

6-15-2020

USING OF PARAMETRIC NONLINEAR LC-CIRCUITS IN STABILIZED TRANSDUCERS OF THE NUMBER OF PHASES

Ivan Mikhailovich Bedritsky

Associate professor of the department "Power supply of railways" Tashkent institute of railway engineering, Address: 1 Adilkhodjaye st., 100167, Tashkent city, Republic of Uzbekistan

Kamila Komilovna Jurayeva

Associate professor of the department "Power supply of railways" Tel.: 299-04-44. Tashkent institute of railway engineering Address: 1 Adilkhodjaye st., 100167, Tashkent city, Republic of Uzbekistan, lade00@bk.ru

Laziz Kholboboyevich Bozorov

Assistant Department "Power supply of railways" Tashkent institute of railway engineering, Address: 1 Adilkhodjaye st., 100167, Tashkent city, Republic of Uzbekistan

Follow this and additional works at: <https://uzjournals.edu.uz/ijctcm>



Part of the [Complex Fluids Commons](#), [Controls and Control Theory Commons](#), [Electrical and Electronics Commons](#), [Industrial Technology Commons](#), and the [Process Control and Systems Commons](#)

Recommended Citation

Bedritsky, Ivan Mikhailovich; Jurayeva, Kamila Komilovna; and Bozorov, Laziz Kholboboyevich (2020) "USING OF PARAMETRIC NONLINEAR LC-CIRCUITS IN STABILIZED TRANSDUCERS OF THE NUMBER OF PHASES," *Chemical Technology, Control and Management*: Vol. 2020 : Iss. 2 , Article 7. Available at: <https://uzjournals.edu.uz/ijctcm/vol2020/iss2/7>

This Article is brought to you for free and open access by 2030 Uzbekistan Research Online. It has been accepted for inclusion in Chemical Technology, Control and Management by an authorized editor of 2030 Uzbekistan Research Online. For more information, please contact sh.erkinov@edu.uz.

USING OF PARAMETRIC NONLINEAR LC-CIRCUITS IN STABILIZED TRANSDUCERS OF THE NUMBER OF PHASES

Cover Page Footnote

Authors of this paper very grateful to experts for their appropriate and constructive suggestions to improve this template.



UDC 621.311.6

USING OF PARAMETRIC NONLINEAR LC-CIRCUITS IN STABILIZED TRANSDUCERS OF THE NUMBER OF PHASES

Bedritsky Ivan Mikhailovich¹, Jurayeva Kamila Komilovna², Bozorov Laziz Kholboboyevich³

^{1,2,3}Tashkent institute of railway engineering

Address: 1 Adilkhodjaye st., 100167, Tashkent city, Republic of Uzbekistan

E-mail: lade00@mail.ru, Phone: +998-90-951-27-73.

Abstract. The use of nonlinear circuits of an autparametric nature with inductive and capacitive elements for obtaining the necessary phase shifts in single-phase-three-phase converters is considered. The amplitude-phase relations between the stresses of windings located on different rods of a three-core core are obtained. The conditions under which it is possible to stabilize the stresses of the artificial phases of the Converter, as well as the phase shifts between them, are shown.

Keywords: transducers of the number of phases, non-linear ferromagnetic core, a capacitor, an artificial phase, amplitude ratio, phase ratio.

Аннотация: Бир фазали - уч фазали ўзгарткичларда зарур бўлган фаза силжишларини ҳосил қилиш учун индуктив ва сизим элементли автопараметрли табиатга эга бўлган ночизиқли занжирларни қўллаш кўриб чиқилган. Уч стерженли магнит ўтказгичнинг ҳар бир стерженида жойлаштирилган ўрамлар кучланишлари орасидаги амплитуда-фаза муносабатлари олинган. Ўзгарткичнинг сунъий фазалари кучланишларини ва кучланишлар орасидаги фаза силжишларини стабиллаш имкониятларини берувчи шартлар кўрсатилган.

Таянч сўзлар: фазалар сони ўзгарткичи, ночизиқли ферромагнит ўзак, конденсатор, сунъий фаза, амплитуда нисбати, фазалар нисбати.

Аннотация: Рассмотрено использование нелинейных цепей автопараметрической природы с индуктивными и емкостными элементами для получения необходимых фазовых сдвигов в однофазно-трехфазных преобразователях. Получены амплитудно-фазовые соотношения между напряжениями обмоток, расположенных на разных стержнях трехстержневого сердечника. Показаны условия, при которых возможна как стабилизация напряжений искусственных фаз преобразователя, так и фазовых сдвигов между ними.

