

УДК 621.317.789

В.П.Калінчик, канд. техн. наук, О.А.Петров, канд. техн. наук*Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»***П.Г.Плешков, канд. техн. наук***Кіровоградський національний технічний університет*

Підвищення точності вимірювання напруги прямої послідовності

В статті розглянуті принципи побудови вимірювальних перетворювачів напруги прямої послідовності. Показано, що раціональним є комбіноване конструювання приладів, в яких виділення напруги прямої послідовності здійснюється за допомогою фільтрів симетричних складових з наступним цифровим перетворенням і обробкою інформації. Запропоновано введення коректора, побудованого на основі аперіодичної ланки першого порядку, в схему канонічного фільтра симетричних складових напруги прямої послідовності, що дозволяє практично позбутися похибок, викликаних девіацією частоти напруги мережі. Синтезовано універсальний вимірювальний перетворювач контролю рівнів напруги.

якість напруги, напруга прямої послідовності, фільтр симетричних складових, коректор, вимірювальний перетворювач

В.П.Калинчик, канд. техн. наук, А.А.Петров, канд. техн. наук*Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»***П.Г.Плешков, канд. техн. наук***Кировоградский национальный технический университет***Повышение точности измерения напряжения прямой последовательности**

В статье рассмотрены принципы построения измерительных преобразователей напряжения прямой последовательности. Показано, что оптимальным является комбинированное конструирование приборов, в которых выделение напряжения прямой последовательности осуществляется с помощью фильтров симметричных составляющих с последующим цифровым преобразованием и обработкой информации. Предложено введение корректора, построенного на основе аперіодического звена первого порядка, в схему канонического фильтра симметричных составляющих напряжения прямой последовательности, позволяющего практически избавиться погрешностей, вызванных девиацией частоты напряжения. Синтезирован универсальный измерительный преобразователь контроля уровней напряжения.

качество напряжения, напряжение прямой последовательности, фильтр симметричных составляющих, корректор, измерительный преобразователь

Вступ. На сучасному етапі розвитку систем електропостачання важливу роль відіграє питання якості напруги на споживачах електричної енергії. Одним з основних показників якості електроенергії по ГОСТ 13109-97 [1] є усталене відхилення напруги. Невідповідність значення цього показника чинним нормам призводить до додаткових втрат електроенергії, скорочення терміну служби електричних машин і апаратів, і, як наслідок, до виникнення значних збитків.

Аналіз стану питання. У трифазних електричних мережах в якості дійсного значення напруги використовується діюче значення напруги прямої послідовності (НПП) основної частоти [1].

Існують наступні групи приладів вимірювання НПП: аналогові, цифрові і комбіновані (аналого-цифрові, цифро-аналогові та інші). Використання чисто аналогових приладів у системах управління електропостачанням не представляється можливим.

Цифрові прилади, в яких використовується квантування миттєвих значень в часі і їх подальша математична обробка, володіють широкими функціональними можливостями. Однак такі прилади досить складні в реалізації і дорогі.

Раціональним є застосування комбінованих приладів, в яких виділення НПП здійснюється аналоговим способом з наступним цифровим перетворенням і обробкою інформації. Найбільш простим способом отримати НПП можна за допомогою фільтрів симетричних складових (ФСС) [2-5]. Застосування ФСС забезпечує високу точність вимірювання, надійність, простоту в експлуатації, мінімальні вартісні і енергетичні характеристики.

Таким чином, ФСС є основною ланкою вимірювального перетворювача рівнів напруги. Однак, ФСС притаманний суттєвий недолік - їх робочі характеристики залежать від частоти напруги мережі.

Постановка завдання. Метою роботи є аналітичне конструювання ФСС інваріантного до девіації частоти напруги мережі.

