

АРХІТЕКТУРА ТА КОМПОНЕНТИ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ

УДК 621.314

В. Самотий^{1,2}, У. Дзелендзяк¹, М. Моргун¹

Національний університет "Львівська політехніка",
¹кафедра комп'ютеризованих систем автоматичної

²Politechnika Krakowska, katedra automatyki, Polska

КОМП'ЮТЕРНА СИМУЛЯЦІЯ СИСТЕМИ: ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧИСЛА ФАЗ – ТРИФАЗНИЙ МОСТОВИЙ ВИПРЯМЛЯЧ

© Самотий В., Дзелендзяк У., Моргун М., 2010

Наведено математичну модель системи: перетворювач числа фаз – трифазний мостовий випрямляч, а також запропоновано метод аналізу перехідних та усталених режимів її роботи.

Mathematical model of the system: the converter of number of phases – three-phase bridge rectifier is resulted and method for transient and steady-state analysis of it operational modes is suggested.

Вступ

Підвищення вимог до електромагнетних пристроїв зумовлює впровадження якісно нових методів для аналізу динаміки їх роботи. Необхідно враховувати нелінійність характеристик елементів пристроїв, що підвищує вимоги до їх математичних моделей та точності розрахунку процесів у них. Такі об'єкти описуються системою нелінійних диференціальних рівнянь, які отримуємо на основі теорії нелінійних електромагнетних кіл. За допомогою числових методів розв'язування систем нелінійних диференціальних рівнянь можна аналізувати перехідні процеси за заданих початкових умов. Аналіз усталених процесів з математичного погляду зводиться до знаходження періодичних розв'язків рівнянь стану досліджуваного пристрою. Для аналізу нелінійних систем важливе значення має не лише застосування існуючих математичних методів, а й їх розвиток та узагальнення. Саме конкретні практичні задачі ставлять нові вимоги, що спонукають до розроблення нових математичних методів і моделей. Тому задача розроблення ефективних математичних моделей електромагнетних пристроїв та методів аналізу динаміки їх роботи є актуальною.

Аналіз публікацій

Методи аналізу нелінійних електромагнетних кіл поділяють на аналітичні, числові, графічні та комбіновані. Останнім часом графічні методи використовуються лише для попереднього аналізу. Щодо комбінованих методів нелінійного аналізу, то переважно це поєднання аналітичних і числових методів.

Пошук науковцями ефективних методів розв'язування систем нелінійних диференціальних рівнянь, якими описуються електромагнетні пристрої, привів до розроблення цілого ряду методів, які отримали загальне визнання. Найвідомішим серед них є метод підсумовування скінченних пристроїв [3]. Потрібно зазначити, що цей метод має ряд переваг, а саме, дає можливість отримати

розв'язок для жорстких систем диференціальних рівнянь і є простим для комп'ютерної алгоритмізації. Відома також методика розрахунку перехідних процесів на основі використання розривних функцій для опису моменту комутації, напруг та струмів в електричній мережі [2]. Комплексний підхід, який ґрунтується на відомих методах гармонічного синтезу і комутаційних функцій, наведено у праці [6]. Він дає можливість в аналітичному вигляді дослідити складні електромагнетні процеси у нелінійних електричних колах з вентиляльними елементами. Модель нелінійних крайових задач, яка побудована на диференціально-тейлорівських перетвореннях, запропонована у роботі [1]. Усталені процеси можна аналізувати методами гармонічного балансу [4], Ейпріла-Трика [10] та екстраполяційними методами [9].

Напівпровідникові вентиля моделюють двома способами: вентиль розглядають як певну електричну ланку зі змінними параметрами [7] або замінюють його ідеальним ключем [5, 8]. Модель ідеального ключа приваблює своєю простотою, але приводить до змінної структури електричного кола, тобто кожній фіксованій структурі відповідатиме певна система диференціальних рівнянь.

Виведення рівнянь динаміки

У каскаді “перетворювач числа фаз – трифазний мостовий випрямляч”, що працює на активне навантаження через ємнісний фільтр, відбуваються два типи перетворень. Перше – перетворення однофазної напруги на трифазну, використовуючи для цього трифазний трансформатор. Друге –

