

частка резисторів МЛТ, вийшла б з ладу). Тому для зразків із резисторів МЛТ НЧ-флуктуації повинні були б бути стаціонарними. Термодинамічний стан зразків із розчину NaCl, очевидно, змінюється інтенсивніше, ніж в МЛТ внаслідок хімічної взаємодії з електродами, часткового випаровування та ін., що і було зафіксовано у зміні опору зразків в кінці серії експериментів. Проте з часом така інтенсивність повинна була б зменшуватись і флуктуації із нестаціонарних на початку вимірювання переходили у стаціонарні в кінці вимірювань.

По-друге, якщо термодинамічний стан зразків із розчину NaCl є причиною нестаціонарних НЧ-флуктуацій, то для одного і того самого зразка протягом хоча б невеликого проміжку часу повинна бути корельованість результатів вимірювань. Однак розрахований за одержаними результатами коефіцієнт кореляції НЧ-флуктуацій упродовж двох днів для всіх дослідних зразків (МЛТ і розчин NaCl) не виходить за межі $|0,3 \div 0,6|$, що не дає підстав стверджувати про їхню корельованість.

По-третє, нестаціонарність НЧ-флуктуацій легше було б пояснити, припустивши, що причиною їх є сторонні наведення, проте природа таких гіпотетичних наведень на сьогодні автору невідома.

Методика експерименту (почерговість підключення дослідних зразків до вимірювальної апаратури) не дає можливості розрахувати коефіцієнт кореляції НЧ-флуктуацій, що відбуваються одночасно у двох або більше зразках. Тому за результатами даного експерименту не можна зробити остаточного висновку щодо впливу сторонніх наведень.

Встановлена внаслідок експериментальних досліджень нестаціонарність НЧ-флуктуацій, а також аналогічні висновки, наведені в [5], де на підставі аналізу НЧ-шумів стверджується, що «... 1/f-шум має деяку форму умовної стаціонарності», звужує коло питань, відповідь на які дасть змогу встановити причини та джерела генерації НЧ-флуктуацій.

1. D.A.Bell (1980), *A survey of 1/f noise in electrical conductors* // *J. Phys. C: Solid State Phys.*, 13, 4425-4437.
 2. Hooge F.N., Kleinpenning T.G.M., Vandamme L.K.J. *Experimental studies of 1/f noise* // *Rep. Progr. Phys.*, 1981. V. 44. P. 479-532. 3. Nyquist H. (1927), *Thermal agitation in conductors* // *Phys. Rev.*, 29, 614; (1928), *Thermal agitation of electric charge in conductors* // *Phys. Rev.*, 32, 110-113.
 4. Hooge F.N. (1969), *1/f noise is no surface effect* // *Phys. Lett. A*, 29, 139-140. 5. Brophy J. J. (1970), *Low-frequency variance noise* // *J. Appl. Phys.*, 41, 1697-1701.

УДК 621.317.73

ЛОГОМЕТРИЧНЕ ФАЗОЧУТЛИВЕ ДЕТЕКТУВАННЯ У ВИМІРЮВАЧАХ ПАРАМЕТРІВ КОМПЛЕКСНИХ ОПОРІВ

© Микола Грибок, Сергій Савенко, 2000

Державний університет “Львівська політехніка”, кафедра “Інформаційно вимірювальна техніка”, вул. С.Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

Описується принцип і математичний апарат логометричного фазочутливого детектування. Показана доцільність його використання у вимірювачах параметрів комплексних опорів.

Описывается принцип и математический аппарат логометрического фазочувствительного детектирования. Показана целесообразность его использования в измерителях параметров комплексных сопротивлений.

The phasesensitive ratiometer detection mathematical and operating procedures are investigated in this paper.

Під час вимірювання синфазної та квадратурної складових комплексних опорів здебільшого застосовують процедуру фазочутливого детектування, яка, переважно, реалізується

релейним або синхронним детектором СД [1]. Гармонічний СД перемножує вхідний сигнал

$$U(t) = \frac{U_m Z \sin(\omega t + \varphi)}{R}, \quad (1)$$

який несе інформацію про модуль Z і фазу φ досліджуваного комплексного опору \dot{Z} , на синусоїдну опорну напругу

$$U_0(t) = U_m \cdot \sin \omega t, \quad (2)$$

де U_m – амплітуда.