Викладення основного матеріалу. При вирішенні зазначеного завдання, поряд з методами операційного обчислення і апаратом перетворення Фур'є, будемо користуватися символічним методом розрахунку [6], відповідно до якого будь-яку синусоїдальну систему напруг трифазної електричної мережі можна описати трійкою комплексних чисел, або, що те ж саме - вектором тривимірного унітарного простору U зі скалярним добутком

$$\langle x, y \rangle = \sum_{n=1}^3 x_n \overline{y_n}, \quad x, y \in U,$$

де $x = [x_1, x_2, x_3]^T$, $y = [y_1, y_2, y_3]^T$; $\overline{y_n}$ - число комплексно поєднане з y_n і нормою $\|x\| = \sqrt{\langle x, x \rangle}$.

Нехай рішення розглянутої задачі існує і належить безлічі лінійних електричних кіл із зосередженими параметрами. Тоді, згідно [7], зв'язок між вектором фазних напруг на вході синтезованого ФСС $U^1 = [U_1^1, U_2^1, U_3^1]^T$ і відповідним вектором вихідних напруг $U^2 = [U_1^2, U_2^2, U_3^2]^T$ в режимі холостого ходу буде лінійним, а, отже, може бути описаний рівнянням виду

$$U^2 = AU^1, \quad (1)$$

де A - системна матриця синтезованого ФСС,

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}.$$

Аналогічний зв'язок має місце також і для системи лінійних напруг, тобто

$$U^2 = AU^1, \quad (2)$$

де U^1 - вектор вхідних лінійних напруг;

$$U^1 = [(U_1^1 - U_2^1), (U_2^1 - U_3^1), (U_3^1 - U_1^1)]^T, \quad (3)$$

U^2 - вектор вихідних лінійних напруг;

$$U^2 = [(U_1^2 - U_2^2), (U_2^2 - U_3^2), (U_3^2 - U_1^2)]^T. \quad (4)$$

Перепишучи рівності (3) і (4) вигляді

$$U^1 = (I - J)U^1, U^2 = (I - J)U^2, \quad (5)$$

де

$$I = \begin{bmatrix} 100 \\ 010 \\ 001 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$J = \begin{bmatrix} 010 \\ 001 \\ 100 \end{bmatrix} \quad (7)$$

та враховуючи їх в співвідношенні (2), отримаємо:

$$(I - J) U^2 = A(I - J) U^1.$$

Звідки, в силу (2) маємо:

$$JU^2 = AJU^1. \quad (8)$$

Помноживши (1) на матрицю J отримаємо

$$JU^2 = JAU^1. \quad (9)$$

Прирівнюючи праві частини рівнянь (8) і (9), отримаємо:

$$AJU^1 = JAU^1. \quad (10)$$

Оскільки співвідношення (10) повинно виконуватися для довільного вектора U^1 , то $JA=AJ$.

Таким чином, системна матриця A синтезованого ФСС і матриця J , обумовлена рівністю (7), повинні бути комутативними. Звідси випливає висновок про те, що матриця A повинна являти собою циркулянт.

Згідно [8], всі циркулянти одного порядку, мають однаковий набір власних векторів, ортонормованих в сенсі скалярного добутку унітарного простору U . Зокрема, для циркулянта третього порядку власні вектори рівні:

$$e_+ = \frac{1}{\sqrt{3}}U_+, \quad (11)$$

$$e_- = \frac{1}{\sqrt{3}}U_-, \quad (12)$$

$$e_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}U_0, \quad (13)$$

$$\text{де } U_+ = [1, e^{j4/3\pi}, e^{j2/3\pi}]^T; \quad (14)$$

$$U_- = [1, e^{j2/3\pi}, e^{j4/3\pi}]^T; \quad (15)$$

$$U_0 = [1, 1, 1]^T. \quad (16)$$

При цьому, природно:

$$AU_+ = \lambda_+U_+, \quad (17)$$

$$AU_- = \lambda_-U_-, \quad (18)$$

$$AU_0 = \lambda_0U_0,$$

де $\lambda_+, \lambda_-, \lambda_0$ - власні значення матриці A . Звідси випливає, що системна матриця синтезованого ФСС може бути приведена до діагональної форми за допомогою наступного унітарного перетворення

$$A = U \Lambda U^*, \quad (19)$$

$$\text{де } U = [e_+, e_-, e_0]^T;$$

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_+ & & \\ & \lambda_- & \\ & & \lambda_0 \end{bmatrix};$$