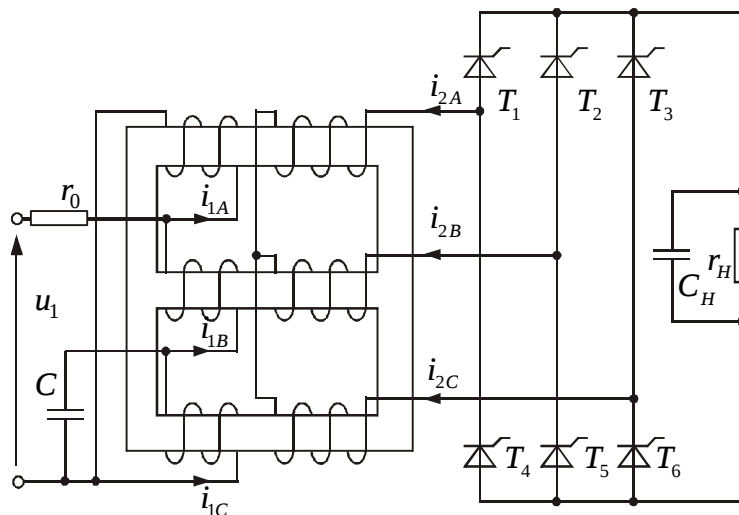


Рис. 1. Принципова схема каскаду

перетворення отриманої трифазної напруги на постійну за допомогою трифазного мостового випрямляча. Принципову схему такого перетворювача наведено на рис. 1. Трифазний двопівперіодний випрямляч реалізовується на шести вентилях, а навантаження під'єднується безпосередньо до мостової схеми вентилів. Він відрізняється від однопівперіодного, насамперед, формою вихідного сигналу. Безумовно, що така схема має значно менші пульсації амплітуди струму навантаження, ніж однопівперіодна, його форма дуже близька до постійного сигналу навіть за відсутності ємнісних фільтрів.

Вихідний сигнал в даній схемі в усталеному режимі визначатиметься співвідношенням

$$u_{ВНХ} = \max(\text{abs}(u_{2A}), \text{abs}(u_{2B}), \text{abs}(u_{2C})). \quad (1)$$

Для запису рівнянь стану трифазного мостового випрямляча необхідно визначити загальну кількість комбінацій відкритих і закритих вентилів; записати рівняння для кожної комбінації і за допомогою додаткових логічних змінних узагальнити їх до однієї системи алгебро-диференціальних рівнянь. Роботу напівпровідникових вентилів моделюватимемо за схемою ідеального ключа, а ввімкнення тієї чи іншої фази на навантаження виконуватимемо за допомогою зміни структури комутаційних матриць.

Рівняння електромагнетного стану перетворювача числа фаз зводяться до рівнянь трифазного трансформатора, дві фази якого живляться через фазозсувний конденсатор, а третя безпосередньо під'єднана до напруги живлення u_1 . Параметри вторинної обмотки вважаємо приведеними за кількістю витків до первинної.

За розрахунковою схемою контурів живлення (рис. 2), рівняння обмоток первинної сторони трансформатора матимуть вигляд:

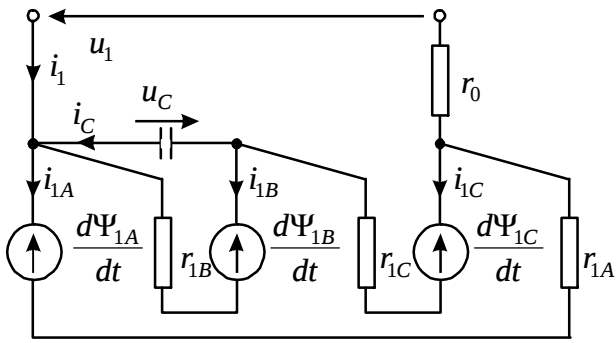


Рис. 2. Розрахункова схема контурів живлення

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_{1A}}{dt} &= u_1 - r_{1A}i_{1A} - r_0i_1, \\ \frac{d\Psi_{1B}}{dt} &= u_C - r_{1B}i_{1B}, \\ \frac{d\Psi_{1C}}{dt} &= -u_1 - u_C - r_{1C}i_{1C} + r_0i_1, \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

де Ψ_{1j} , i_{1j} , r_{1j} – відповідно, повні потокозчеплення, струми та активні опори фаз первинних обмоток ($j = A, B, C$); u_C – напруга на фазозсувному конденсаторі; i_1 – струм живлення; r_0 – внутрішній опір джерела живлення.

За першим законом Кірхгофа струм живлення i_1 можна записати через фазні струми, а саме

$$i_1 = i_{1A} - i_{1C}, \quad (3)$$

тоді рівняння (2) набудуть вигляду

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_{1A}}{dt} &= u_1 - (r_{1A} + r_0)i_{1A} + r_0i_{1C}, \\ \frac{d\Psi_{1B}}{dt} &= u_C - r_{1B}i_{1B}, \\ \frac{d\Psi_{1C}}{dt} &= -u_1 - u_C - (r_{1C} + r_0)i_{1C} + r_0i_{1A}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Отримані рівняння можна записати у матричному вигляді

$$\frac{d\Psi_1}{dt} = H_U u_1 + H_C u_C - R_1 I_1, \quad (5)$$

де $\Psi_1 = (\Psi_{1A}, \Psi_{1B}, \Psi_{1C})^T$, $I_1 = (i_{1A}, i_{1B}, i_{1C})^T$ – матриці-стовпчики повних потокозчеплень і струмів фаз первинної сторони трансформатора; $H_U = (1, 0, -1)^T$, $H_C = (0, 1, -1)^T$ – структурні матриці; R_1 – матриця опорів первинної сторони

$$R_1 = \begin{bmatrix} r_{1A} + r_0 & & -r_0 \\ & r_{1B} & \\ -r_0 & & r_{1C} + r_0 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

За схемою рис. 2 можна записати рівняння конденсатора

$$\frac{du_C}{dt} = -C^{-1} H_C^T I_1, \quad (7)$$

де C – ємність конденсатора.