Ключевые слова: преобразователи числа фаз, нелинейный ферромагнитный сердечник, конденсатор, искусственная фаза, амплитудные соотношения, фазовые соотношения.

Введение

Искусственные преобразователи числа фаз используются для питания устройств радиоэлектронной аппаратуры. Наиболее распространенными являются однофазно-трехфазные преобразователи. Обычно однофазно-трехфазные преобразователи изготавливают с применением трансформаторов [1, 3], электронных и электромашинных схем [2, 4], индуктивно-емкостных фазосдвигающих линейных элементов [3, 5, 6] и нелинейных индуктивно – емкостных элементов [7, 8, 9]. Недостатком подобных схем является отсутствие стабилизации фазных напряжений или фазовых сдвигов между напряжениями искусственных фаз. Отдельные преобразователи стабилизируют или фазные напряжение или фазовые сдвиги между ними [9], однако отсутствуют устройства, которые бы стабилизировали одновременно и напряжения и фазовые сдвиги.

Методы исследования и полученные результаты

Эффект стабилизации напряжений искусственных фаз и фазовых сдвигов между ними возможен в цепях с нелинейными индуктивными и емкостными элементами. Математическая модель базовой цепи преобразователя числа фаз показана на рис. 1, где: S_1, S_2, S_3 – площади сечений стержней магнитопровода; L_1, L_2, L_3 – средние длины магнитных линий магнитопровода; $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ – мгновенные значения магнитных потоков; g_1, g_2 – активные проводимости первичных обмоток; W_1, W_2 – числа витков первичных обмоток; i_1, i_2 – мгновенные значения тока в первичных обмотках; i_{g1}, i_{g2} – мгновенные значения тока в проводимостях первичных обмоток; C_1, C_2 – емкости конденсаторов, подключенных параллельно первичным обмоткам W_1 и W_2 ; i_{C1}, i_{C2} – мгновенные значения тока в конденсаторах; $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$ – мгновенное значение питающего тока; $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$ – мгновенное значение питающего напряжения; W_3, W_4, W_5 – числа витков вторичных обмоток; Z_1, Z_2, Z_3 – сопротивления фаз нагрузки; U_{1m}, U_{2m}, U_{3m} – напряжения искусственных фаз.

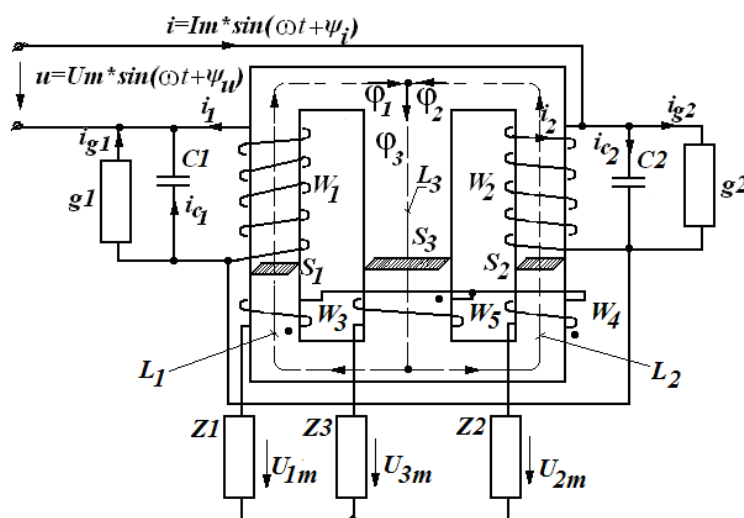


Рис. 1. Математическая модель базовой цепи преобразователя числа фаз.

