

На основі проведеного аналізу результатів роботи систем отримано, що запропонована система керування дає змогу зменшити значення функціоналу якості (1) на 15,37 % зокрема, в кожній з фаз на відповідно 3,39; 7,58; 4,4 %.

1. Лозинський О.Ю., Паранчук Я.С., Лозинський А.О. Регулювання дисперсії вихідної координати шляхом формування випадкового керуючого впливу // *Теорія та моделі пристроїв вимірювальної і перетворювальної техніки: Зб. наук. пр. – К., 1993. – С. 43–45.*  
 2. Лозинський О.Ю., Маруцак Я.Ю. Ймовірнісна тривимірна модель системи регулювання електричного режиму дугово-сталеплавильної печі // *Вісн. Львів. політехн. ін-ту. – 1991. – № 253. – С. 69–72.*  
 3. Лозинський О.Ю., Маруцак Я.Ю. Тривимірна стохастична модель системи регулювання електричного режиму дугової сталеплавильної печі // *Автоматизація виробничих процесів в машинобудуванні і приладобудуванні: Респ. міжвід. наук.-техн. зб. – Львів, 1993. – Вип. 31. – С. 7–11.*  
 4. Пат. 6810 Україна. Пристрій для автоматичного регулювання електричного режиму трифазної дугової електропечі / О.Ю.Лозинський, Л.Д.Костинюк, Я.Ю.Маруцак і ін. – *Опубл. 1994, Бюл. № 8–1.*  
 5. А. с. 1823158 СССР. Устройство для автоматического регулирования электрического режима трехфазной дуговой электропечи / О.Ю.Лозинский, Л.Д.Костинюк, Я.Ю.Маруцак и др. – *Опубл. 1993, Бюл. № 23.*  
 6. David Goldberg. *Algorytmy genetyczne i ich zastosowania. – Warszawa, 1998. – 408 s.*  
 7. Лозинський О., Маруцак Я., Лозинський А. Математична модель системи переміщення електродів дугової сталеплавильної печі з врахуванням кіл живлення дуг // *Технічна електродинаміка. Спец. вип. – К., 1998.*

УДК 621.313.33

М. Лябук, А. Маляр, В. Маляр, О. Шегедин

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра ТЗЕ

## МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ В АСИНХРОННИХ ДВИГУНАХ ПІД ЧАС ЖИВЛЕННЯ ВІД ТРН

© Лябук М., Маляр А., Маляр В., Шегедин О., 2001

**Розглянуто питання математичного моделювання перехідних і стаціонарних процесів в асинхронному двигуні під час живлення від ТРН на основі застосування сплайн-функцій. Стаціонарний процес отримується розв'язуванням двоточкової крайової задачі для диференціальних рівнянь, які його описують. Враховується насичення магнітопроводу та витіснення струму.**

**The issues of mathematical modelling of transient and steady-state processes in an asynchronous motor powered by a thyristor voltage regulator using spline functions have been considered. The steady process is obtained by solving the two-point boundary problem for differential equations describing the process. Thereat, the magnetic circuit saturation and current displacement are taken into account.**

Напруга на затискачах обмотки статора асинхронного двигуна (АД), який живиться від тиристорного регулятора напруги (ТРН) несинусоїдна, а це впливає на електромагнітні процеси в двигуні, зокрема, на струми в контурах та електромагнітний момент. Для

проектування АД, призначених для роботи в електроприводах з регулюванням за допомогою силових напівпровідникових перетворювачів, необхідно мати достовірну інформацію про їх поведінку в експлуатації з метою налагодження регуляторів та формування обмежень електромеханічних навантажень. Отримання такої інформації методами математичного моделювання є актуальною задачею. Стаття присвячена методам моделювання перехідних та стаціонарних процесів АД при живленні від ТРН. Найбільш повно відобразити реальні процеси, які існують при цьому, можна у фізичних координатах, однак, у цьому випадку достатньо високу точність результатів розрахунку можна досягти в трифазній системі координат “загальмований ротор”. Ця система координат є фізичною для контурів статора і перетвореною – для контурів ротора. Будемо розглядати універсальну математичну модель, яка б давала змогу досліджувати АД як з фазним, так і з короткозамкненим ротором. Причому з метою урахування витіснення струму у стрижнях ротора їх розділимо по висоті паза на  $n$  шарів, кожен з яких представимо еквівалентною трифазною обмоткою, які мають взаємоіндуктивні зв’язки на шляхах пазового розсіяння та основного магнітного потоку [4]. При цьому електромагнітні процеси в АД описуються нелінійною системою, яка складається з диференціальних рівнянь (ДР)