Виведемо рівняння динаміки трифазного мостового випрямляча, де первинна обмотка сполучена трикутником, а навантаження має суто активний характер. Параметри вторинної сторони трансформатора вважаємо приведеними за кількістю витків до первинної.

Беручи за основу найпоширенішу модель, коли відкритими можуть бути 2 або 3 вентиля, неважко підрахувати, що кількість комбінацій відкритих і закритих вентилів дорівнює 12.

Виявляється, що між рівняннями динаміки окремих комбінацій існує закономірна і доволі проста залежність. Для її визначення запишемо рівняння динаміки декількох комбінацій.

Розглянемо першу комбінацію, коли вентиля T_2 , T_4 , T_6 – відкриті, а T_1 , T_3 , T_5 – закриті.

$$e_{2j} = \frac{d\Psi_{2j}}{dt}, \quad j = A, B, C; \quad e_k = \frac{d\Psi_k}{dt}, \quad k = p, q; \quad (8)$$

$$\frac{du_{CH}}{dt} = (i_p + i_q - u_{CH}/r_H)/C_H, \quad (9)$$

де r_{B2}, r_{B4}, r_{B6} – опори вентилів T_2, T_4, T_6 у відкритому стані, Ψ_p, Ψ_q – повні контурні потокозчеплення.

Між фазними і контурними змінними справедливі співвідношення

$$i_{2A} = i_p, \quad i_{2B} = -i_p - i_q, \quad i_{2C} = i_q, \quad (10)$$

$$e_p = e_{2A} - e_{2B}, \quad e_q = e_{2C} - e_{2B}, \quad (11)$$

де i_p, i_q – контурні струми вторинної обмотки трансформатора.

Рівняння фазних струмів вторинної обмотки будуть

$$i_{2j} = a_{2j}(\Psi_{2j} - y_j), \quad j = A, B, C, \quad (12)$$

де a_{2j} – величини, обернені індуктивностям розсіяння вторинних обмоток; y_k – робочі потокозчеплення фаз.

Систему рівнянь (10) запишемо в матричному вигляді

$$I_F = H I_2, \quad (13)$$

де $I_F = (i_{2A}, i_{2B}, i_{2C})^T$ – матриця-стовпчик фазних струмів вторинної обмотки; $I_2 = (i_p, i_q)^T$ – матриця-стовпчик контурних струмів вторинної обмотки; H – матриця структурних коефіцієнтів

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & -1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

Аналогічно можна записати рівняння (11) з урахуванням залежностей (8)

$$\frac{d\Psi_2}{dt} = H^T \frac{d\Psi_F}{dt}, \quad (15)$$

де $\Psi_F = (\Psi_{2A}, \Psi_{2B}, \Psi_{2C})^T$ – матриця-стовпчик повних фазних потокозчеплень вторинної обмотки; $\Psi_2 = (\Psi_p, \Psi_q)^T$ – матриця-стовпчик повних контурних потокозчеплень вторинної обмотки; H^T – транспонована матриця H .

Систему рівнянь (12) теж запишемо в матричній формі

$$I_F = a_2(\Psi_F - y), \quad (16)$$

де $a_2 = \text{diag}(a_{2A}, a_{2B}, a_{2C})$ – діагональна матриця величин, обернених індуктивностям розсіяння фаз вторинної обмотки; $y = (y_A, y_B, y_C)^T$ – матриця-стовпчик основних потокозчеплень фаз.

Продиференціюємо (16) за часом і з отриманого виразу визначимо часову похідну повних контурних потокозчеплень вторинної обмотки

$$\frac{d\Psi_F}{dt} = a_2^{-1} \frac{dI_F}{dt} + \frac{dy}{dt}. \quad (17)$$

Підставимо (17) у (15)

$$\frac{d\Psi_2}{dt} = H^T a_2^{-1} \frac{dI_F}{dt} + H^T \frac{dy}{dt}. \quad (18)$$

Вилучивши згідно з (13) фазні струми, отримаємо

$$\frac{d\Psi_2}{dt} = H^T a_2^{-1} H \frac{dI_2}{dt} + H^T \frac{dy}{dt}, \quad (19)$$

звідки отримаємо рівняння контурних струмів, виражених через контурні потокозчеплення

$$\frac{dI_2}{dt} = H_1 \left(\frac{d\Psi_2}{dt} - H^T \frac{dy}{dt} \right), \quad (20)$$

де $H_1 = [H^T a_2^{-1} H]^{-1}$.