$$U^* = U^T.$$

Вектори e_+, e_-, e_0 утворюють в U ортонормований базис так як є попарно ортогональними і норма кожного з них дорівнює одиниці. Внаслідок цього довільний вектор фазних напруг U^1 може бути представлений у вигляді [7]

$$U^1 = \sqrt{3}(\alpha e_+ + \beta e_- + \gamma e_0), \quad (20)$$

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{3}} \langle U^1, e_+ \rangle,$$

$$\text{де } \beta = \frac{1}{\sqrt{3}} \langle U^1, e_- \rangle,$$

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{3}} \langle U^1, e_0 \rangle,$$

- фазні напруги, відповідно прямої, зворотної і нульової послідовностей. З урахуванням (11) - (16) співвідношення (20) можна переписати наступним чином:

$$U^1 = \alpha U_+ + \beta U_- + \gamma U_0, \quad (21)$$

визначивши при цьому α, β, γ , як:

$$\alpha = \frac{1}{3} \langle U^1, U_+ \rangle,$$

$$\beta = \frac{1}{3} \langle U^1, U_- \rangle,$$

$$\gamma = \frac{1}{3} \langle U^1, U_0 \rangle,$$

Для системи лінійних напруг у відповідності з (5) и (21) можна записати

$$U^1 = aU_+ + bU_-, \quad (22)$$

де $a = \sqrt{3}e^{j\pi/6}\alpha$ - лінійна напруга прямої послідовності;

$b = \sqrt{3}e^{-j\pi/6}\beta$ - лінійна напруга зворотної послідовності.

Використовуючи розкладання (22), перепишемо співвідношення (2) у вигляді

$$U^2 = aAU_+ + bAU_-, \quad (23)$$

звідки в силу (17) і (18) маємо:

$$U^2 = a\lambda_+U_+ + b\lambda_-U_-$$

Зазначені міркування ставляться як до ФСС прямої, так і зворотної послідовностей напруг.

Нас цікавлять рівні напруг прямої послідовності. Виходячи з цього, нижче наводиться синтез фільтра НПП, інваріантного до змін частоти напруги мережі.

Очевидно, що ФСС з системною матрицею, яка визначається співвідношенням (19) буде ідеальним ФСС НПП, якщо при довільному вхідному сигналі U^1 , сигнал на його виході з точністю до фази збігатиметься з симетричною складовою НПП входу, тобто з вектором aU_+ . Виходячи з цього і, беручи до уваги співвідношення (17) і (18),

приходимо до висновку, що власні значення системної матриці ідеального ФСС НПП λ_+ і λ_- повинні бути рівні

$$\lambda_+ = e^{j\Psi}, \quad \Psi \in [0, 2\pi],$$

$$\lambda_- = 0.$$

При цьому на фазу Ψ , як і на власне значення λ_0 , відповідних обмежень не накладається.

Позначивши системну матрицю ідеального ФСС НПП через A_+ , її можна факторизувати у вигляді

$$A_+ = U \begin{bmatrix} e^{j\Psi} & & \\ & 0 & \\ & & \lambda_0 \end{bmatrix}. \quad (24)$$

Однак, хоча ідеальний ФСС НПП і є інваріантний до девіації частоти, він фізично не здійснений.

Це випливає з того, що елементи матриці A_+ не мають властивостей ермітової симетрії [7]. Іншими словами, ідеальний ФСС НПП не може бути сконструйований на основі лінійних електричних кіл із зосередженими параметрами.

Між тим, не представляється труднощів побудувати фільтр, системна матриця якого на деякій фіксованій частоті (зокрема на номінальній частоті мережі) при деяких значеннях параметрів Ψ і λ_0 (див. формулу (24)) в точності б збігалася з системною матрицею A_+ .

Як приклад такого фільтра може служити найпростіший канонічний ФСС НПП [5], схема якого приведена на рис. 1.