$$\begin{aligned}
 \frac{d\psi_{AB}}{dt} &= u_{AB} - r_{\phi A} i_A + r_{\phi B} i_B ; \\
 \frac{d\psi_{BC}}{dt} &= u_{BC} - r_{\phi B} i_B + r_{\phi C} i_C ; \\
 \frac{d\psi_{\tilde{a}_l \tilde{b}_l}}{dt} &= -\alpha (\psi_{\tilde{b}_l} - 2\psi_{\tilde{c}_l} + \psi_{\tilde{a}_l}) - r_{\tilde{a}_l} i_{\tilde{a}_l} + r_{\tilde{b}_l} i_{\tilde{b}_l} ; \\
 \frac{d\psi_{\tilde{b}_l \tilde{c}_l}}{dt} &= -\alpha (\psi_{\tilde{c}_l} - 2\psi_{\tilde{a}_l} + \psi_{\tilde{b}_l}) - r_{\tilde{b}_l} i_{\tilde{b}_l} + r_{\tilde{c}_l} i_{\tilde{c}_l} ; \\
 &\vdots \\
 \frac{d\psi_{\tilde{a}_n \tilde{b}_n}}{dt} &= -\alpha (\psi_{\tilde{b}_n} - 2\psi_{\tilde{c}_n} + \psi_{\tilde{a}_n}) - r_{\tilde{a}_n} i_{\tilde{a}_n} + r_{\tilde{b}_n} i_{\tilde{b}_n} ; \\
 \frac{d\psi_{\tilde{b}_n \tilde{c}_n}}{dt} &= -\alpha (\psi_{\tilde{c}_n} - 2\psi_{\tilde{a}_n} + \psi_{\tilde{b}_n}) - r_{\tilde{b}_n} i_{\tilde{b}_n} + r_{\tilde{c}_n} i_{\tilde{c}_n} .
 \end{aligned} \tag{1a}$$

де  $\alpha = \omega / \sqrt{3}$ ;  $\psi_{AB} = \psi_A - \psi_B$ ;  $\psi_{BC} = \psi_B - \psi_C$ ;  $\psi_{\tilde{a}_\xi \tilde{b}_\xi} = \psi_{\tilde{a}_\xi} - \psi_{\tilde{b}_\xi}$ ;  $\psi_{\tilde{b}_\xi \tilde{c}_\xi} = \psi_{\tilde{b}_\xi} - \psi_{\tilde{c}_\xi}$  ( $\xi = 1, \dots, n$ ) – потокозчеплення фаз статора та  $n$  еквівалентних обмоток ротора;  $r_{\phi A} = r_A + r_{vA}$ ;  $r_{\phi B} = r_B + r_{vB}$ ;  $r_{\phi C} = r_C + r_{vC}$  – активні опори фаз статора та відповідних вентилів;  $i_A, i_B, i_C, i_{a\xi}, i_{b\xi}, i_{c\xi}$  – струми фаз статора та  $n$  еквівалентних обмоток ротора, та  $(n+1)$ -го скінченних рівнянь

$$\begin{aligned}
 i_A + i_B + i_C &= 0 ; \\
 i_{\tilde{a}_l} + i_{\tilde{b}_l} + i_{\tilde{c}_l} &= 0 ; \\
 &\vdots \\
 i_{\tilde{a}_n} + i_{\tilde{b}_n} + i_{\tilde{c}_n} &= 0 .
 \end{aligned} \tag{16}$$

Для розрахунку електромеханічних перехідних процесів систему (1) необхідно доповнити рівнянням руху ротора

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J}(M_e - M_\epsilon), \quad (2)$$

де  $J$  – момент інерції ротора АД разом з виконавчим механізмом;  $p$  – кількість пар полюсів;  $M_\epsilon$  – момент на валу АД;  $M_e$  – електромагнітний момент.