Запишемо рівняння обмоток вторинної сторони в контурних змінних

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_p}{dt} &= -u_{CH} - (r_{2A} + r_{2B} + R_{B2} + R_{B4}) i_p - (r_{2B} + R_{B2}) i_q, \\ \frac{d\Psi_q}{dt} &= -u_{CH} - (r_{2B} + R_{B2}) i_p - (r_{2B} + r_{2C} + R_{B2} + R_{B6}) i_q, \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Систему рівнянь (21) запишемо в матричній формі

$$\frac{d\Psi_2}{dt} = -u_{CH} E_2 - R_2 I_2, \quad (22)$$

де $E_2 = (1, 1)^T$, R_2 – матриця опорів

$$R_2 = \begin{bmatrix} r_{2A} + r_{2B} + R_{B2} + R_{B4} & r_{2B} + R_{B2} \\ r_{2B} + R_{B2} & r_{2B} + r_{2C} + R_{B2} + R_{B6} \end{bmatrix}. \quad (23)$$

Рівняння магнетних контурів для даної комбінації будуть

$$\left. \begin{aligned} i_{1A} + i_{2A} &= j_A(y_A) + a_0 y_0, \\ i_{1B} + i_{2B} &= j_B(y_B) + a_0 y_0, \\ i_{1C} + i_{2C} &= j_C(y_C) + a_0 y_0, \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

а з урахуванням залежностей (10) між контурними і фазними струмами вторинної обмотки трансформатора можна записати

$$\left. \begin{aligned} i_{1A} + i_p &= j_A(y_A) + a_0 y_0, \\ i_{1B} - i_p - i_q &= j_B(y_B) + a_0 y_0, \\ i_{1C} + i_q &= j_C(y_C) + a_0 y_0. \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Диференціюючи систему рівнянь (25) за часом, отримаємо рівняння

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{1A}}{dt} + \frac{di_p}{dt} &= a_A'' \frac{dy_A}{dt} + a_0 \frac{dy_0}{dt}, \\ \frac{di_{1B}}{dt} - \frac{di_p}{dt} - \frac{di_q}{dt} &= a_B'' \frac{dy_B}{dt} + a_0 \frac{dy_0}{dt}, \\ \frac{di_{1C}}{dt} + \frac{di_q}{dt} &= a_C'' \frac{dy_C}{dt} + a_0 \frac{dy_0}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

де a_j'' – параметри, обернені диференціальним індуктивностям фаз, які визначаємо за основними кривими намагнення осердь трансформатора

$$a_j'' = \frac{\partial j_j(y_j)}{\partial y_j} = a_j''(y_j). \quad (27)$$

Систему диференціальних рівнянь (26) запишемо у матричному вигляді

$$\frac{dI_1}{dt} + H \frac{dI_2}{dt} = P \frac{dy}{dt} + a_0 E_1 \frac{dy}{dt}, \quad (28)$$

де $P = \text{diag}(a_A'', a_B'', a_C'')$ – діагональна матриця обернених диференціальних індуктивностей;
 E_1 – матриця розмірності 3×3 , всі елементи якої дорівнюють 1.

Рівняння струмів первинної обмотки аналогічно (12) будуть

$$i_{1j} = a_{1j}(\Psi_{1j} - y_j), \quad j = A, B, C, \quad (29)$$

де a_{1j} – величини, обернені індуктивностям розсіяння вторинних обмоток.

Диференціюючи рівняння (29) за часом, запишемо рівняння первинних струмів у диференціальній формі

$$\frac{dI_1}{dt} = a_1 \left(\frac{d\Psi_1}{dt} - \frac{dy}{dt} \right). \quad (30)$$

Підставимо рівняння струмів обмоток трансформатора (20), (30) у диференціальне рівняння стану магнетопровідника (28)

$$a_1 \left(\frac{d\Psi_1}{dt} - \frac{dy}{dt} \right) + HH_1 \left(\frac{d\Psi_2}{dt} - H_1 \frac{dy}{dt} \right) = P \frac{dy}{dt} + a_0 E_1 \frac{dy}{dt}. \quad (31)$$

Розв'язуючи рівняння (31) відносно часової похідної основних потокозчеплень, отримаємо

$$\frac{dy}{dt} = G_1 \frac{d\Psi_1}{dt} + G_2 \frac{d\Psi_2}{dt}, \quad (32)$$

де $G_1 = G^{-1}a_1$, $G_2 = G^{-1}HH_1$, $G = P + a_0 E_1 + a_1 + HH_1 H^T$.

