланцюга фазообертача й вимірює сигнал нерівноваги U_{N4} .

На другій — виконується варіація коефіцієнта передавання на добре відому величину δ_v . Розмір варіаційного приросту при цьому приймають порядку максимального значення похибок коефіцієнтів передавання фазообертача й калібрувального ланцюга, тобто порядку (20—30) %. Векторний вольтметр вимірює сигнал нерівноваги U_{N5} .

На третій — за допомогою комутатора K_2 калібрувальний ланцюг фазообертача підключається між входом фазообертача й виходом інвертора так, що до виходу останнього підключається конденсатор калібрувального ланцюга. Векторний вольтметр вимірює сигнал нерівноваги U_{N6} .

Наведена послідовність дій описується системою рівнянь, подібною до (1):

$$\begin{aligned} \vec{U}_0 - \frac{\vec{U}_0 + j\vec{U}_0(1+\vec{\delta}_f)}{Z_1 + Z_2} \cdot Z_1 - \vec{U}_{N4} &= 0, \\ \vec{U}_0 - \frac{\vec{U}_0 + j\vec{U}_0(1+\vec{\delta}_f + \vec{\delta}_v)}{Z_1 + Z_2} \cdot Z_1 - \vec{U}_{N5} &= 0, \\ \vec{U}_0 - \frac{\vec{U}_0 - j\vec{U}_0(1+\vec{\delta}_i)(1+\vec{\delta}_f)}{Z_1 + Z_2} \cdot Z_2 - \vec{U}_{N6} &= 0, \end{aligned} \quad (8)$$

де Z_1 і Z_2 — імпеданси калібрувального ланцюга; $Z_2/Z_1 = j\omega C_h R_h (1 + \delta_k) = j(1 + \delta_k)$;

$\vec{\delta}_f$ — комплексне значення похибки фазообертача;

U_0 — вхідна напруга фазообертача;

C_h і R_h — номінальні значення ємності й опору калібрувального ланцюга, $\omega C_h R_h = 1$;

δ_k — похибка установлення параметрів калібрувального ланцюга.

Розв'язавши цю систему рівнянь щодо величин δ_k і $\vec{\delta}_f$, знайдемо їхні точні значення. Через складності для аналізу отримуваних виразів скористаємося наближенним розв'язком системи рівнянь (8):

$$\vec{\delta}_f = -\frac{\vec{\delta}_i}{2} - \frac{\vec{A}_1 + j\vec{A}_2}{2} \delta_v, \quad \vec{\delta}_k = -\frac{\vec{\delta}_i}{2} + \frac{\vec{A}_1 - j\vec{A}_2}{2} \delta_v, \quad (9)$$

$$\text{де: } \vec{A}_1 = \frac{\vec{U}_{N4}}{\vec{U}_{N5} - \vec{U}_{N4}} \quad \vec{A}_2 = \frac{\vec{U}_{N6}}{\vec{U}_{N5} - \vec{U}_{N4}}.$$

Знайдемо тепер значення змін провідностей

врівноважувальних елементів фазообертача й калібрувального ланцюга, які необхідно виконати для досягнення стану рівноваги мостового ланцюга. Із цією метою представимо похибку фазообертача δ_f у показовій формі: $\delta_f = |\delta_f| e^{j\Delta\phi}$. Тоді, порівнюючи останній вираз із виразами (7а), (7б), знайдемо:

$$|\vec{\delta}_f| = \frac{(1+\delta G_d)^2}{(1+\delta G_b)^2} \sqrt{\left(\delta G_b\right)^2 \left(1 + \frac{1}{2}\delta G_b\right)^2 + (1+\delta G_b)^2} = 1. \quad (10)$$

$$\Delta\phi = -\delta G_b \frac{\left(1 + \frac{1}{2}\delta G_b\right)}{(1+\delta G_b)}. \quad (11)$$

Розв'язуючи рівняння (10) і (11) щодо величин δG_b і δG_d , мікроконтролер знаходить необхідні величини й виконує відповідні зміни кодів керування ЦАП фазообертача.