У процесі перемноження (1) і (2) отримуємо

$$U_1(t) = \frac{K_p U_m^2}{R} [Z \cos \varphi - Z \cos(2\omega t - \varphi)] \quad (3)$$

де K_p – коефіцієнт передачі перемножувача. Складова

$\frac{K_p U_m^2}{R}$ пропорційна до значення

синфазної складової $Z \cdot \cos \varphi$ комплексного опору \dot{Z} . Залежність результату детектування від квадрата U_m^2 амплітуди U_m опорної напруги приводить до підвищених вимог відносно стабільності U_m .

У релейних СД [1] вхідна напруга (1) перемножується з прямокутним вектором комутації

$$U_0'(t) = 1 + \text{sign} \sin \omega t.$$

Результат перемноження після розкладу в ряд Фур'є сигнум-функції має вигляд:

$$U_2(t) = \frac{U_m Z \sin(\omega t + \varphi)}{R} + \frac{2U_m}{\pi R} Z \cos \varphi + \frac{2U_m}{\pi R} \sum_{k=3,5,\dots}^{\infty} 1/k \{ \cos[\omega t(1-K) + \varphi] \} \quad (4)$$

і містить компоненту $\frac{2U_m}{\pi R} Z \cos \varphi$, що пропорційна

до $Z \cdot \cos \varphi$ і напруги U_m .

Залежність результатів перетворень (3) і (4) від U_m збільшує похибку визначення $Z \cdot \cos \varphi$ [2] й іноді робить неможливим проведення вимірювань без зупинки технологічних процесів. Цей недолік можна усунути застосуванням логометричного фазочутливого детектування [4,5]. Поділивши миттєві значення (1) на (2), маємо

$$U_3(t) = \frac{K_d U_m Z \sin(\omega t + \varphi)}{R U_m \sin \omega t} = \frac{Z \cos \varphi - Z \sin \varphi \cdot \text{ctg} \omega t}{R} \cdot K_d, \quad (5)$$

де K_d – коефіцієнт передачі подільника.

Постійна складова (5) $K_d \cdot Z \cdot \cos \varphi / R$ підлягає вимірюванню, а складова $Z \cdot \sin \varphi \cdot \text{ctg} \omega t$ K_d / R – фільтрації. Якщо як знаменник використати напругу $U_{ок}(t) = U_m \cdot \cos \omega t$, що ортогональне до (2), то результат ділення:

$$U_4(t) = \frac{K_d}{R} [Z \sin \varphi - Z \cos \varphi \cdot \text{tg} \omega t]$$

пропорційний до значення $Z \cdot \sin \varphi$ квадратурної складової \dot{Z} і не залежить від U_m . Тому використання логометричного фазочутливого детектування у вимірювачах параметрів комплексних опорів різко знижує вимоги до довготривалої стабільності напруги U_m генератора збудження і дозволяє проводити вимірювання $Z \cdot \cos \varphi$ і $Z \cdot \sin \varphi$ в реальних умовах функціонування об'єкта досліджень без зупинки технологічних процесів. Ця властивість особливо цінна під час проведення досліджень в гідроенергетиці та електроенергетиці.

Практична реалізація описаного методу пов'язана з деякими труднощами, особливо у разі включення перемножувача в коло оберненого зв'язку операційного підсилювача при реалізації аналогового подільника [3], оскільки при додатній напрузі знаменника обернений зв'язок стає позитивним і підсилювач насичується. Крім того, точність ділення синусоїдних напруг (1) і (2) дуже низька в околі нуля. Тому як знаменник слід використовувати не напруги $U_0(t)$ і $U_0'(t)$, а їх модулі $|U_0(t)|$ і $|U_0'(t)|$ [5]. Постійна складова частки від ділення змінює знак залежно від значення знаменника. Домножимо частку на вагому функцію $g_1(t)$, яка за період T набуває значення

$$g_1(t) = \begin{cases} 1 & t_1 \leq t = \text{tg}_1 \leq t_2 \\ 0 & t \neq \text{tg}_1 \end{cases}.$$

