

УДК 621.317.382.023

[DOI: http://dx.doi.org/10.20535/2219-3804182018129503](http://dx.doi.org/10.20535/2219-3804182018129503)Туз Ю. М.¹, професор, д.т.н., Вдовиченко А. В.², аспірант**ВИМІРЮВАННЯ АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ РЕАКТИВНОГО НАВАНТАЖЕННЯ В ШИРОКОМУ ДІАПАЗОНІ ЧАСТОТ**

En Problem of developing a metrological instrument for measuring active power in the frequency range from 0.01 to 10 MHz is considered in the article. Constructing of such an instrument must meet a high requirement of channels phase characteristics at a low power factor at measuring active power against the background of large reactive one.

In today's electric power converters, the main losses that determine the efficiency factor are shifted from semiconductor keys to reactive elements. In order to optimally design such reactive elements, it is necessary to be able to analyze the components of the loss [1]. Such an instrument will measure the loss power (active power) in a variety of reactive elements, for example, chokes used in pulsed energy converters [2].

In currently available power analyzers and wattmeter, there are significant errors in the frequency range above 1 MHz, which makes it difficult to meet the above objectives [3].

An example of the harmonic signal components effect and errors analysis caused by the measurement channels phase shifts in the wattmeter is described in the article.

At high frequencies, the wattmeter channels become very sensitive to phase errors. It is necessary to minimize links that cause phase shifts. In this connection, it is important to construct correctly wattmeter input links and to make such a transformation, which will provide operations with signal rms modules without taking into account phase shifts. In order to solve this problem, it is advisable to use a broadband wattmeter of transient power with the correction of the error from its own consumption, described in [6]-[8], to minimize losses and optimize the system.

The wattmeter of this design gives the exact value of the measured power on the load, regardless the actual consumption of the input device. The value of the input device elements can be optimized by the criterion of maximum broadband, since the error from its own consumption is taken into account. In the scheme one low-level shunt is used. It reduces wattmeter cost and also reduces voltage conversion channel additive errors.

The wattmeter basic error is the error of the low-ohm shunt. To extend the frequency range, it is advisable to use coaxial or tri-axial shunts. It is expedient to use thermocouples measuring device to determine precisely the active component in a wide frequency range.

¹ НТУУ «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського», кафедра автоматизації експериментальних досліджень

² НТУУ «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського», кафедра автоматизації експериментальних досліджень

Ru

В статье рассматриваются проблемы разработки метрологического инструмента для измерения активной мощности в диапазоне частот от 0,01 до 10 МГц. При построении такого инструмента особенностью является жесткое требование к фазовым характеристикам каналов при измерении активной мощности на фоне большой реактивной, то есть при малом коэффициенте мощности. Объектами исследований являются элементы, работающие на высоких частотах до единиц мегагерц и имеющие сильно искаженные формы сигналов. Описан пример влияния гармонических составляющих сигналов в ваттметре. Приведен анализ погрешностей ваттметра проходной мощности, вызванный фазовыми сдвигами каналов измерения. Предложено использование ваттметра проходной мощности с коррекцией собственного потребления для измерений в подобных случаях.

Вступ

Основною метою роботи є розробка метрологічного інструмента для вимірювання активної потужності у діапазоні частот від 0,01 до 10 МГц. Під час побудови такого інструменту проблемною є жорстка вимога до фазових характеристик каналів у разі вимірювання активної потужності на фоні великої реактивної, тобто за малого коефіцієнта потужності.

У створюваних на сьогодні перетворювачах електричної енергії основні втрати, що визначають коефіцієнт корисної дії, змістилися від напівпровідникових ключів у бік реактивних елементів. Для оптимального проектування таких реактивних елементів необхідно мати можливість аналізувати складові втрат [1]. Такий прилад дозволить вимірювати потужність втрат (активну потужність) у різноманітних реактивних елементах, наприклад, дроселях, які використовуються у імпульсних перетворювачах енергії [2].

У представлених на сьогодні аналізаторах потужності та ваттметрах встановлено наявність значних похибок у діапазоні частот вище 1 МГц, що ускладнює їх придатність для зазначених вище цілей [3].