Підставляючи диференціальне рівняння робочих потокозчеплень фаз (32) в диференціальне рівняння контурних струмів вторинної сторони трансформатора (20), отримаємо

$$\frac{dI_2}{dt} = H_1 \left(\frac{d\Psi_2}{dt} - H^T G_1 \frac{d\Psi_1}{dt} - H^T G_2 \frac{d\Psi_2}{dt} \right), \quad (33)$$

яке можна записати у вигляді

$$\frac{dI_2}{dt} = A_{21} \frac{d\Psi_1}{dt} + A_{22} \frac{d\Psi_2}{dt}, \quad (34)$$

де $A_{21} = -H_1 H^T G_1$, $A_{22} = H_1 (E - H^T G_2)$. Тут E – одинична матриця.

Струми первинної сторони визначаємо аналітично за рівнянням стану магнетопровідника (25)

$$\left. \begin{aligned} i_{1A} &= j_A(y_A) + a_0 y_0 - i_p, \\ i_{1B} &= j_B(y_B) + a_0 y_0 + i_p + i_q, \\ i_{1C} &= j_C(y_C) + a_0 y_0 - i_q. \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

До рівнянь (32), (34) додамо рівняння конденсаторів і з урахуванням виразів (5), (7), (9), (22) запишемо їх єдиним виразом

$$\frac{dX}{dt} = B(U - RI, -C^{-1}H_C^T I_1, i_p + i_q - u_{CH}/r_H), \quad (36)$$

де $X = (y_A, y_B, y_C, i_p, i_q, u_C, u_{CH})^T$ – матриця-стовпчик робочих потокозчеплень і контурних струмів вторинної обмотки трансформатора; $U = (H_U u_1 + H_C u_C, -u_{CH}, -u_{CH})^T$ – матриця-стовпчик напруг живлення обмоток; $I = (i_{1A}, i_{1B}, i_{1B}, i_{1C}, i_p, i_q)^T$ – матриця-стовпчик струмів обмоток; $R = \text{diag}(R_1, R_2)$ – матриця опорів; $B = \text{diag}(M, 1/C, 1/C_H)$, $M = (D, A_2)^T$ – матриці коефіцієнтів. Тут $A_2 = (A_{21}, A_{22})$ – матриця коефіцієнтів рівняння (34).

Розглянемо другу комбінацію, коли вентиля T_2, T_3, T_4 – відкриті, а T_1, T_5, T_6 – закриті. Рівняння електричних контурів первинної сторони трансформатора збігаються з відповідним матричним рівнянням (5).

Між фазними і контурними величинами вторинної сторони трансформатора справедливі співвідношення

$$i_{2A} = i_p + i_q, \quad i_{2B} = -i_p, \quad i_{2C} = -i_q, \quad (37)$$

$$e_p = e_{2A} - e_{2B}, \quad e_q = e_{2A} - e_{2C}. \quad (38)$$

Систему рівнянь (37) запишемо в матричному вигляді (13), де H – структурна матриця

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & \\ & -1 \end{bmatrix}. \quad (39)$$

Аналогічно можна записати рівняння (38) з урахуванням залежностей (8) у матричному вигляді (15). Вирази (17) – (20) не зміняться.

Враховуючи залежності (8), (38), отримаємо рівняння обмоток вторинної сторони

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_p}{dt} &= -u_{CH} - (r_{2A} + r_{2C} + R_{B3} + R_{B4})i_p - (r_{2A} + R_{B4})i_q, \\ \frac{d\Psi_q}{dt} &= -u_{CH} - (r_{2A} + R_{B4})i_p - (r_{2A} + r_{2B} + R_{B2} + R_{B4})i_q, \end{aligned} \right\} \quad (40)$$

Систему диференціальних рівнянь обмоток вторинної сторони трансформатора (40) запишемо в матричній формі (22), де R_2 – матриця опорів

$$R_2 = \begin{bmatrix} r_{2A} + r_{2C} + R_{B3} + R_{B4} & r_{2A} + R_{B4} \\ r_{2A} + R_{B4} & r_{2A} + r_{2B} + R_{B2} + R_{B4} \end{bmatrix}. \quad (41)$$

Рівняння магнетних контурів (24) з урахуванням залежностей (37) наберуть вигляду

$$\left. \begin{aligned} i_{1A} + i_p + i_q &= j_A(y_A) + a_0 y_0, \\ i_{1B} - i_p &= j_B(y_B) + a_0 y_0, \\ i_{1C} - i_q &= j_C(y_C) + a_0 y_0. \end{aligned} \right\} \quad (42)$$

Диференціюючи (42) за часом, отримаємо рівняння, аналогічне (28). Рівняння (29) – (36) залишаться без змін.