При застосуванні для розрахунку перехідних процесів в АД явних методів числового інтегрування ДР вентилі апроксимують  $R$ - $L$ -гілками, що призводить до спотворень картини процесів, які відбуваються в контурах. Застосування неявних методів дає змогу апроксимувати вентилі активними опорами, значення яких під час комутації змінюється стрибком.

Розглянемо алгоритм застосування для розрахунку перехідних процесів розробленого в [2] модифікованого методу формул диференціювання назад, в якому замість звичайних поліномів використовуються кубічні сплайни. З метою спрощення запишемо систему (1) рівнянь у матрично-векторній формі

$$\Pi_1 \frac{d\vec{\Psi}}{dt} = \vec{u} - \Pi_2 \vec{\Psi} - R\vec{i}; \quad \Gamma\vec{i} = 0, \quad (3a, б)$$

де

$$\vec{\Psi} = (\Psi_{AB}, \Psi_{BC}, \Psi_{\tilde{a}1}, \Psi_{\tilde{b}1}, \Psi_{\tilde{c}1}, \dots, \Psi_{\tilde{a}n}, \Psi_{\tilde{b}n}, \Psi_{\tilde{c}n})^T;$$

$$\vec{i} = (i_A, i_B, i_C, i_{\tilde{a}1}, i_{\tilde{b}1}, i_{\tilde{c}1}, \dots, i_{\tilde{a}n}, i_{\tilde{b}n}, i_{\tilde{c}n})^T;$$

$$\vec{u} = (u_{AB}, u_{BC}, 0, \dots, 0)^T;$$

$$\Pi_1 = \begin{array}{|cccccccc|} \hline I & -I & & & & & & & \\ \hline & I & -I & & & & & & \\ \hline & & & I & -I & & & & \\ \hline & & & & I & -I & & & \\ \hline & & & & & & \ddots & & \\ \hline & & & & & & & I & -I \\ \hline & & & & & & & & I & -I \\ \hline \end{array};$$

$$\Pi_2 = \begin{array}{|ccccccc|} \hline 0 & 0 & 0 & & & & & & & \\ \hline 0 & 0 & 0 & & & & & & & \\ \hline & & & \alpha & \alpha & -2\alpha & & & & \\ \hline & & & -2\alpha & \alpha & \alpha & & & & \\ \hline & & & & & & \ddots & & & \\ \hline & & & & & & & \alpha & \alpha & -2\alpha \\ \hline & & & & & & & -2\alpha & \alpha & \alpha \\ \hline \end{array};$$

$$R = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline -r_{\phi A} & r_{\phi B} & & & & & & & & \\ \hline & -r_{\phi B} & r_{\phi C} & & & & & & & \\ \hline & & & -r_{\tilde{a}_1} & r_{\tilde{b}_1} & & & & & \\ \hline & & & & -r_{\tilde{b}_1} & r_{\tilde{c}_1} & & & & \\ \hline & & & & & & \ddots & & & \\ \hline & & & & & & & -r_{\tilde{a}_n} & r_{\tilde{b}_n} & \\ \hline & & & & & & & & -r_{\tilde{b}_n} & r_{\tilde{c}_n} \\ \hline \end{array};$$

$$\Gamma = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline I & I & I & & & & & & & \\ \hline & & & I & I & I & & & & \\ \hline & & & & & & \ddots & & & \\ \hline & & & & & & & I & I & I \\ \hline \end{array}.$$

У відповідності з [2] алгебричний аналог системи (1а) рівнянь на  $j$ -му кроці інтегрування має вигляд

$$\sigma_0 \Pi_1 \bar{\Psi}_j + \beta_0 \bar{z}_j = -\sigma_2 \Pi_1 \bar{\Psi}_{j-2} - \beta_2 \bar{z}_{j-2} - \sigma_1 \Pi_1 \bar{\Psi}_{j-1} - \beta_1 \bar{z}_{j-1}, \quad (4a)$$