Наближені розв'язки цих рівнянь мають вигляд:

$$\Delta\phi \approx \delta G_b \quad \text{i} \quad |\vec{\delta}_f| \approx \frac{(1+\delta G_d)^2}{(1+\delta G_b)^2} \approx \frac{(1+\delta G_d)^2}{(1+\Delta\phi)^2} = 1 \quad (12)$$

Величина δ_k у загальному випадку є комплексною. Однак фазовий кут сучасного ЦАП у діапазоні звукових частот зазвичай міститься у межах 10^{-4} — 10^{-3} , тобто близький до похиби ЦАП від дискретності. Тангенс кута втрат використовуваних конденсаторів також становить порядку $(1—2) \cdot 10^{-4}$. Тому квадратурна похибка калібрувального ланцюга зазвичай невелика, і її врівноважувати окремим врівноважувальним елементом немає необхідності. Ці обставини дозволяють у процесі зрівноважування калібрувального ланцюга визначати лише модуль похибки її постійної часу й на цю величину змінювати відносну провідність ЦАП B_5 , тобто прийняти, що

$$\delta G_5 = |\delta_k|. \quad (13)$$

Ясно, що коли викладені вище обмеження не виконуються, у калібрувальному ланцюзі необхідно увести другу, квадратурну, гілку регулювання, і параметри регулювання тоді необхідно визначати з урахуванням комплексного значення δ_k .

Мікропроцесорний контролер вносить у ЦАП коди, відповідні до рівнянь (11), (12), (13). Після виконання цієї процедури коефіцієнти передавання фазообертача й калібрувального ланцюга виявляються встановленими з похибою, що не перевищує похибки від дискретності ЦАП.

Після цього мікроконтролер переходить до другої частини алгоритму — до визначення точного значення коефіцієнта передавання фазообертача.

Остання процедура у другій частині алгоритму відрізняється від процедур, виконуваних у першій, лише тим, що у цьому випадку знижують рівень варіації у такий спосіб, щоб він не перевищував по-

хібки від дискретності ЦАП. У стільки ж разів підвищують і чутливість векторного вольтметра порівняно з першою частиною алгоритму.

Отримане значення похиби коефіцієнта передавання δ_{f2} використовується для визначення точно-го значення комплексного коефіцієнта передавання відповідно до рівняння $K = j(1 + \delta_{f2})$.

ВИСНОВКИ

Запропоновані структура й алгоритм функціонування фазообертача дозволяють створити пристрій, який легко перестроюється у діапазоні частот.

У процесі перебудови виконується автоматичне уста-

новлення такого стану фазообертача, за якого похиба- його коефіцієнта передавання не перевищує похибки від дискретності регульованих елементів (10^{-4} — 10^{-3}).

Після завершення установлення коефіцієнта передавання фазообертача здійснюється визначення його дій-сного значення з похибою, що не перевищує 10^{-7} — 10^{-6} , яке й використовується у процесі вимірювань.

Фазообертач зберігає дійсне значення коефіцієнта передавання протягом 0,5—1,0 години, що достатньо для автоматичного виконання найскладніших вимірювань.

Частотна характеристика фазообертача дозволяє використовувати його як вузол складних вимірюваль- них ланцюгів без порушення сталості останніх.