Умови відкриття і закривання вентилів запишемо у вигляді

$$U_j = \max(|u_a|, |u_b|, |u_c|), \quad (43)$$

$$\frac{di_q}{dt} < 0, \quad i_q = 0, \quad (44)$$

$$\text{де} \quad u_a = -u_{CH} + \frac{dy_B}{dt} - \frac{dy_A}{dt}, \quad u_b = -u_{CH} + \frac{dy_C}{dt} - \frac{dy_A}{dt}, \quad u_c = -u_{CH} + \frac{dy_C}{dt} - \frac{dy_B}{dt}. \quad (45)$$

Проте ми розглянули тільки дві (з шести можливих) комбінацій, коли відкрито три вентиля. Існує ще шість комбінацій, коли відкрито два вентиля, тобто коли в одній з фаз існує обрив. При такому режимі всі елементи другого стовпця матриці H повинні бути нульовими.

Якщо прийняти

$$r_{2A} = r_{2B} = r_{2C} = r_2, \quad R_{B1} = R_{B2} = R_{B3} = R_{B4} = R_{B5} = R_{B6} = R_B, \quad (46)$$

то в усіх випадках матриця опорів буде незмінною

$$R_2 = \begin{bmatrix} 2r_2 + 2R_B & r_2 + R_B \\ r_2 + R_B & 2r_2 + 2R_B \end{bmatrix}. \quad (47)$$

Порівнюючи всі чотири випадки, приходимо до висновку, що матриця H повинна бути замінена на матрицю H_2 , яку запишемо у вигляді добутку двох інших матриць

$$H_2 = HK, \quad (48)$$

де

$$H = \begin{bmatrix} m & \\ -m & -m \\ & m \end{bmatrix}, \quad K = \begin{bmatrix} 1 & \\ & k \end{bmatrix}. \quad (49)$$

Залежно від виконання умов (43), (44) в комутаційні матриці H , K необхідно внести зміни, дотримуючись такого алгоритму:

1. Якщо максимальною буде напруга u_a , то в матриці H (49) змінна $m = \text{sign}(u_a)$. Якщо при цьому виконається умова (44), тоді в матриці K приймаємо $k=0$.

2. Якщо максимальною буде напруга u_b , то в матриці H (49) змінна $m = \text{sign}(u_b)$. Крім того, в матриці H необхідно перший і другий рядки поміняти місцями і знаки всіх елементів матриці H поміняти на протилежні. Якщо при цьому виконається умова (44), тоді в матриці K приймаємо $k=0$.

3. Якщо максимальною буде напруга u_c , то в матриці H (49) змінна $m = \text{sign}(u_c)$. Крім того, в матриці H необхідно другий і третій рядки поміняти місцями. Якщо при цьому виконається умова (44), тоді в матриці K приймаємо $k=0$.

Як видно з алгоритму, тут немає циклічної заміни індексів фаз в рівняннях стану, що істотно спрощує алгоритм розрахунку, а комутаційні матриці H , K мають доволі простий алгоритм трансформації. Інтегруючи (36) від заданих початкових умов, отримаємо перехідний процес.

Аналіз результатів

Усталені режими каскаду “перетворювач числа фаз – трифазний мостовий випрямляч” проаналізовано за допомогою екстраполяційного методу з використанням e -алгоритму. При цьому досліджувалися режими роботи, коли каскад працює при різних значеннях ємності конденсатора. В розрахунках були використані такі значення параметрів трансформатора: $r_{1A} = r_{1B} = r_{1C} = 1.1$ Ом;