В результаті множення на $g_1(t)$ та усереднення отримуємо середнє значення

$$U(t) = \frac{K_d}{nT} \int_0^{nT} \left\{ a_0 + \frac{a_1 U_1(t)}{|U_0(t)|} + \frac{a_2 |U_1(t)|^2}{|U_0(t)|^2} \right\} g_1(t) dt = \frac{K_d}{nTR} \int_0^{nT} \{ a_0 + a_1 Z \cos \varphi + a_1 Z \sin \varphi \cdot \text{tg} \varphi + a_2 Z^2 \cos^2 \varphi - 2a_2 Z^2 \sin \varphi \cdot \cos \varphi \cdot \text{tg} \omega t + Z^2 \sin^2 \varphi \cdot \text{tg}^2 \omega t \} dt.$$

Оскільки інтеграли від третьої та п'ятої складових дорівнюють нулю, то отримуємо

$$U_{(+)} = \left\{ \frac{a_0(t_2 - t_1)}{T} + \frac{a_1(t_2 - t_1)}{T} Z \cos \varphi + a_2 \left[\frac{t_2 - t_1}{T} + Z^2 \cos^2 \varphi + \frac{1}{nT} Z^2 \sin^2 \varphi \left(\frac{\text{tg} \omega n(t_2 - t_1)}{\omega} - n(t_2 - t_1) \right) \right] \right\} \cdot \frac{K_d}{R}, \quad (6)$$

де a_0, a_1, a_2 – адитивна, мультиплікативна та нелінійна складові функції перетворення аналогового подільника.

При помноженні частки від ділення на вагову функцію

$$g_2(t) = \begin{cases} 1 & t_3 \leq t \leq t_4 \\ 0 & t = t_{g_2} \end{cases}$$

Середнє значення результату множення дорівнює

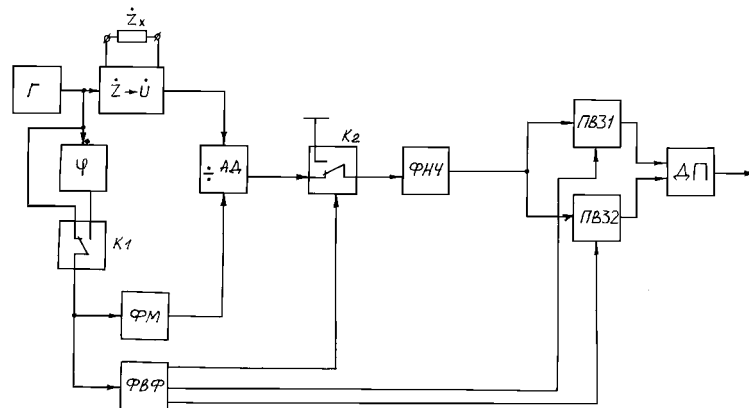
$$U_{(-)} = \frac{K_d}{nT} \int_0^{nT} \left\{ a_0 + \frac{a_1 U_1(t)}{|U_0(t)|} + \frac{a_2 U_1^2(t)}{|U_0(t)|^2} \right\} g_2(t) dt = \quad (7)$$

$$= [2a_{0\Sigma} - 2a_{1\Sigma} Z \cos \varphi + F] \cdot \frac{K_d}{R},$$

при $t_2 - t_1 = t_4 - t_3$.

Різниця $U_{(+)} \text{ і } U_{(-)}$:

$$U_{(+)} - U_{(-)} = 2a_{1\Sigma} \frac{K_d}{R} Z \cos \varphi, \quad (8)$$



Використання логотричного фазочутливого детектування відкриває перспективу побудови вимірювача складових комплексних опорів у діапазоні частот. Із (3) видно, що амплітуда котангенсіальної складової пропорційна до $Z \sin \varphi$. Середнє значення змінної складової за час усереднення дорівнює

$$U_{\text{сер}} = K_d / \tau R \cdot Z \sin \varphi \int_0^{t_j} |\text{ctg} \omega t| dt = \quad (9)$$

$$= K_d / \tau R \cdot Z \sin \varphi \cdot J,$$

де $\int_0^{t_j} |\text{ctg} \omega t| dt$; τ – стала часу.