При анализе примем ряд допущений: петля гистерезиса материала магнитопровода может быть методами, приведенными в [10, 11], но из-за узости она может быть заменена на кривую намагничивания, аппроксимируемую функцией вида $H = k \cdot b^9$ [12 13]; потери учитываются проводимостями g_1, g_2 [13]; индукции рассеяния обмоток не учитываются [14]; не учитывается собственная емкость обмоток [15]; в расчетах учитываются только первые гармоники индукций, напряжений и токов. Режим работы стабилизатора с учетом аппроксимации $H = k \cdot b^9$ и выражении магнитных потоков через мгновенные индукции выразится как

$$\left\{ \begin{array}{l} b_1 \cdot S_1 + b_2 \cdot S_2 - b_3 \cdot S_3 = 0; k \cdot L_1 \cdot b_1^9 + k \cdot L_3 \cdot b_3^9 - i_1 \cdot W_1 = 0 \\ k \cdot L_2 \cdot b_2^9 + k \cdot L_3 \cdot b_3^9 - i_2 \cdot W_2 = 0 \end{array} \right\}, \quad (1)$$

где b_1, b_2, b_3 – мгновенные значения индукций в стержнях магнитопровода. После упрощения получим

$$\left\{ \begin{array}{l} b_1 \cdot S_1 + b_2 \cdot S_2 - b_3 \cdot S_3 = 0; b_1^9 = \frac{k \cdot L_2 \cdot b_2^9 - i_2 \cdot W_2 + i_1 \cdot W_1}{k \cdot L_1} \end{array} \right\}. \quad (2)$$

Работа цепи опишется системой уравнений

$$\left\{ \begin{array}{l} b_1 \cdot S_1 + b_2 \cdot S_2 - b_3 \cdot S_3 = 0; \quad b_1^9 = \frac{k \cdot L_2 \cdot b_2^9 - i_2 \cdot W_2 + i_1 \cdot W_1}{k \cdot L_1} \\ u = W_1 \cdot S_1 \frac{db_1}{dt} + W_2 \cdot S_2 \frac{db_2}{dt}; \quad i = i_2 + i_{C2} + i_{g2}; \quad i = i_1 + i_{C1} + i_{g1} \end{array} \right\}, \quad (3)$$

где мгновенные значения токов в ветвях цепи могут быть найдены из выражений

$$i_2 = \frac{k \cdot L_2 \cdot b_2^9}{W_2} \quad (4); \quad i_{C1} = W_1 \cdot C \cdot S_1 \frac{d^2 b_1}{dt^2} \quad (5); \quad i_{C2} = W_2 \cdot C \cdot S_2 \frac{d^2 b_2}{dt^2} \quad (6); \quad i_{g2} = W_2 \cdot g_2 \cdot S_2 \frac{db_2}{dt} \quad (7);$$

$$i_1 = \frac{k \cdot L_1 \cdot b_1^9}{W_1} \quad (8); \quad i_{g1} = W_1 \cdot g_1 \cdot S_1 \frac{db_1}{dt} \quad (9). \text{ Из выражений для токов в (3) выразим } i_1, i_2 \text{ и с учетом}$$

(4) - (9), подставляя их в выражение для индукции b_1 в (3), получим

$$b_1^9 = \frac{k \cdot L_2 \cdot b_2^9 - \left(\frac{k \cdot L_1 \cdot b_1^9}{W_1} + W_1 \cdot g_1 \cdot S_1 \frac{db_1}{dt} - W_2 \cdot C \cdot S_2 \frac{d^2 b_2}{dt^2} - W_2 \cdot g_2 \cdot S_2 \frac{db_2}{dt} \right) \cdot W_2}{k \cdot L_1} + \frac{\left(\frac{k \cdot L_2 \cdot b_2^9}{W_2} + W_2 \cdot L_2 \cdot S_2 \frac{d^2 b_2}{dt^2} + W_2 \cdot g_2 \cdot S_2 \frac{db_2}{dt} - W_1 \cdot g_1 \cdot S_1 \frac{db_1}{dt} \right) \cdot W_1}{k \cdot L_1} \quad (10)$$

Решение (10) предполагается в виде $b_1 = B_{1m} \sin \omega t$; $b_2 = B_{2m} \sin(\omega t - \psi)$ (11). Подставив (11) в (10), выполним операцию дифференцирования, а также заменяя степени гармонических функций суммой гармоник в первой степени, и учитывая только основную гармонику, после преобразования получаем