Аналіз гармонічних складових сигналів ватметра

За визначенням активна електрична потужність P_a на деякому навантаженні є осередненим визначенням інтегралом добутку миттєвих значень напруги $U(t)$ і струму $I(t)$. Напряга у дроселях перетворювачів насичена вищими гармоніками, а сумарна активна потужність є сумою активних потужностей від кожної гармонічної складової і визначається у тому числі і зсувами фаз між напругою та струмом. Тому навіть за малих значеннях вищих гармонік активна потужність від них може бути суттєвою.

Кількість гармонік, які слід враховувати, повинна бути такою, щоб активна потужність неврахованих гармонік була меншою від заявленої похибки із деяким обумовленим запасом.

Розділ 1. Інформаційні системи

Наприклад, якщо напруга має форму меандру, а струм—симетричну пилкоподібну форму, то їх гармонічний склад буде таким [4]:

$$U(t) = \frac{4U}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin((2k-1)\omega t + \varphi_k)}{(2k-1)}, \quad (1)$$

та

$$I(t) = \frac{8I}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} \frac{\sin((2k-1)\omega t + \varphi_k)}{(2k-1)^2}. \quad (2)$$

Відповідна активна потужність в навантаженні в загальному вигляді буде наступною:

$$P_a = kUI \sum_{k=1}^n \frac{\cos \varphi_k}{(2k+1)^3}. \quad (3)$$

Аналіз формул (1) – (3) показує, що гармонічні складові потужності затухають швидше, ніж гармонічні складові напруги і струму, і має місце значення косинусу зсуву фаз $\cos \varphi_k$ між одночастотними гармоніками. Гіпотетичним є випадок, коли кут зсуву фаз першої гармоніки ближчий до $\pm 90^\circ$ ніж вищих гармонік. Тоді вищі гармоніки матимуть більшу питому вагу ніж перша. Це залежить від характеру ланки, потужність у якій вимірюється.

Якщо ця ланка є аперіодичною першого порядку, наприклад, послідовне включення індуктивності і активного опору, або паралельне включення ємності і активного опору, то з ростом номеру гармоніки кут зсуву фаз кожної наступної гармоніки буде ближчим до 90° і, відповідно, косинус зсуву фаз ближчим до нуля і питома вага потужності вищих гармонік складових буде меншою.

Якщо навантаження буде ланкою другого і вищих порядків або резонансною ланкою, то питома вага вищих гармонічних складових через фазові зсуви може перевищувати питому вагу першої гармонічної складової потужності, тоді частотний діапазон ватметра повинен значно перевищувати частоту першої гармоніки.

Для крайнього випадку, коли на всіх частотах відсутні фазові зсуви ($\varphi_k = 0$),

$$P_a = kUI \sum_{k=1}^n \frac{1}{(2k+1)^3} = kUI \left(\frac{1}{1} + \frac{1}{9} + \frac{1}{125} + \frac{1}{323} + \frac{1}{729} + \frac{1}{1331} + \dots \right). \quad (4)$$

Таким чином з формули (4) очевидно, що для похибки меншої за 0,1 % необхідно враховувати одинадцять гармоніку, відповідною має бути і частотна смуга пропускання ватметра.

Аналіз похибок ватметра прохідної потужності

Проаналізуємо похибку, яку привносить фазовий зсув каналів вимірювання ватметра на високих частотах. Потужність при синусних напрузі і струмі $P = UI \cos \varphi$. Відносна похибка добутку згідно [5] дорівнює:

$$\xi_P = \xi_U + \xi_I + \xi_{\cos \varphi} + \xi_U \xi_I + \xi_U \xi_{\cos \varphi} + \xi_I \xi_{\cos \varphi} + \xi_U \xi_I \xi_{\cos \varphi}. \quad (5)$$

Нехтуючи у (5) похибками другого і третього порядків, отримаємо

$$\xi_P \cong \xi_U + \xi_I + \xi_{\cos \varphi}, \quad (6)$$

де ξ_U – похибка вимірювання напруги, ξ_I – похибка вимірювання струму, $\xi_{\cos \varphi}$ – складова фазової похибки каналів.