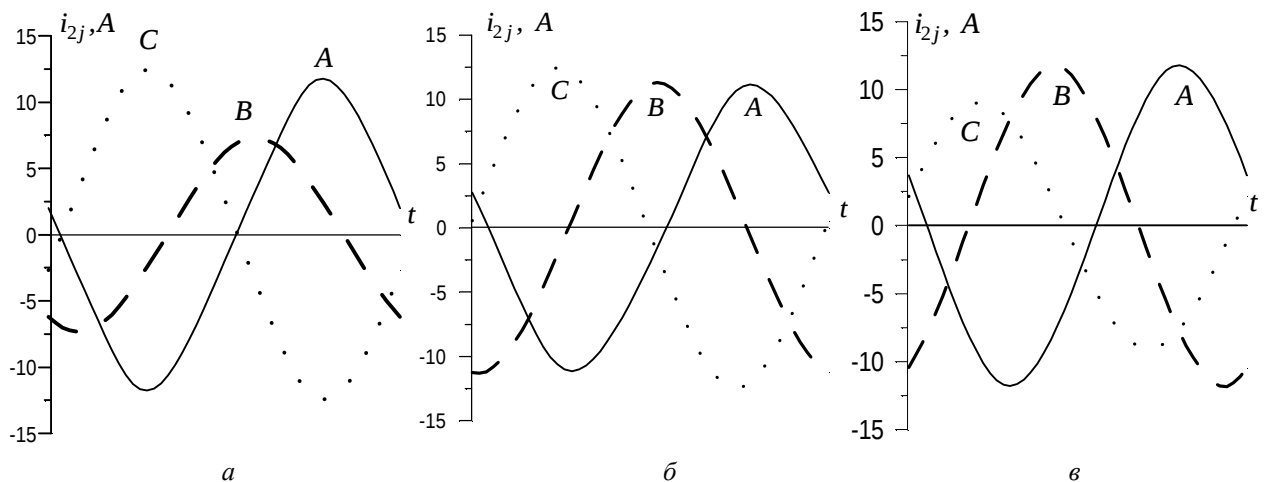


Рис. 3. Криві усталених значень струмів вторинної сторони трансформатора при: а – $C = 30$ мкФ, б – $C = 50$ мкФ, в – $C = 70$ мкФ

$r_{2A} = r_{2B} = r_{2C} = 2.0 \text{ Ом}; a_{1A} = a_{1B} = a_{1C} = 172 \text{ Гн}^{-1}; a_{2A} = a_{2B} = a_{2C} = 203 \text{ Гн}^{-1}; a_0 = 120 \text{ Гн}^{-1}$. Крива намагнення апроксимована кубічним сплайном. Розрахунки були виконані для трьох значень ємності конденсатора: $C = 30 \text{ мкФ}; 50 \text{ мкФ}; 70 \text{ мкФ}$. Напругу живлення визначали за формулою $u_1 = U_M \sin(\omega t)$, де $U_M = 311 \text{ В}$ – амплітуда, $\omega = 314.1593 \text{ рад/с}$ – кругова частота.

На рис. 3, а наведено розрахункові криві струмів вторинної обмотки трансформатора за ємності конденсатора $C = 30 \text{ мкФ}$. Струми всіх фаз є дуже близькими до синусоїдальних залежностей. Як видно з рисунка, струми фаз A і B мають майже однакову амплітуду, що приблизно дорівнює 12 А , натомість струм фази C за амплітудою є значно меншим. Існує також і незначне фазове спотворення. На рис. 3, б наведено розрахункові криві струмів вторинної обмотки трансформатора за ємності конденсатора $C = 50 \text{ мкФ}$. Тут, на відміну від попереднього випадку, найбільшу амплітуду має струм фази C , проте різниця амплітуд у всіх трьох фазах є меншою. На рис. 3, в наведено розрахункові криві струмів вторинної обмотки трансформатора за ємності конденсатора $C = 70 \text{ мкФ}$. Тут порівняно з попередніми випадками однакову амплітуду мають струми фаз A і C , а струм фази B має удвічі меншу амплітуду. Спостерігається також і значне фазове спотворення. Так, струми фаз A і C зсунуті на 180° , а не на 120° , як це має бути.

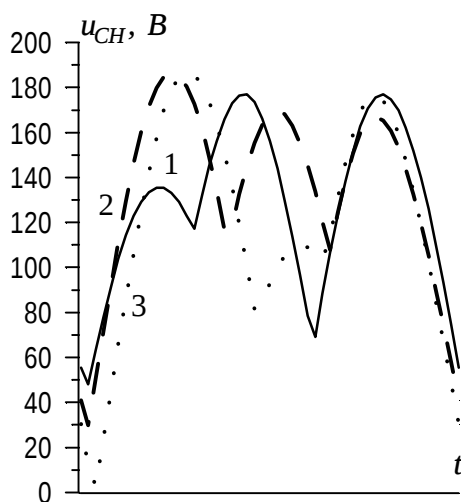


Рис. 4. Розрахункові криві усталених значень напруг навантаження: 1 – $C = 30 \text{ мкФ}$, 2 – $C = 50 \text{ мкФ}$, 3 – $C = 70 \text{ мкФ}$

На рис. 4 наведено розрахункові криві усталених значень напруг навантаження. Режиму при $C = 30 \text{ мкФ}$ відповідає крива 1, крива 2 відповідає режиму при $C = 50 \text{ мкФ}$, крива 3 – режиму при $C = 70 \text{ мкФ}$. Порівнюючи отримані результати, можна зробити такі висновки. Перша крива має два однакові екстремуми, а третій екстремум набагато менший, натомість між першими двома екстремумами є значне падіння амплітуди, що робить цю криву дуже несиметричною. Друга крива має три майже однакові екстремуми, і падіння амплітуди між ними є набагато меншим. Це означає, що дана крива є значно ближчою до постійного сигналу ніж перша, хоча обидві вони на початку періоду мають значні провали. Третя крива має ще більші коливання амплітуди, ніж перша, тому найкращий результат ми отримали за ємності конденсатора $C = 50 \text{ мкФ}$. За допомогою цієї програми можна виконати точніше параметричну оптимізацію, детальніше дослідивши вплив ємності конденсатора.