$$\begin{aligned} 0,5 \cdot B_{1m}^9 \sin \omega t &= 0,5 \cdot \frac{L_1}{L_2} \cdot B_{2m}^9 \sin(\omega t - \psi) - 0,5 \cdot \frac{W_2}{W_1} B_{1m}^9 \sin \omega t - \\ &- \frac{W_2 \cdot W_1 \cdot g_1 \cdot S_1 \cdot \omega}{k \cdot L_1} B_{1m} \cos \omega t - \frac{W_2^2 \cdot C_2 \cdot S_2 \cdot \omega^2}{k \cdot L_1} B_{2m} \sin(\omega t - \psi) + \\ &+ \frac{W_2^2 \cdot g_2 \cdot S_2 \cdot \omega}{k \cdot L_1} B_{2m} \cos(\omega t - \psi) + \frac{0,5 \cdot W_1 \cdot L_2}{W_2 \cdot L_1} B_{2m}^9 \sin(\omega t - \psi) - \\ &- \frac{W_1 \cdot W_2 \cdot C_2 \cdot S_2 \cdot \omega^2}{k \cdot L_1} B_{2m} \sin(\omega t - \psi) + \frac{W_1 \cdot W_2 \cdot g_2 \cdot S_2 \cdot \omega}{k \cdot L_1} B_{2m} \cos(\omega t - \psi) - \\ &- \frac{W_1^2 \cdot g_1 \cdot S_1 \cdot \omega}{k \cdot L_1} B_{1m} \cos \omega t \end{aligned} \quad (12)$$

Разделим правую и левую части (12) на $C_2 \cdot S_2 \cdot \omega^2 \cdot W_2 \cdot B\delta$ и сгруппируем подобные члены, получим

$$\begin{aligned} &\left(0,5 \cdot \frac{B\delta^9}{C_2 \cdot S_2 \cdot \omega^2 \cdot W_2 \cdot B\delta} + 0,5 \cdot \frac{B\delta^9}{W_1 \cdot S_2 \cdot \omega^2 \cdot C_2 \cdot B\delta} \right) \cdot \frac{B_{1m}^9 \sin \omega t}{B\delta^9} = \\ &= \left(0,5 \cdot \frac{L_2}{L_1} + 0,5 \cdot \frac{W_1 \cdot L_2}{W_2 \cdot L_1} \right) \cdot \frac{B\delta^9}{C_2 \cdot S_2 \cdot \omega^2 \cdot W_2 \cdot B\delta} \cdot \frac{B_{2m}^9 \sin(\omega t - \psi)}{B\delta^9} - \\ &- \left(\frac{W_1 \cdot g_1 \cdot S_1}{k \cdot L_1 \cdot C_2 \cdot S_2 \cdot \omega} + \frac{W_1 \cdot g_2}{k \cdot L_1 \cdot W_2 \cdot C_2 \cdot S_2 \cdot \omega} \right) \cdot \frac{B_{1m} \cos \omega t}{B\delta} - \\ &- \left(\frac{W_2}{k \cdot L_1} + \frac{W_1}{k \cdot L_1} \right) \cdot \frac{B_{2m} \sin(\omega t - \psi)}{B\delta} + \left(\frac{W_2 \cdot g_2}{k \cdot L_1 \cdot C_2 \cdot \omega} + \frac{W_1 \cdot g_2}{k \cdot L_1 \cdot W_2 \cdot C_2 \cdot S_2 \cdot \omega} \right) \cdot \frac{B_{2m} \cos(\omega t - \psi)}{B\delta} \end{aligned} \quad (13)$$

Введем базисные величины и обозначим коэффициенты:

$$B\delta = 1 \Gamma\text{л}; \quad I_\delta = C \cdot S_2 \cdot \omega^2 \cdot W_2 \cdot B\delta; \quad \tau = \omega t; \quad X_{1m} = B_{1m} / B\delta; \quad X_{2m} = B_{2m} / B\delta;$$

$$\alpha = 0,5 \cdot \frac{B\delta^9}{C_2 \cdot S_2 \cdot \omega^2 \cdot B\delta} \left(\frac{1}{W_2} + \frac{1}{W_1} \right); \quad \delta = \frac{W_1 + W_2}{k \cdot L_1}; \quad \beta = 0,5 \cdot \frac{L_2 \cdot B\delta^9}{L_1 \cdot C_2 \cdot S_2 \cdot \omega^2 \cdot W_2 \cdot B\delta} \left(1 + \frac{W_1}{W_2} \right);$$

$\gamma = \frac{W_1 \cdot g_1 \cdot S_1}{k \cdot L_1 \cdot C_2 \cdot S_2 \cdot \omega} \left(1 + \frac{W_1}{W_2} \right)$; $\xi = \frac{g_2}{k \cdot L_1 \cdot C_2 \cdot \omega} (W_1 + W_2)$ (14). Подставив (14) в (13) после преобразований получим

$$\alpha \cdot X_{1m}^9 \sin \tau + \gamma \cdot X_{1m} \cos \tau = (\beta \cdot X_{2m}^9 - \delta X_{2m}) \sin(\tau - \psi) + \xi \cdot X_{2m} \cos(\tau - \psi). \quad (15)$$

Преобразуем (15) методом гармонического баланса, заменяя суммы и разности гармонических функций на их произведения и приравнивая коэффициенты при $\sin \tau$ и $\cos \tau$.