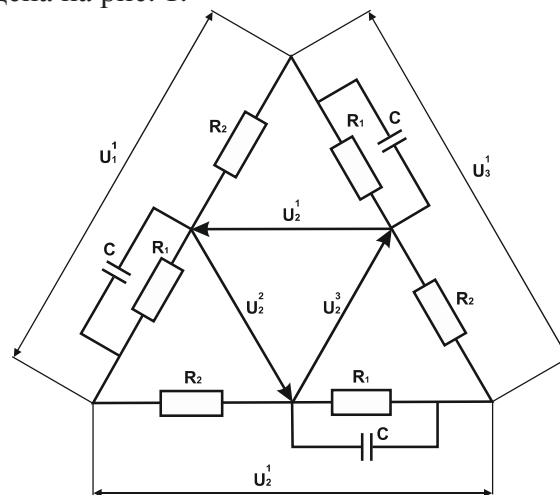


Рисунок 1 – Канонічний ФСС НПП

Системна матриця даного ФСС в зображеннях по Лапласу має вигляд

$$\Phi_+ = \frac{1}{(R_1 + R_2) + R_1 R_2 C_p} \begin{bmatrix} R_1 & R_2(1 + R_1 C_p) & 0 \\ 0 & R_1 & R_2(1 + R_1 C_p) \\ R_2(1 + R_1 C_p) & 0 & R_1 \end{bmatrix}$$

де p - параметр Лапласа.

В частотній області Φ_+ відповідає матриця

$$\Phi_+ = \frac{1}{(R_1 + R_2) + j\omega R_1 R_2 C} \begin{bmatrix} R_1 & R_2(1 + j\omega R_1 C) & 0 \\ 0 & R_1 & R_2(1 + j\omega R_1 C) \\ R_2(1 + j\omega R_1 C) & 0 & R_1 \end{bmatrix}, \quad (25)$$

де ω - кругова частота. Згідно [5] розглянутий фільтр буде ФСС НПП, якщо

$$R_1 = 2R_2, \quad (26)$$

$$C = \frac{\sqrt{3}}{\omega_0 R_1}, \quad (27)$$

де $\omega_0 = 2\pi f_0$. Тут f_0 – Номінальна частота мережі. Враховуючи (26) і (27) в (25), маємо:

$$\Phi_+ = \frac{1}{\sqrt{3} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} + j \frac{1}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \right]} \times \begin{bmatrix} 1 & \left[\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \right] & 0 \\ 0 & 1 & \left[\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \right] \\ \left[\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \right] & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (28)$$

Звідси випливає, що системна матриця канонічного ФСС НПП на номінальній частоті мережі буде рівнятися

$$\Phi_+|_{\omega=\omega_0} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} e^{-j\frac{\pi}{6}} & e^{j\frac{\pi}{6}} & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{\pi}{6}} & e^{j\frac{\pi}{6}} \\ e^{j\frac{\pi}{6}} & 0 & e^{-j\frac{\pi}{6}} \end{bmatrix}.$$

Так як матриця $\Phi_+|_{\omega=\omega_0}$ є циркулянтном, то для неї справедливо розкладання (19). Знаходячи власні значення $\Phi_+|_{\omega=\omega_0}$ приходимо висновку, що

$$\Phi_+|_{\omega=\omega_0} = U \begin{bmatrix} e^{-j\frac{\pi}{3}} & & \\ & 0 & \\ & & 1 \end{bmatrix} U^* \quad (29)$$

Порівнюючи (24) і (29), можна зробити висновок, що канонічний ФСС НПП, схема якого приведена на рис. 1, при номінальній частоті мережі являє собою ідеальний ФСС НПП, а значить

$$\Phi_+|_{\omega=\omega_0} = A_+. \quad (30)$$

Однак при відхиленні частоти мережі від номінального значення системна матриця канонічного ФСС НПП не співпадатиме з матрицею ідеального фільтра.

Для розгляду цього питання введемо параметр відхилення частоти від напруги мережі

$$\varepsilon = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \quad (31)$$

і розкладемо матрицю (28) в ряд за степенями ε . Тоді з урахуванням (30) можна записати

$$\Phi_+ = A_+ - \varepsilon \frac{e^{j\frac{\pi}{6}}}{2\sqrt{3}}(I - J) + O(\varepsilon^2), \quad (32)$$

де символ $O(\varepsilon^2)$ означає матрицю, елементи якої мають порядок малості ε^2 .

