УДК 621.311

РОЗРОБКА МЕТОДУ СТАНУ ЕЛЕМЕНТА ЕНЕРГОСИСТЕМИ ШЛЯХОМ КОНТРОЛЮ ЙОГО ЕЛЕКТРИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ

І.В. Пантєлєєва
(Українська інженерно-педагогічна академія, Харків)

У статті представлена методика розробки прогнозування амплітуди та фазового зсуву електричного синусоїдального сигналу.

прогнозування, амплітуда, фазовий зсув, синусоїдальний сигнал

Постановка проблемы. Найважливішим етапом процесу управління енергетичним об‘єктом є одержання інформації про об‘єкт управління, а також обробка цієї інформації. При експлуатації електроустановок дуже важливим етапом являється своєчасне та якісне діагностування енергооб‘єкта. Це особливо актуально для електричних станцій, де відкази та аварії електрообладнання можуть привести не тільки до недовипуску електроенергії, а й до пошкодження електрообладнання.

Аналіз останніх досягнень і публікацій. У практиці статистичного оцінювання параметрів електричних сигналів існує багато методів отримання оцінок. Проте методи, які успішно використовуються у радіотехнічних та радіоелектронних системах, не в повній мірі відповідають специфічні оцінки стану енергооб‘єктів [1]. Тому важливою задачею є розробка методів діагностики електричних сигналів у режимі реального часу.

Мета статті полягає в отриманні достатньо точних методик оцінки синусоїдального сигналу на інтервалі часу, який складає не більше 10% тривалості його періоду з метою управління енергооб‘єктами різної інерційності.

Продовжуючи розробку методів прогнозування поведінки електричного сигналу, розраховуємо m-кореляційну функцію гармонічних сигналів, яка визначається для $\Delta = 0$, як:

$$L_1 = -\frac{A_0 A_1}{2N} 2^k \cdot \cos\left[\varphi_0 + \varphi_1 + \omega(N-1)\right] \cdot \prod_{i=1}^{k} \frac{\sin\dfrac{\omega}{2m^i} \cdot \cos\left[\dfrac{\omega}{2}(m - 2\beta_i) m^{i-1}\right]}{\sin \omega m^{i-1}}. \quad (1)$$

Замінивши в (1) jw, отримаємо:

$$L_2 = \frac{A_0 A_1}{4N} \Big\{ \exp\left[j(\varphi_0 - \varphi_1 - \omega\tau)\right] \times \prod_{i=1}^{k} \left[m - \beta_i + \beta_i \exp\left(j\omega m^i\right)\right] +$$

$$+ \exp\left[-j(\varphi_0 - \varphi_1 - \omega\tau)\right] \cdot \prod_{i=1}^{k} \left[m - \beta_i + \beta_i \exp\left(-j\omega m^i\right)\right] \Big\}. \quad (2)$$

Головна особливість розрахунку L_2 міститься в розрахунку здобутку виду:

$$\prod_{i=1}^{k}\left[m-\beta_i+\beta_i\exp\left(\pm j\omega m^i\right)\right].$$

Тому, для розрахунків цих здобутків треба перетворити в експоненційну форму комплексну величину:

$$r_i = m-\beta_i+\beta_i\exp\left(j\omega m^i\right)=R_e r_i + j\operatorname{Im} r_i = m+\beta_i\left(\cos\omega m^i-1\right)+j\beta_i\sin\omega m^i . \quad (3)$$

Визначивши по відомим правилам модуль та аргумент величини r_i:

$$|r_i| = \left[m+\beta_i\left(\cos\omega m^i-1\right)\right]^2+\beta_i^2\sin^2\omega m^i = m^2+2\beta_i\left(\cos\omega m^i-1\right)\left(m-\beta_i\right), \quad (4)$$

а так як

$$\arg r_i = \operatorname{arctg}\frac{I_m\cdot r_i}{R_e\cdot r_i} \text{ тільки при } R_e\cdot r_i \ge 0,$$

то для ефективного завдання функції $\arg r_i$ добудемо квадратний корінь із r_i. Виберемо таке значення кореня, у якого дійсна частина буде невід'ємною. Аргумент r_i буде дорівнювати здвоєному аргументу кореня. Таким чином, маємо

$$r_i = a+jb = \left(a_k+jb_k\right)^2 = a_k^2-b_k^2+j2a_k b_k .$$

Звідси отримаємо систему рівнянь:

$$\begin{cases} a_k^2-b_k^2=a; \\ 2a_k b_k = b. \end{cases}$$

Після відомих перетворювань можна отримати вираз для аргументу r_1:

$$\arg r_i = 2\operatorname{arctg}\frac{b_k}{a_k} = 2\operatorname{arctg}\frac{I_m r_i}{R_e r_i+|r_i|} . \quad (5)$$