Возведем в квадрат левые и правые части уравнений, и суммируя их, находим зависимость между значениями относительных амплитуд магнитных индукций X_{1m} и X_{2m} в крайних стержнях магнитопровода

$$(\alpha \cdot X_{1m}^9)^2 + (\gamma \cdot X_{1m})^2 = (\beta \cdot X_{2m}^9 - \delta \cdot X_{2m})^2 + (\xi \cdot X_{2m})^2. \quad (16)$$

Обозначим

$$A = \beta \cdot X_{2m}^9 - \delta \cdot X_{2m}; \quad B = \alpha \cdot X_{1m}^9; \quad C = \xi \cdot X_{2m}; \quad D = \gamma \cdot X_{1m}. \quad (17)$$

С учетом (17) выражение (15) может быть преобразовано к виду

$$\{B = A \cdot \cos \psi + C \cdot \sin \psi; \quad D = A \cdot \sin \psi + C \cdot \cos \psi\}. \quad (18)$$

Умножив уравнения системы (18) соответственно на D и B и приравнивая левые части уравнений, найдем угол сдвига фаз между индукциями в стержнях ФКК1 и ФКК2

$$\psi = \frac{C \cdot B - A \cdot D}{A \cdot B + C \cdot D}. \quad (19)$$

Для нахождения связи между относительными значениями магнитных индукций крайних и среднего стержней из (3) выразим мгновенное значение индукции в среднем стержне

$$b_3 = \frac{b_1 \cdot S_1 + b_2 \cdot S_2}{S_3}. \quad (20)$$

Задаваясь решением $b_3 = B_{3m} \sin(\omega t - \psi_3)$ и учитывая (20), получаем

$$B_{3m} \sin(\omega t - \psi_3) = \frac{S_1}{S_3} B_{1m} \sin \omega t + \frac{S_2}{S_3} B_{2m} \sin(\omega t - \psi) \quad (21)$$

Разделим левую и правую части (21) на I_0 и вводя обозначения

$$\mu = \frac{1}{C_2 \cdot S_2 \cdot \omega^2 \cdot W_2}; \quad \theta = \frac{S_1}{S_3 \cdot S_2 \cdot C_2 \cdot \omega^2 \cdot W_2}; \quad \rho = \frac{1}{C_2 \cdot S_3 \cdot \omega^2 \cdot W_2}; \quad X_{3m} = \frac{B_{3m}}{B_0} \quad (22),$$

а также с учетом (4) – (9) после преобразования по методу гармонического баланса найдем связь между индукциями X_{1m} , X_{2m} , X_{3m}

$$X_{3m} = \frac{\sqrt{(\theta \cdot X_{1m} + \rho \cdot X_{2m} \cos \psi)^2 + (\rho \cdot X_{2m} \sin \psi)^2}}{\mu} \quad (23)$$

и углом между векторами индукций в левом и среднем стержнях магнитопровода

$$\psi_3 = \arctg \frac{\rho \cdot X_{2m} \sin \psi}{\theta \cdot X_{1m} + \rho \cdot X_{2m} \cos \psi} \quad (24)$$

Найдем зависимость, связывающую между собой параметры X_{1m} , X_{2m} и ток i в неразветвленной части цепи. Из выражения (3) и (4) – (9) следует, что

$$i = i_2 + i_{C2} + i_{g2} = \frac{k \cdot L_2 \cdot b_2^9}{W_2} + W_2 \cdot C_2 \cdot S_2 \frac{db_2}{dt^2} + W_2 \cdot g_2 \cdot S_2 \frac{db_2}{dt}. \quad (25)$$

Учитывая лишь первую гармонику и подставляя в (25) решения $I_m \sin(\omega t + \psi_i)$ получаем

$$I_m \sin(\omega t + \psi_i) = 0,5 \frac{k \cdot L_2 \cdot B_{2m}^9}{W_2} \cdot \sin(\omega t - \psi) - W_2 \cdot C_2 \cdot S_2 \cdot \omega^2 B_{2m} \sin(\omega t - \psi) + \\ + W_2 \cdot g_2 \cdot S_2 \cdot \omega \cdot B_{2m} \cos(\omega t - \psi) \quad (26)$$