На практиці параметр ε лише незначно відрізняється від нуля. Тому в розкладанні (32) достатньо обмежитися двома членами, не враховуючи величин вище пер-шого порядку малості, тобто

$$\Phi_+ = A_+ - \varepsilon \frac{e^{j\frac{\pi}{6}}}{2\sqrt{3}}(I - J). \quad (33)$$

Грунтуючись на отриманих співвідношеннях, визначимо зв'язок між векторами лінійних напруг на вході і на виході канонічного ФСС НПП в режимі холостого ходу. Для цього в (23) достатньо замість матриці A підставити матрицю Φ_+ , визначеною за (33). В результаті отримаємо

$$U^2 = a \left[A_+ - \varepsilon \frac{e^{j\frac{\pi}{6}}}{2\sqrt{3}}(I - J) \right] U_+ + \vartheta \left[A_- - \varepsilon \frac{e^{j\frac{\pi}{6}}}{2\sqrt{3}}(I - J) \right] U_-. \quad (34)$$

Зауважимо, що наслідком формул (29) і (30) є співвідношення:

$$A_+ U_+ = e^{-j\frac{\pi}{3}} U_+, \quad (35)$$

$$A_+ U_- = 0, \quad (36)$$

де $\vartheta = [0, 0, 0]^T$. Крім того, наважко перевірити, що

$$(I - J)U_+ = \sqrt{3}e^{j\frac{\pi}{6}}U_+, \quad (37)$$

$$(I - J)U_- = \sqrt{3}e^{-j\frac{\pi}{6}}U_-, \quad (38)$$

Враховуючи (35)-(38) в (34), отримаємо:

$$U^2 = a \left[e^{-j\frac{\pi}{3}} - \varepsilon \frac{e^{j\frac{\pi}{3}}}{2}(I - J) \right] U_+ + \frac{1}{2}\vartheta \varepsilon U_-. \quad (39)$$

Останнім доданком в (39) можна знехтувати, так як

$$|\vartheta| \ll |a|, \quad (40)$$

а, отже, замість формули (39) можна користуватися наближеною формулою виду

$$U^2 = a \left[e^{-j\frac{\pi}{3}} - \varepsilon \frac{e^{j\frac{\pi}{3}}}{2} \right] U_+, \quad (41)$$

максимальна відносна похибка якої не перевищує 0,05%.

З (41) випливає, що симетрична складова НПП вхідного сигналу з точністю до фази дорівнює

$$aU_+ = \frac{1}{\left| 1 - \varepsilon \frac{e^{j2\pi/3}}{2} \right|} U^2,$$

звідки випливає висновок, який можна сформулювати так.

Нехай

$$\Psi_+ = \frac{1}{\left| 1 - \varepsilon \frac{e^{j2\pi/3}}{2} \right|}$$

- системна матриця деякого гіпотетичного шестиполіусника, вхідний опір якого можна вважати нескінченним.

Тоді каскадне з'єднання канонічного ФСС НПП і шестиполіусника з системною матрицею ψ_+ (рис. 2) представлятиме собою ФСС НПП, який інваріантний в другому наближенні до дев'яти частоти мережі живлення.

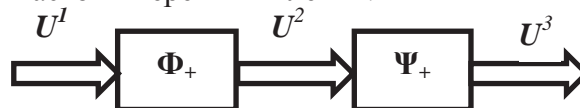


Рисунок 2 – Блок-схема ФСС НПП інваріантний в другому наближенні до дев'яти частоти

Структура матриці ψ_+ свідчить про те, що відповідний шестиполіусник можна інтерпретувати як три незалежних і ідентичних ланки з амплітудно-частотними характеристиками (АЧХ) виду

$$\Psi_+ = \frac{1}{\left| 1 - \varepsilon \frac{e^{j2\pi/3}}{2} \right|}. \quad (42)$$

Таким чином, задача конструювання ФСС НПП інваріантного до зміни частоти напруги мережі зводиться до синтезу звичайної лінійної ланки з АЧХ, яка визнається співвідношенням (42).