Так як при здобутку комплексних чисел їх модулі перемножуються, а аргументи складаються. Це дозволяє записати співвідношення:

$$\prod_{i=1}^{k}\left[m-b_i+b_i\exp\left(j\omega m^i\right)\right] = \prod_{i=1}^{k} r_i = \exp\left(2j\sum_{i=1}^{k}\operatorname{arctg}\frac{I_m r_i}{R_e r_i+|r_i|}\right)\prod_{i=1}^{k}|r_i| . \quad (6)$$

Після перетворювання одержимо:

$$L_2 = \frac{A_0 A_1}{2N}\left[\cos\left(\varphi_0-\varphi_1+2\sum_{i=1}^{k}\operatorname{arctg}\frac{I_m r_i}{R_e r_i+|r_i|}-\omega\tau\right)\cdot\prod_{i=1}^{k}|r_i|\right]. \quad (7)$$

Це співвідношення визначає m-кореляційну функцію, яка виражає сигнальну компоненту вихідного ефекту m-корелятора при поданні на його входи гармонічних сигналів. Воно дає кількісне описання ефекту фазової селекції m-фільтра. Аналіз цього співвідношення дозволяє відзначити, що фазова селекція m-фільтра в найбільшу повному обсязі проявиться тільки при m = 2. Якщо допустити, що $\varphi_1 = \varphi_0$, то співвідношення (7) буде визначати m-автокореляційну функцію гармонічного сигналу. Таким чином, зі збільшенням m-ефект фазової селекції зменшується і m-кореляційна функція гармонічних сигналів буде більш схожа на звичайну. Більш того, здійснив перехід в (7) при $m \to \infty$, отримаємо

$$R_\infty\left(\tau,\varphi_0,\varphi_1,\omega,\Delta\right)=\frac{A_0A_1}{2}\cos\varphi\left(\varphi_0-\varphi_1-\omega\tau\right),$$

що, як і належить чекати, співпадає з звичайною кореляційною функцією сигналів. По визначенню порозрядного складання по модулю m при $m \to \infty$ m-зсув переходить у звичайний зсув.

Розраховуючи, що $N = 2^k$ отримаємо:

$$R_2(\tau,\varphi_0,\varphi_1,\omega,\Delta)=\frac{1}{N}\sum_{t=0}^{N-1}A_0\sin\left[\left(\omega+\Delta\right)t+\varphi_0\right]\cdot A_1\sin\left[\omega\left(t\overset{2}{\oplus}\tau\right)+\varphi_1\right]=$$

$$=\frac{A_0A_1}{2}\left\{\cos\left[\varphi_0-\varphi_1+\frac{\Delta}{2}\left(2^k-1\right)\right]\right\}\times \tag{8}$$

$$\times\prod_{i=1}^{k}\cos\left\{\left(2\omega\beta_i-\Delta\left(1-2\beta_i\right)\right)2^{i-2}\right\}-\cos\left[\varphi_0+\varphi_1+\left(\omega+\frac{\Delta}{2}\right)\cdot\left(2^k-1\right)\right]\times$$

$$\times\prod_{i=1}^{k}\cos\varphi\left\{\left[\omega+\left(\omega+\Delta\right)\left(1-2\beta_i\right)\right]2^{i-2}\right\}.$$

Співвідношення (8) має велике значення. Воно описує сигнальну компоненту вихідного ефекту 2-корелятора при поданні на його входи гармонічних сигналів. Після деяких перетворювань аргументів, маємо

$$R_2(\tau,\varphi_0,\varphi_1,\omega,\Delta)=\frac{A_0A_1}{2}\left\{\cos\left[\varphi_0-\varphi_1+\frac{\Delta}{2}\left(2^k-1\right)\right]\times\right.$$

$$\times\prod_{i=1}^{k}\cos\left[\left(\Delta+2\omega\beta_i\right)2^{i-2}\right]-\cos\left[\varphi_0+\varphi_1+\left(\omega+\frac{\Delta}{2}\right)\left(2_k-1\right)\right]\times \tag{9}$$

$$\left.\times\prod_{i=1}^{k}\cos\left\{\left[\Delta+2\omega\left(1-\beta_i\right)\right]2^{i-2}\right\}\right\}.$$