Разделим правую и левую части (26) на $I_0 = C_2 \cdot S_2 \cdot \omega^2 W_2 \cdot B_0$ и введем обозначения

$$Y_m = \frac{I_m}{I_0}; \quad \lambda = 0,5 \cdot \frac{k L_2 \cdot B_0^9}{C_2 S_2 \cdot \omega^2 W_2^2 \cdot B_0}; \quad \nu = \frac{g_2}{\omega \cdot C_2},$$

а также с учетом обозначений (4) – (9) будем иметь

$$Y_m \sin(\tau + \psi_i) = \lambda \cdot X_{2m}^9 \sin(\tau - \psi) - X_{2m} \sin(\tau - \psi) + \nu \cdot X_{2m} \cos(\tau - \psi). \quad (27)$$

После преобразования (27) по методу гармонического баланса и упрощения получим

$$Y_m = \sqrt{(\lambda \cdot X_{2m}^9 - X_{2m})^2 + (\nu \cdot X_{2m})^2}, \quad (28)$$

а также найдем угол ψ_i между Y_m и X_{2m} ,

$$\psi_i = \arctg \frac{K \cdot \cos \psi + M \cdot \sin \psi}{M \cdot \cos \psi - K \cdot \sin \psi}. \quad (29)$$

Для построения вольтамперной характеристики найдем связь амплитуд индукций X_{1m}, X_{2m} с величиной питающего напряжения u . В выражение для напряжения из (3) подставим решения $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$ и произведя операции дифференцирования, получим

$$U_m \sin(\omega t + \psi_u) - W_1 \cdot S_1 \cdot \omega \cdot B_{1m} \cos \omega t + W_2 \cdot S_2 \cdot \omega \cdot B_{2m} \cos(\omega t - \psi). \quad (30)$$

Разделим правые и левые части выражения (30) на базовое напряжение

$$U_0 = W_2 \cdot \omega \cdot S_2 \cdot B_0 \quad \text{и, вводя обозначения } Z_m = \frac{U_m}{U_0}; \quad \sigma = \frac{W_1 \cdot S_1}{W_2 \cdot S_2},$$

имеем

$$Z_m \sin(\tau + \psi_u) = \sigma \cdot X_{1m} \cos \tau + X_{2m} \cos(\tau - \psi). \quad (31)$$

После преобразования по методу гармонического баланса и упрощения получим искомую зависимость между относительными значениями амплитуд X_{1m}, X_{2m} и Z_m

$$Z_m = \sqrt{(\sigma X_{1m} + X_{2m} \cos \psi)^2 + (X_{2m} \sin \psi)^2}. \quad (32)$$

Из (32) найдем угол сдвига фаз между векторами индукции в стержнях НБЭ и питающего напряжения

$$\psi_u = \arctg \frac{\sigma X_{1m} + X_{2m} \cos \psi}{X_{2m} \sin \psi}, \quad (33)$$

а также угол сдвига фаз между векторами питающего напряжения и питающего тока

$$\varphi = \psi_u - \psi_i. \quad (34)$$

Вольтамперная характеристика цепи $Z_m = f(Y_m)$ показана рис. 2, а. Она имеет петлеобразный характер с участком практически стабильного тока, при этом свойства сохраняются при изменении емкости C_2 , что свидетельствует о возможности стабилизации амплитуд магнитных индукций X_{m1}, X_{m2}, X_{m3} по принципу работы схемы Бушера [9].

На рис. 2, б приведено семейство кривых $X_{1m}, X_{2m}, X_{3m} = f(Z_m)$, отражающих в масштабе ход регулировочных характеристик стабилизатора $U_{1m}, U_{2m}, U_{3m} = f(U_m)$. Из кривых видно, что в зоне феррорезонансных колебаний (между точками a и b) индукции изменяются незначительно: индукция X_{3m} находится между точками a' и b' , индукция X_{1m} – между точками a'' и b'' , а индукция X_{2m} – между точками a''' и b''' , причем эта часть

характеристики является активно-емкостной, что возможно благодаря питанию ФКК2 от источника тока [9]. Это позволяет использовать рассматриваемую цепь в качестве стабилизатора напряжений U_{1m}, U_{2m}, U_{3m} на сопротивлениях Z_1, Z_2, Z_3 искусственной трехфазной системы.