Якщо $\varphi = \varphi_H + \Delta\varphi$, де φ_H – кут зсуву фаз між напругою і струмом навантаження Z_H , а $\Delta\varphi$ – кут зсуву фаз між вимірювальними каналами напруги і струму ватметра, то відносна похибка $\cos \varphi$, що зумовлена фазовою похибкою каналів ватметра буде:

$$\xi_{\cos \varphi} = \frac{\cos(\varphi_H + \Delta\varphi) - \cos \varphi_H}{\cos \varphi_H},$$

або
$$\xi_{\cos \varphi} = \cos \Delta\varphi - \operatorname{tg} \varphi_H \sin \Delta\varphi - 1.$$

Виразивши $\operatorname{tg} \varphi_H$ через $\cos \varphi_H$, отримаємо

$$\xi_{\cos \varphi} = \cos \Delta\varphi - 1 - \sin \Delta\varphi \sqrt{\frac{1}{\cos^2 \varphi_H} - 1},$$

або
$$\xi_{\cos \varphi} = -2 \sin^2 \frac{\Delta\varphi}{2} - \sin \Delta\varphi \sqrt{\frac{1}{\cos^2 \varphi_H} - 1},$$

тоді

$$\xi_{\cos \varphi} = -2 \sin^2 \frac{\Delta\varphi}{2} - \frac{\sin \Delta\varphi}{\cos \varphi_H} \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_H}. \quad (7)$$

Формула (7) є точною. Якщо $\cos^2 \varphi \ll 1$, $\cos^2 \varphi_H \ll 1$, $\Delta\varphi \ll 90^\circ$, можна отримати приблизні формули:

$$\xi_{\cos \varphi} \cong -2 \sin^2 \frac{\Delta\varphi}{2} - \frac{\sin \Delta\varphi}{\cos \varphi_H} \left(1 - \frac{\cos^2 \varphi_H}{2} \right), \quad (8)$$

або
$$\xi_{\cos \varphi} \cong \frac{\Delta\varphi}{\cos \varphi_H}.$$

Наприклад, якщо $\cos \varphi_H = 0,1$, $\Delta\varphi = 1^\circ$, то

$$\xi_{\cos\varphi} \cong \frac{\pi \cdot 1^\circ}{180^\circ \cdot 0,1} = \frac{\pi}{18} = 0,1745 = 17,4\%.$$

Із формули (8) можна визначити вимоги до фазової похибки каналів ватметра у разі заданої відносної похибки вимірювання потужності від фазової складової. Якщо $\cos\varphi_H = 0,1$, $\xi_{\cos\varphi} = 0,01$, то фазова похибка каналів має бути

$$\Delta\varphi^\circ = \frac{180}{\pi} \cdot 0,1 \cdot 0,01 = 0,0573^\circ.$$

Виходячи із формули (6) видно, що для досягнення похибки вимірювання потужності на навантаженні із $\cos\varphi_H = 0,1$ у значенні 3%, необхідно забезпечити точність вимірювання напруги і струму із похибкою не більше 1 % і фазовий зсув між каналами не більше $0,057^\circ$.

У ватметрах на основі цифрової обробки сигналів за високої частоти дискретизації забезпечується досить висока точність вимірювання напруги і струму та мала фазова похибка. Наприклад, *ZES ZIMMER* у ватметрах серії *LMG500* [3] задають різницю затримки каналів у часі, дозволяючи таким чином користувачеві ватметра самому визначити фазові похибки у залежності від частоти. Так у багатоканальному ватметрі *LMG500* нормована затримка Δt становить $3 \cdot 10^{-9}$ с. Для такого значення Δt у табл. 1 у залежності від частоти, наведені фазовий зсув $\Delta\varphi = \omega\Delta t$ та фазова складова похибки *LMG500* за $\cos\varphi_H = 0,1$.

Таблиця 1.