де

$$\sigma_0 = -\frac{3}{h_j^2}; \quad \sigma_1 = \frac{3}{h_j^2} - \frac{3}{h_{j-1}^2}; \quad \sigma_2 = \frac{3}{h_{j-1}^2}; \quad \beta_0 = \frac{1}{h_j}; \quad \beta_1 = \frac{2}{h_j} + \frac{2}{h_{j-1}}; \quad \beta_2 = \frac{1}{h_{j-1}};$$

$$\bar{z}_j = \bar{u}_j - \Pi_2 \bar{\Psi}_j - R_j \bar{i}_j.$$

Аналогічно для рівняння (2) отримаємо

$$\sigma_0 \omega_j + \beta_0 \chi_j = -\sigma_2 \omega_{j-2} - \beta_2 \omega_{j-2} - \sigma_1 \omega_{j-1} - \beta_1 \chi_{j-1}, \quad (4b)$$

$$\text{де } \chi_j = \frac{p}{J} (M_{ej} - M_e).$$

Рівняння (4а), (4б) зв'язують між собою значення координат у трьох останніх точках за умови апроксимації кубічними сплайнами. Для визначення вектора  $\bar{i}$  струмів контурів та швидкості  $\omega$  обертання ротора їх необхідно доповнити рівнянням

$$\Gamma \bar{i} = 0. \quad (4в)$$

Згідно з методом Ньютона система рівнянь для обчислення поправок  $\Delta \bar{i}_j^{(l)}$  та  $\omega_j^{(l)}$  на  $l$ -й ітерації має вигляд

$$\begin{array}{|c|c|} \hline (\sigma_0 \Pi_1 - \beta_0 \Pi_2) L_j - \beta_0 R_j & 0 \\ \hline \sigma_0 \Gamma & 0 \\ \hline \beta_0 \frac{p}{J} \frac{\partial M_e}{\partial \bar{i}} \Big|_j & \sigma_0 \\ \hline \end{array} \times \begin{array}{|c|} \hline \Delta \bar{i}_j^{(l)} \\ \hline \Delta \omega_j^{(l)} \\ \hline \end{array} = \bar{Q},$$

де  $\bar{Q}$  – значення вектора нев'язок системи (3) при  $\bar{i} = \bar{i}_j^{(l)}$ ,  $\omega = \omega_j^{(l)}$ ;

$$L_j = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline P_{SS_j} & P_{SR_{1j}} & \dots & P_{SR_{nj}} \\ \hline P_{R_1S_j} & P_{R_1R_{1j}} & & P_{R_1R_{nj}} \\ \hline \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \hline P_{R_nS_j} & P_{R_nR_{1j}} & \dots & P_{R_nR_{nj}} \\ \hline \end{array},$$

де

$$P_{SS_j} = \begin{array}{|c|c|c|} \hline L_{AAj} - L_{BAj} & L_{ABj} - L_{BBj} & L_{ACj} - L_{BCj} \\ \hline L_{BAj} - L_{CAj} & L_{BBj} - L_{CBj} & L_{BCj} - L_{CCj} \\ \hline \end{array};$$

$$P_{R_kS_j} = \begin{array}{|c|c|c|} \hline L_{\tilde{a}_kA_j} - L_{\tilde{b}_kA_j} & L_{\tilde{a}_kB_j} - L_{\tilde{b}_kB_j} & L_{\tilde{a}_kC_j} - L_{\tilde{b}_kC_j} \\ \hline L_{\tilde{b}_kA_j} - L_{\tilde{c}_kA_j} & L_{\tilde{b}_kB_j} - L_{\tilde{c}_kB_j} & L_{\tilde{b}_kC_j} - L_{\tilde{c}_kC_j} \\ \hline \end{array};$$