Используя выражения (19), (24), (29), (33) и (34) построим зависимости фазовых сдвигов ψ_1, ψ_2, ψ_3 - напряжений искусственных фаз от амплитуды питающего напряжения Z_m (рис. 3). Из графиков видно, что до феррорезонансного скачка (от начала координат до точек a, b, c) фазовый сдвиг на крайних стержнях (кривые ψ_1 и ψ_2) носит емкостной характер, а индукции в среднем стержне (кривая ψ_3) – индуктивный характер.

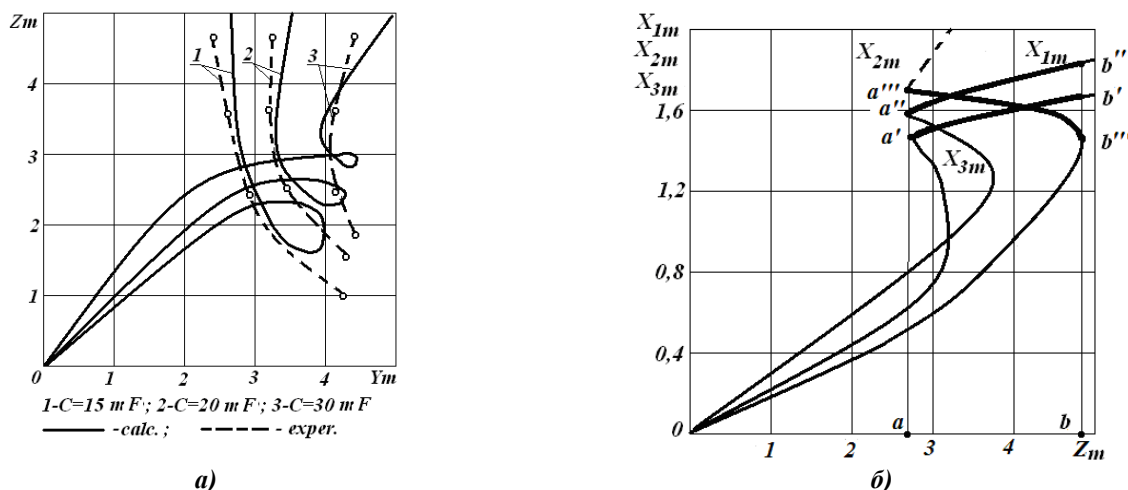


Рис. 2. Вольтамперная и регулировочная характеристики цепи $Z_m = f(Y_m)$ (а), семейство кривых $X_{1m}, X_{2m}, X_{3m} = f(Z_m)$ (б).

После феррорезонансного скачка (от точек a', b', c' до конца координат) кривая ψ_2 имеет индуктивный характер с фазовым сдвигом равным примерно $+30^\circ$, кривая ψ_1 – емкостной характер с фазовым сдвигом, примерно равным -30° , а фазовый сдвиг ψ_3 в среднем стержне приближается к нулю.

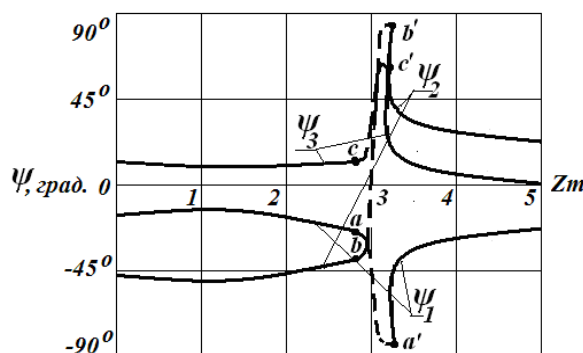


Рис. 3. Зависимости фазовых сдвигов ψ_1, ψ_2, ψ_3 - напряжений искусственных фаз от амплитуды питающего напряжения Z_m .

Если поменять местами концы обмотки W_5 на среднем стержне сердечника, то между векторами выходных напряжений U_{1m}, U_{2m}, U_{3m} установится фазовый сдвиг, близкий к 120° и

его величина практически не изменится в зоне существования феррорезонансных колебаний [16].

Заклучение

1. В зоне феррорезонансных колебаний контур ФКК2 питается в режиме источника тока, что дает возможность стабилизировать напряжения на контурах по принципу схемы Бушера;
2. В цепи возможна параметрическая стабилизация магнитных индукций при изменении питающего напряжения;
3. В зоне феррорезонансных колебаний возможна стабилизация величины фазового сдвига между индукциями;
4. Явления стабилизации магнитных индукций и величин фазового сдвига возможно использовать в конструкции преобразователя однофазного напряжения в трехфазное.