Фазова складова похибки *LMG500*

f , кГц	$\Delta\varphi$, рад	$\Delta\varphi$, °	$\xi_{\cos\varphi_H}$	$\xi_{\cos\varphi}$, %
0,05	$0,94 \cdot 10^{-6}$	$54,5 \cdot 10^{-6}$	$0,94 \cdot 10^{-5}$	$0,9 \cdot 10^{-3}$
1	$1,88 \cdot 10^{-5}$	$1,077 \cdot 10^{-3}$	$1,88 \cdot 10^{-4}$	$1,88 \cdot 10^{-2}$
10	$1,88 \cdot 10^{-4}$	$1,077 \cdot 10^{-2}$	$1,88 \cdot 10^{-3}$	0,188
100	$1,88 \cdot 10^{-3}$	$1,077 \cdot 10^{-1}$	$1,88 \cdot 10^{-2}$	1,88
1000	$1,88 \cdot 10^{-2}$	1,077	$1,88 \cdot 10^{-1}$	18,8
10000	$1,88 \cdot 10^{-1}$	10,77	1,88	188

Таким чином, фазова складова похибки ватметра *LMG500* на частоті 100 кГц становить 1,88 %, а на частоті 1 МГц – 18,8 %, що призведе до надмірних похибок на високих гармонічних складових.

Висновки

За високих частотах канали ватметра стають дуже чутливими до фазових похибок. Потрібно мінімізувати ланки, які викликають фазові зсуви.

У зв'язку із цим важливою є правильна побудова вхідних ланок ватметра і таке перетворення, яке забезпечить операції з модулями сигналів без врахування фазових зсувів. Для вирішення цієї задачі доцільно використання широкосмугового ватметра прохідної потужності з корекцією похибки від власного споживання, описаного у [6] – [8], для мінімізації втрат та оптимізації системи.

Ватметр такої конструкції дає точне значення вимірної потужності на навантаженні, не зважаючи на власне споживання вхідним пристроєм. Значення елементів вхідного пристрою може бути оптимізовано за критерієм максимальної широкосмуговості, оскільки похибка від власного споживання врахована. У схемі застосовується один низькоомний шунт, що зменшує вартість ватметра, також мінімізуються адитивні похибки каналу перетворення напруг.

Значення обчисленої похибки вимірювання потужності за моделлю для даного ватметра складає 0,1%. Основною похибкою ватметра є похибка низькоомного шунта. Для розширення частотного діапазону доцільно використовувати коаксіальні або тріаксіальні шунти, які мають найкращі технічні показники на сьогоднішній день. У якості пристроя для вимірювання доцільно використовувати термоперетворювачі, що дозволяють точно визначати діючу складову у широкому частотному діапазоні.

Список використаної літератури

1. *Вдовиченко А. В.* Аналіз втрат в дроселях накопичувачах / А. В. Вдовиченко // *Енергетика: економіка, технології, екологія.* - Випуск №2, – с. 15–21, 2010.
2. *Туз Ю. М.* Система вимірювання і дослідження електричних параметрів в елементах енергозаощаджувальних перетворювачів енергії / Ю. М. Туз, А. В. Вдовиченко // *Метрологія та прилади.* Наукововиробничий журнал. - Харків: ВКФ «Фавор», № 6 (26), 2010, с. 18–21.
3. *ZES ZIMMER. Electronic Systems.* / Multi Channel Precision Power Meter LMG500. <http://www.zes.com/en/Products/Precision-Power-Analyzers/LMG500>.
4. *Вдовиченко А. В., Туз Ю. М.* Втрати в індуктивних елементах // VII Міжнародна науч.-техн. конф. «Гіротехнологія, навігація і управління рухом». Тези доповідей. – К.: НТУУ «КПІ», 24 – 25 квітня 2009. – С. 52.
5. *Туз Ю. М.* Структурные методы повышения точности измерительных устройств. Учебное пособие. www.nppsaturn.ru/book/TuzUM.zip. – 2008. – 256 с.
6. Патент на корисну модель UA №94817, Ватметр змінного струму /Туз Ю. М., Архіпова А. О., Артюхова Ю. В., Вдовиченко А. В.; ІРС (2014.01), G01R 21/00.

7. Tuz Y. M. Wideband wattmeter of transfer power without self consumption error / Y. M. Tuz, A. A. Oulianova, A. O. Arkhipova // *Electrotechnic and computer systems*, No. 06 (82), 2012? P. 150 – 153.
8. Вдовиченко А. В. Підвищення точності вимірювання активної потужності при значній реактивній складовій / А. В. Вдовиченко, Ю. М. Туз// *Інформаційні системи, механіка та керування. Науково-технічний збірник. – Київ: НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»* , - № 17, 2017, с. 12 – 18/