Однак, АЧХ (42), відповідає фізично не здійсненій лінійній ланці, так як функція ψ_+ не має властивостей ермітової симетрії. Тому замість нездійсненої ланки з АЧХ (42) слід використовувати ланку (коректор), яка фізично реалізується і АЧХ якої в деякому сенсі була б близька до функції ψ_+ .

Для побудови коректора скористаємося наступними міркуваннями. Будемо виходити з того, що АЧХ коректора K_+ повинна бути близька до функції ψ_+ в достатньо вузькому діапазоні частот. Звідси випливає виконання співвідношень

$$K_+ \Big|_{\omega=\omega_0} = \psi \Big|_{\omega=\omega_0},$$

$$\dot{K}_+ \Big|_{\omega=\omega_0} = \dot{\psi} \Big|_{\omega=\omega_0},$$

де $\dot{\phi} = \frac{\partial \phi}{\partial \omega}$.

Ці співвідношення з урахуванням формули (42) можуть бути переписані так:

$$K_+ \Big|_{\omega=\omega_0} = 1, \quad (43)$$

$$\dot{K}_+ \Big|_{\omega=\omega_0} = -\frac{1}{4\omega_0}. \quad (44)$$

Покажемо, що в якості коректора, який задовольняє вимогам (43), (44) може служити аперіодична ланка першого порядку.

Згідно [9] АЧХ аперіодичної ланки першого порядку рівняється

$$K_+ = \frac{K}{\sqrt{1+T^2\omega^2}},$$

де K , T - відповідно коефіцієнт передачі і стала часу ланки. А отже,

$$K_+ \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{K}{\sqrt{1+T^2\omega_0^2}}, \quad (45)$$

$$\dot{K}_+ \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{KT^2\omega_0}{(1+T^2\omega_0^2)^{3/2}}. \quad (46)$$

Комбінуючи (45), (46), (43) і (44) приходимо до наступної системи рівнянь щодо K і T :

$$\begin{aligned} \frac{K}{\sqrt{1+T^2\omega_0^2}} &= 1 \\ \frac{K\omega_0 T^2}{\sqrt[3]{(1+T^2\omega_0^2)^2}} &= \frac{1}{4\omega_0}. \end{aligned} \quad (47)$$

Для того, щоб аперіодична ланка була фізично реалізована, необхідно і достатньо щоб

$$T \geq 0. \quad (48)$$

Вирішуючи систему рівнянь (47) і враховуючи при цьому умова (48) приходимо до наступних значень параметрів K і T :

$$K = \frac{2}{\sqrt{3}}, \quad (49)$$

$$T = \frac{1}{\sqrt{3}\omega_0}. \quad (50)$$

Про якість коригуючої дії аперіодичної ланки першого порядку з параметрами, що відповідають співвідношенням (49) і (50), можна судити за даними, наведеними в таблиці 1.

Таблиця 1 – Порівняння АЧХ канонічного ФСС НВП без коректора і з коректором

Частота Гц	АЧХ канонічного ФСС НПП	
	До корекції	Після корекції
48.0	0.9901515	0.999999
48.2	0.9911225	0.999999
48.4	0.9920967	0.999999
48.6	0.9930740	0.999999
48.8	0.9940543	0.999999
49.0	0.9950376	0.999999
49.2	0.9960240	0.999999
49.4	0.9970135	0.999999
49.6	0.9980060	0.999999
49.8	0.9990015	0.999999
50.0	1.000000	1.000000
50.2	1.001001	0.999999
50.4	1.002005	0.999999
50.6	1.003013	0.999999
50.8	1.004023	0.999999
51.0	1.005037	0.999999
51.2	1.006053	0.999999
51.4	1.007072	0.999999
51.6	1.008095	0.999999
51.8	1.009120	0.999999
52.0	1.010148	0.999999

Аналіз табл. 1 показує, що введення коректора в канонічний ФСС НПП промислової частоти дозволяє знизити відносну похибку вимірювань, викликану відхиленням частоти мережі живлення в діапазоні 48.. 52 Гц, з 1,01% до 0,001%.