References:

1. Vorfolomeev G.N., Myatej S.V., Shurov N.I. i dr. Obzor sxemnix resheniy preobrazovateley chisla faz na transformatorax // Sovershenstvovanie texnicheskix sredstv elektricheskogo transporta: Sb. nauch. tr. – Novosibirsk, 2001. – S. 78-96.
2. Yevdokimov S.A. Geometricheskij sposob generatsii sxemnix resheniy preobrazovateley chisla faz dlya viprimateley // Nauchnyy vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo texnicheskogo universiteta. – 2008. – № 2(31). – S. 107-120.
3. Roginskaya L.E., Gorbunov A.S. Obzor primenyaemix mnpogofaznix transformatornix preobrazovateley chisla faz // Sovremennye tendentsii razvitiya nauki i texnologii. – 2016. – № 9-2. – S. 24-26.
4. Venediktov G.L. Sticheskiy elektromagnitnyy preobrazovatel chisla faz s tiristornoy sistemoy avtomaticheskogo simmetrirovaniya dlya pitaniya puteyskogo elektroinstrumenta: avtoref. diss... kand. tekhn. nauk. – Leningrad: Leningr. in-t inzhenerov j.-d. transp. im. V.N. Obraztsova, 1984. – 23 s.
5. Nazarov S.L., Udintsev V.N., Bichkov S.A. i dr. Preobrazovateli chisla faz v elektrotexnologii. – Ekaterinburg.: Izd-vo Ural. un-ta, 2019. – 196 s.
6. Kosoukhov F.D., Vasilev N.V., Boroshnin A.L. i dr. Dvuxprovodnaya Sistema elektropredachi trexfaznogo toka // Elektrichestvo. – 2018. – № 10. – S. 37-44.
7. Glushenko V.P. Opisaniye, rezul'taty rascheta i issledovaniya rejimov raboti nekotoryx ustroystv, elektricheskix tsepey i sistem, ispol'zuyushix nelineynix yavleniya, reaktivnosti, sodержashix nelineynye komponenty: avtoref. diss... d-ra. tekhn. nauk. – Moskva: MEI, 1997. – 40 s.
8. A.s. SU1394367A1. Elektronnyy preobrazovatel chisla faz mnogofaznogo napryajeniya / Yermakov V.F. Byul. – 1981. – № 12. – S. 136.
9. Karimov A.S., Raximov G.R. Avtoparametricheskie preobrazovateli chastoty chisla faz i chostati peremennogo toka. – T.: Fan, 1995. – 275 s.
10. D Jiles, D Atherton. Theory of ferromagnetic hysteresis // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. – 1986. N 5. – P.48-60.
11. John H. Chan, Andrei Vladimirescu, Xiao-Chun Gao and other. Nonlinear Transformer Model for Circuit Simulation // Electron journal TRANSACTIONS ON COMPUTER-AIDED DESIGN. – 1991. VOL.10, N 4.
12. Halilov N.A., Bedritsky I.M. To a question on approximation of curves of magnetization of electro technical steels // NEWS OF HIGH SCHOOLS OF REPUBLIC UZBEKISTAN. Engineering in Life Sciences. – 2002. – № 4. – S. 33-37.
13. Bedritsky I.M. Sravnitel'nyy analiz analiticheskix virajeniy dlya approksimatsii krivix namagnichivaniya elektrotexnicheskix staley // Elektriya. – 2011. – №7. – S. 38-41.
14. Bazarov M., Bedritskiy I.M., Boltaev O.T. Estimation of an error of calculations of ferromagnetic elements from inductance of dispersion // European Journal of Technical and Natural Sciences. 2017. – №3. – P.47-49.
15. Musurmonov R.B. Mejvitkovaya emkost nelineynoy induktivnoy katushki i ee vliyanie na raschet rejimov raboti stabilizatorov ferreazonansnogo tipa // Sb. tr. VII mejdunarodnogo kokursa «Molodyej v nauke: novye argumenty». – Lipetsk, 2019. – S. 119-122.
16. Chernix I.V. Modelirovaniye elektrotexnicheskix ustroystv v MATLAB. SimPowerSystems i Simulink. – M.: DMK Press, 2007. – 288 s., il. 2007.