Запишемо часний випадок, при $\Delta = 0$:

$$R_2(\tau,\varphi_0,\varphi_1,\omega,0)=\frac{A_0A_1}{2}\left\{\cos\left(\varphi_0-\varphi_1\right)\prod_{i=1}^{k}\cos\omega\beta_i 2^{i-1}-\right.$$

$$\left.-\cos\left[\varphi_0+\varphi_2+\omega\left(2^k-1\right)\right]\prod_{i=1}^{к}\cos\omega\left(1-\beta_i\right)2^{i-1}\right\}. \tag{10}$$

Як видно з (9), 2-кореляційна функція сигналів уявляє собою суму двох косинусів, перший з яких залежить від різності, а другий – від суми фаз. Важливою властивістю цієї функції є симетричність входження косинусів різності та суми до співвідношень (9) та (10). Ця властивість дозволяє ефективно використовувати кореляційні уявлення синусоїдальних сигналів у базисах функцій Уолша для визначення зсуву.

Позначимо:

$$\prod_{i=1}^{k}\cos\left[\left(\Delta+2\omega\beta_i\right)2^{i-2}\right]=H_\Delta(\tau);\ \prod_{i=1}^{k}\cos\left\{\left[\Delta+2\omega\left(1-\beta_i\right)\right]2^{i-2}\right\}=F_\Delta(\tau). \quad (11)$$

Відзначимо деякі важливі особливості величин $H_\Delta(\tau)$ та $F_\Delta(\tau)$. Так як β_i є $\{0;1\}$, то маємо:

$$H_\Delta(\tau)F_\Delta(\tau)=\prod_{i=1}^{k}\left\{\cos\left[\left(\Delta+2\omega\beta_i\right)2^{i-2}\right]\cos\left\{\left[\Delta+2\omega\left(1-\beta_i\right)\right]2^{i-2}\right\}\right\}=$$
$$=\prod_{i=1}^{k}\left\{\left[\cos\left(\Delta+2\omega\right)2^{i-2}\right]\cos\Delta 2^{i-2}\right\}=\frac{\sin\left[\left(\Delta+2\omega\right)2^{k-1}\right]\sin\Delta 2^{k-1}}{2^{2k}\sin\frac{\Delta+2\omega}{2}\sin\frac{\Delta}{2}}. \quad (12)$$

Як видно із (12), здобуток величин $H_\Delta(\tau)$ та $F_\Delta(\tau)$ не залежить від τ. Таким чином із (12) видно, що зменшення (збільшення) величини $H_\Delta(\tau)$ в залежності від τ приводить до збільшення (зменшення) величини $F_\Delta(\tau)$. Із цього одержимо:

$$R_2(\tau,\varphi_0,\varphi_1,\omega,\Delta)=\frac{A_0A_1}{2}\left\{H_\Delta(\tau)\cos\left[\varphi_0-\varphi_1+\frac{\Delta}{2}\left(N-1\right)\right]-\right.$$
$$\left.-F_\Delta(\tau)\cos\left[\varphi_0+\varphi_1+\left(\omega+\frac{\Delta}{2}\right)\left(N-1\right)\right]\right\};$$
$$R_2(\tau,\varphi_0,\varphi_1,\omega,0)=\frac{A_0A_1}{2}\left\{H_0(\tau)\cos\left(\varphi_0-\varphi_1\right)-\right.$$
$$\left.-F_0(\tau)\cos\left[\varphi_0+\varphi_1+\omega\left(N-1\right)\right]\right\}. \quad (13)$$

Висновки. Встановлено, що ефект фазової селекції допустимий тільки для узгодженого подвійного фільтра Уолша, що обумовлює необхідність вивчення гармонічних сигналів у базисі функцій Уолша.

Встановлено також, що у базисі функцій Уолша можливо ефективно використовувати кореляційні уявлення гармонічних сигналів для оцінювання їх фазового зсуву.

ЛІТЕРАТУРА

1. *Пантелеева И.В. Совершенствование методов стохастического анализа параметров электрических сигналов энергетических объектов // Системи обробки інформації. – 1986. – Вип. 6. – С. 96-100.*

Надійшла 12.01.2006

Рецензент: кандидат технічних наук, професор І.Г. Шелепов, Українська інженерно-педагогічна академія, Харків.