ЛІТЕРАТУРА

1. Yu. M. Tuz, L. M. Gapchenko, K. L. Serpilin, V. D. Tsidelko, G. A. Nikiforova. Wide band quadrature phase shifter. Izmeritelnaia Tekhnika, March, 1974, № 3 — pp. 49—50.
2. Корис Р., Шмидт-Вальтер Х. Справочник інженера-схемотехника. — М.: Техносфера, 2006. — 608 с.
3. Валитов Р. А., Сретенский В. Н. Радиотехнические измере-ния. — М.: Радио и связь, 1970.
4. Quadrature phase shifter for audio frequency sinewaves, Luca Callegaro and Vincenzo D'Elia 1997 Meas. Sci. Technol. — V. 8, № 6, pp. 673—675, doi: 10.1088/0957-0233/8/6/015.
5. Кушнір Ф. В. Радиотехнические измерения. — 3 изд. — М., 1975.
6. Phase Shifter, Franz Xaver Pitschi Christoph Hollwich, USPC Class: 333160 US patent number: 20100026418 Coaxial PS.
7. Авраменко В. Л., Галлямічев Ю. П., Ланнэ А. А. Електрические линии задержки и фазовращатели (Справочник), М., 1973.
8. New active quadrature phase-shift network Electron. Lett. — 31 March 1977 — Vol. 13, Issue 7, pp. 216—218, doi:10.1049/el:19770157.
9. Phase shift circuit for electrical signal. Patent ID: US4782246 Issue Date: November 01, 1988 (Балансування за фазовим детектором).
10. M. N. Surdu, A. L. Lameko, I. V. Karpov (Ukraine), J. Kinard, A. Koffman (USA). Theoretical basis of variational quadrature bridge design of alternative current. Moskow, Measurement Techniques, № 10, 2006, pp. 58—64.
11. Active 90-degree phase shifter with lc-type emitter degeneration and quadrature modulator ic using the same. USPTO, Application #: 20070241835.
12. Electronic phase shifter circuit and method, United States Patent 4663594.
13. Quadrature phase shift keying modulating apparatus. United States Patent 5847622.
14. Cabiati, F., D'Elia V., Bava E., Gazlerano G., Svelto C., A New Architecture for High Accuracy Admittance Measuring Systems, CPEM 2002. Conference Digest, pp. 178—179.
15. Callegaro, L., D'Elia, V., Bava, E., Galzerano, G., Svelto, C., Polyphase Synthesizer for Unlike-Impedance Intercomparison System, CPEM 2002, Conference Digest, pp. 176—177.
16. US Patent 4675624 — Electrical phase shifter controlled by light, 06/23/1987.
17. M. A. S. Masoum, A. Kazemi, S. M. H. Nabavi. Optimal control of booster phase shifters using HVS0 pulse width modulation. Electronic Journal «Technical Acoustics», 2006 [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <http://www.ejta.org>
18. Analog Wide Band Audio Phase Shift Networks. By Peter C. McNulty, WA1SOV.7.
19. Microcontroller controls analog phase shifter, Nick Ierfino, IGS Technologies, Montreal, Quebec, Canada — EDN Europe, 01 Jul 2008.
20. Schmidt, E., Chesneau, O., Herbst, T., Launhardt, R., Stuffler, T. Achromatic phase shifter by reversal of electrical field vector at reflections in Proceedings of the Conference on Towards Other Earths: DARWIN/TPF and the Search for Extrasolar Terrestrial Planets, 22—25 April 2003, Heidelberg, Germany / Edited by M. Fridlund, T. Henning, compiled by H. Lacoste. ESA SP-539, Noordwijk, Netherlands: ESA Publications Division, ISBN 92-9092-849-2, 2003, pp. 579—582.
21. Perica, G..Voltage-controlled RF phase shifter // Microwave Journal (ISSN 0026-2897), vol. 29, July 1986, pp. 166, 168.
22. F. Delahaye, AC-bridges at BIMP. BNM-LCIE, 1998, pp. C1—C6.
23. Kibble B. P., Rayner G. H., Coaxial AC Bridges; Adam Hilger Ltd., Bristol, 1984. — 203 p.
24. B. Wood, M. Cote, AC Bridges For The R-C Chain. BNM-LCIE, 1998, pp. E1—E20.
25. Гурьянов В. С. / Метрология: Приложение к журналу «Измерительная техника». — 1986. — № 4. — С. 54.
26. Гурьянов В. С., Сурду М. Н., Салюк В. П. // Техническая электродинамика. — 1991. — № 3. — С. 103. 