Висновок

Розроблено алгоритм аналізу перехідних і усталених процесів каскаду “перетворювач числа фаз – трифазний мостовий випрямляч”, орієнтований на явні методи числового інтегрування. Напівпровідникові вентиля моделюють за схемою ідеального ключа, що в рівняннях динаміки відображено додатковими логічними змінними, які набувають значень $0, \pm 1$. Це значно спрощує алгоритм аналізу та зменшує обсяг обчислювальних операцій.

1. Баранов В.Л. Дифференциально-тейлоровская модель нелинейных краевых задач // Электронное моделирование.—2000.—№ 4.—С. 25 — 31. 2. Боев В.М. Использование разрывных функций для расчета переходных процессов и импульсных воздействий в линейных электрических цепях // Электронное моделирование.— 2002. — № 6. — С. 67— 79. 3. Бондаренко В.М., Абилов С.Т. Дискретные методы нелинейных трансформаторов и их программная реализация на ЭВМ. – К., 1987. – Препринт – 518 // ИЭД АН УССР. 4. Глухивский Л. И. Расчет периодических процессов электротехнических устройств. – Львов: Вища школа, 1984. – 164 с. 5. Мерабишвили П.Ф., Случанко Е.И. Исследование переходных и установившихся процессов в трехфазных мостовых

выпрямителях с помощью коммутационных функций // *Электричество*. – 1973. – № 4. – С. 21–26. 6. Новский В.А., Жарский Б.К., Козлов А.В., Бойко П.С. Анализ режимов работы и энергетических показателей однофазных сетевых выпрямителей // *Техн. электродинамика. Тематичний випуск. Силова електроніка та енергоефективність*. – 2009. Ч. 4. – С. 15 – 18. 7. Плахтына Е.Г. Математическое моделирование электромашино-вентильных систем. — Львов: Вища школа, 1986. — 164 с. 8. Самотий В.В. Математичне моделювання стаціонарних процесів електромагнетних пристроїв систем керування. — Львів: Фенікс, 1997. — 170 с. 9. Чабан В.И., Самотий В.В. Применение экстраполяционного метода в задачах ускоренного поиска стационарных процессов электромагнитных устройств // *Изв. вузов. Электромеханика*. – 1987. – № 8. – С. 13 – 17. 10. Эйприлл Т., Трик Т. Анализ стационарного режима нелинейных цепей с периодическими входными сигналами // *В кн.: Автоматизация в проектировании*. – М.: Мир, 1972. – С. 148 – 155.

УДК 681.325.5-181.4

В. Глухов, Р. Еліас

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра електронно-обчислювальних машин

ПЕРЕТИННА ДЕКОМПОЗИЦІЯ ЦИФРОВИХ АВТОМАТІВ

© Глухов В., Еліас Р., 2010

Визначено найкращий спосіб перетинної декомпозиції цифрових автоматів.

In this article the best way of finite state machines overlapping decomposition is described.

Вступ

Аналогія між використанням підпрограм та багаторівневих структур дає змогу адаптувати відомі програмні рішення для проектування багаторівневих спеціалізованих процесорів.

Пропонується процедурне абстрагування та декомпозицію застосувати для проектування багаторівневих спеціалізованих обчислювачів, а саме, їхніх керуючих цифрових автоматів.

У роботі визначається найкращий спосіб перетинної декомпозиції цифрових автоматів. Для цього автомат представляється як мікропрограмний. Співвідношення об'ємів пам'яті мікрокоманд використовується як критерій перетинної декомпозиції.

Постановка проблеми

Для апаратної реалізації гарантоздатних систем використовується апаратна аналогія процедурної абстракції – багаторівневі системи. Для керування багаторівневими ієрархічними структурами потрібно мати, відповідно, ієрархічну систему керуючих цифрових автоматів. Актуальною є задача декомпозиції одного автомата, який реалізує загальний алгоритм розв'язання задачі на декілька ієрархічно зв'язаних автоматів, кожний з яких керує окремим рівнем багаторівневої системи. У статті розглядається розв'язок задачі знаходження найкращого варіанта перетинної декомпозиції цифрового автомата на два ієрархічно зв'язані між собою автомати.

Аналіз основних досліджень та публікацій

Аналогія між використанням підпрограм та багаторівневих структур дає змогу адаптувати відомі програмні рішення для проектування багаторівневих спеціалізованих процесорів. Для проектувальників апаратних систем дуже актуальною є проблема “Hardware-Software Codesign” (одночасне розроблення апаратного і програмного забезпечення) [1, 2], для вирішення якої можна використати методи об'єктно-орієнтованого програмування (ООП) [3].