На підставі викладеного та аналізу [10,11] синтезовано вимірювальний перетворювач рівнів напруги, структурна схема якого представлена на рис.3.

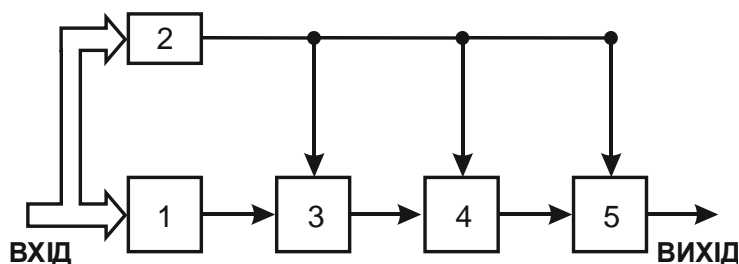


Рисунок 3 – Структурна схема вимірювального перетворювача рівнів напруги

На даній схемі: 1 - ФСС НПП; 2 - фільтр напруги нульової послідовності (ННП); 3 - частотний коректор; 4 - фільтр нижніх частот (ФНЧ); 5 - вихідний блок.

Частотний коректор 3 може бути виконаний по схемі представлений на рис.4. При цьому значення $R1$, $R2$ і C повинні відповідати співвідношенням:

$$\frac{R1}{R2} = \frac{2}{\sqrt{3}}, \quad R2C = \frac{1}{\sqrt{3}\omega_0} .$$

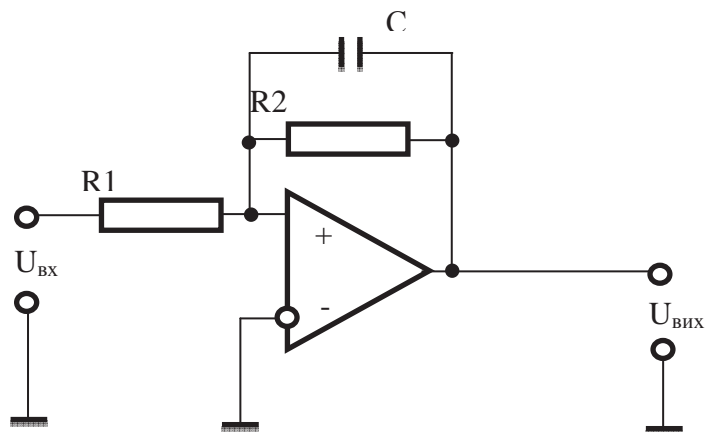


Рисунок 4 – Структурна схема частотного коректора

В схемі по рис.3 фільтр ННП здійснює виділення напруги нульової послідовності і тим самим усуває її вплив на результати вимірювань НПП. В частотному коректорі 3 здійснюється корекція АЧХ ФСС 1 при зміні частоти напруги мережі. Для виключення впливу на результати вимірювань вищих гармонійних складових в перетворювач введений ФНЧ 4, що має максимально плоску АЧХ в смузі частот основної гармоніки і характеризується досить високим придушенням вищих гармонійних складових. Вихідний блок 5 включає в себе активний випрямляч і перетворювач напруги в частоту (ПНЧ) для забезпечення інформацією територіально віддалені технічні засоби.

Висновок. Введення коректора, побудованого на основі аперіодичної ланки першого порядку, в схему канонічного фільтра симетричних складових напруги прямої послідовності дозволяє практично позбутися похибок, викликаних девіацією частоти напруги мережі. Застосування запропонованого підходу дозволило синтезувати універсальний вимірювальний перетворювач контролю рівнів напруги.