не залежить від $a_{0\Sigma}, F$ і U_m , що відкриває можливість підвищення точності вимірювання $Z \cos \varphi$ у важких умовах експлуатації.

Вагові функції $g_1(t)$ і $g_2(t)$ вибрані так, щоб в результат перетворень не входили ділянки в околі нуля знаменника, де похибки аналогового подільника особливо великі.

Для реалізації вищеописаного методу розроблена схема, подана на рис.1.

Формувач вагової функції ФВФ формує сигнал керування ключом К1 у вигляді $g_1(t)$. На виході фільтра низьких частот ФНЧ встановлюється напруга $U_{(+)}$, яка запам'ятовується пристроєм вибірки-зберігання ПВЗ1. При формуванні ФВФ вагової функції $g_2(t)$ для керування ключем К2 на виході ФНЧ одержуємо напругу $U_{(-)}$, яка запам'ятовується в ПВЗ2. Різницева напруга (8) на виході диференційного підсилювача ДП пропорційна до $Z \cos \varphi$ або $Z \sin \varphi$ залежно від положення К1.

Оскільки $|\text{ctg} \omega t|$ симетричне відносно $T/4$, то інтеграл J можна перетворити так:

$$J = \int_0^{t_j} |\text{ctg} \omega t| dt = 2n / \omega \int_0^{T/4} \text{ctg} \omega t \cdot d(\omega t) = \quad (10)$$

$$= 2n / \omega \cdot \lim_{\xi \rightarrow 0} \int_{0+\xi}^{T/4} \text{ctg} \omega t dt = \infty.$$

Звідси видно, що інтеграл J розходиться. Однак при помноженні вихідного сигналу подільника на вагову функцію:

$$g(t) = \begin{cases} g_1(t) & \text{при } t = t_+ \\ g_2(t) & \text{при } t = t_- \end{cases}$$

значення інтегралу J можна знайти для деяких значень α і β . При цьому вважаємо, що межі не-

змінні в діапазоні частот, що досягається формуванням вагової функції з опорного сигналу. В такому разі

$$J = 2n / \omega \int_0^{\beta} \text{ctg} \omega t \cdot d(\omega t) = \quad (11)$$

$$= 2n / \omega \cdot [\ln(\sin \alpha) - \ln(\sin \beta)] = \gamma / \omega,$$

де $\gamma = 2n[\ln(\sin \alpha) - \ln(\sin \beta)]$.

Тоді

$$U_{\text{сер}} = \frac{K_d \gamma}{R \tau \omega} Z \sin \varphi.$$

Якщо Z подано послідовною RL-схемою заміщення, то

$$U_{\text{сер}} = \frac{K_d \gamma}{R \tau \omega} = \frac{K_d \gamma}{R \tau} \cdot L. \quad (12)$$

Для паралельних RC-схем заміщення квадратурна провідність $G \cdot \sin \varphi = \omega C$. Звідси:

$$U_{\text{сер}} = \frac{K_d \gamma}{R \tau} \cdot C. \quad (13)$$

З (12) і (13) видно, що результат вимірювань не залежить від частоти і амплітуди коливань.

Експериментальні дослідження макету вимірювача RLC-параметрів проводили за схемою рис.1. Зміна амплітуди U_m на 3% спричиняла зміну показів результату вимірювань RLC-параметрів на 0,1%.

1. Дехтяренко П.И. Синхронное детектирование в измерительной технике и автоматике. К., 1965. 2. J.C.S. Richards. Some aspects of transducer immitance measurment. // Journal of Phys, E.Sci. Instrum. Vol. 15. 1982. 3. Справочник по нелинейным схемам. Под ред. Д. Шейнголда. М., 1977. 4. Гаврилюк М.А., Электронные измерители RLC. Львов, 1978. 5. А.с. №1430908. СССР. Преобразователь составляющих комплексных сопротивлений / Н.И. Грибок и др. // «Открытия. Изобретения». 1988. №38.