Список літератури

1. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения: ГОСТ 13 109-97. Межгосударственный стандарт. – [Введен 01.01.2000-01-01]. – К.: Изд-во стандартов, 1998. – 31 с.
2. А.С. 718810 СССР, МКИ³ G 01 R 29/16. Устройство для измерения параметров качества электроэнергии/ В.Г.Цывинский, Д.К.Маков (СССР). – № 25557685/18-21; заявл. 23.12.77; опубл. 28.02.80. Бюл. № 8.
3. А.С. 1105833 СССР, МКИ³ G 01 R 29/16. Фильтр симметричных составляющих/В.В.Брайко, С.Г.Таранов (СССР). – № 2627663/18-21; заявл. 02.06.78; опубл. 30.07.84, Бюл. № 28.
4. А.С. 1415206 СССР, МКИ³ G 01 R 29/16. Фильтр симметричных составляющих трехфазного напряжения/В.В.Брайко, С.Г.Таранов, Ю.Ф.Тесик, Г.Н.Тычина (СССР). – № 4160608/24-21; заявл. 12.2.86; опубл. 07.08.88, Бюл. № 29.
5. Фабрикант В.Л. Фильтры симметричных составляющих / Фабрикант В.Л. – М.: Госэнергоиздат, 1963. – 276 с.
6. Г.В. Зевеке. Основы теории цепей / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В.Страхов. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 527 с.
7. Ильин В.А. Линейная алгебра / Ильин В.А., Позняк Э.Г. - М.: Наука, 1984. – 294 с.
8. Беллман Р. Введение в теорию матриц / Беллман Р. – М.: Наука, 1976. – 560 с.
9. Титце У. Полупроводниковая схемотехника / Титце У., Шенк К. – М.: Мир, 1983. – 512 с.
10. Разработка средств контроля показателей качества электроэнергии: Отчет о НИР / Калинин В.П., Кудовбенко К.П., Купчишин Е.М. и др. – Киевский политехнический институт. – № ГР 018600051782; Инв. № 02890030560. – М., 1989. – 48 с.

11. Маков Д.К. Повышение точности измерения несимметрии трехфазного напряжения/ Маков Д.К., Поворознюк Н.И., Виноградов Ю.М., Услонцев А.Б.//Вестник НТУ «ХПИ», Серия: информатика и моделирование. – 2010. – № 21, – С. 111-116.

Vasil Kalinchyk, Oleksandr Petrov

National Technical University of Ukraine “Kyiv Polytechnic Institute”

Petro Pleshkov

Kirovohrad National Technical University

Improving the accuracy for positive-sequence voltage measurement

The article describes the principles for plotting measurement transducers of positive-sequence voltage. It is shown that the optimal solution is integrated designing devices which release the positive-sequence voltage by using sequence voltage filters with sequential digital conversion and processing information. It is suggested to input in a scheme of a canonical sequence voltage filter for positive-sequence voltage a corrector, built on the basis of a first-order lag block.

The filter is allowing virtually eliminate errors caused by frequency deviation voltage. A universal transducer to control stress levels is synthesized.

voltage quality, positive-sequence voltage, sequence filter, corrector, measurement transducer

Одержано 17.12.14

УДК 621.315.175

О. А. Козловський, асист.

Кіровоградський національний технічний університет, kaf.etsem@gmail.com

Удосконалення первинного вимірювального перетворювача ожеледоутворення для повітряних ліній електропередачі

Запропоновано удосконалений первинний вимірювальний перетворювач ожеледоутворення для систем технічної діагностики повітряних ліній електропередачі. Доведено, що довжина первинного вимірювального перетворювача виконаного на основі неізольованого скрученого проводу контрольованої ділянки повітряної лінії електропередачі залежить від кількості допоміжних електродів. Отримано математичний вираз, що дозволяє визначити мінімальну довжину перетворювача при збереженні точності вимірювань.

повітряна лінія електропередачі, обледеніння проводів, первинний вимірювальний перетворювач

А. А. Козловский, асист.

Кировоградский национальный технический университет

Усовершенствование датчика гололедообразования для воздушных линий электропередачи

Предложен усовершенствованный датчик гололедообразования для систем технической диагностики воздушных линий электропередачи. Доказано, что длина датчика, выполненного на основе неизолированного скрученного провода контролируемого участка воздушной линии электропередачи зависит от количества вспомогательных электродов. Получено математическое выражение, позволяющее определить минимальную длину преобразователя при сохранении точности измерений.

воздушная линия электропередачи, обледенение проводов, датчик гололедообразования