$$P_{SR_{kj}} = \begin{array}{|c|c|c|} \hline L_{A\tilde{a}_{kj}} - L_{B\tilde{a}_{kj}} & L_{A\tilde{b}_{kj}} - L_{B\tilde{b}_{kj}} & L_{A\tilde{c}_{kj}} - L_{B\tilde{c}_{kj}} \\ \hline L_{B\tilde{a}_{kj}} - L_{C\tilde{a}_{kj}} & L_{B\tilde{b}_{kj}} - L_{C\tilde{b}_{kj}} & L_{B\tilde{c}_{kj}} - L_{C\tilde{c}_{kj}} \\ \hline \end{array};$$

$$P_{R_kR_{\xi_j}} = \begin{array}{|c|c|c|} \hline L_{\tilde{a}_k\tilde{a}_{\xi_j}} - L_{\tilde{b}_k\tilde{a}_{\xi_j}} & L_{\tilde{a}_k\tilde{b}_{\xi_j}} - L_{\tilde{b}_k\tilde{b}_{\xi_j}} & L_{\tilde{a}_k\tilde{c}_{\xi_j}} - L_{\tilde{b}_k\tilde{c}_{\xi_j}} \\ \hline L_{\tilde{b}_k\tilde{a}_{\xi_j}} - L_{\tilde{c}_k\tilde{a}_{\xi_j}} & L_{\tilde{b}_k\tilde{b}_{\xi_j}} - L_{\tilde{c}_k\tilde{b}_{\xi_j}} & L_{\tilde{b}_k\tilde{c}_{\xi_j}} - L_{\tilde{c}_k\tilde{c}_{\xi_j}} \\ \hline \end{array};$$

$k, \xi = 1, \dots, n$ .

Для розрахунку перехідного процесу у відповідності з рівняннями (4а), (4б) необхідно мати значення координат режиму у двох попередніх точках, що можна здійснити, використовуючи так званий природний кубічний сплайн на двоточковому шаблоні, що призводить до рівнянь [2]

$$3\Pi_1\bar{\psi}_j - 2h_j\bar{z}_j = 3\Pi_1\bar{\psi}_{j-1} - h_j\bar{z}_{j-1}; \quad (5a)$$

$$3\omega_j - 2h_j\chi_j = 3\omega_{j-1} - h_j\chi_{j-1}. \quad (5б)$$

Користуватись формулами (5) необхідно не тільки на початку перехідного процесу, а й кожен раз під час комутації вентиля. Якщо на  $j$ -му кроці інтегрування ДР встановлено, що струм  $i_k$  вентиля  $k$  контуру змінив знак, то результат розрахунку на цьому кроці відкидається, оскільки необхідно визначити момент переходу миттєвого значення струму вентиля через нуль. Для цього в рівнянні (4) необхідно підставити значення струму  $i_k = 0$  і визначити значення кроку  $h_j$ , яке йому відповідає. Такий підхід дає змогу не тільки визначити момент закривання вентиля, але й сукупність всіх координат у цій вузловій точці, які є початковими умовами для нового “старту” алгоритму розрахунку.

Відзначимо, що стаціонарний процес в АД при його живленні від ТРН характеризується несинусоїдною зміною координат в часі, причому період  $T$  дорівнює періоду зміни напруги живлення. Тому, якщо нас цікавить тільки усталений режим, то інтегрувати систему ДР електромеханічної рівноваги недоцільно й неефективно з багатьох міркувань. Часові залежності координат режиму на періоді у цьому випадку можна знайти розв’язанням двоточної крайової задачі, наведеної в [1] диференціальним сплайн-методом. Для цього вихідна система ДР алгебризується на основі сплайн-апроксимації координат режиму

з урахуванням умов періодичності. Алгебризована система рівнянь електричної рівноваги має вигляд

$$(H_c \Pi_{1c} - \Pi_{2c}) \vec{\Psi}_c = \vec{U}_c - R_c \vec{I}_c, \quad (6a)$$

де  $H_c$  – матриця, елементи якої визначаються сіткою  $N$  вузлів на періоді [2]:

$$\Pi_{1c} = \text{diag}(\Pi_1, \dots, \Pi_1); \quad \Pi_{2c} = \text{diag}(\Pi_2, \dots, \Pi_2)$$

– діагональні матриці, утворені з  $N$  матриць  $\Pi_1$  та  $\Pi_2$ ;

$$\vec{\Psi}_c = (\vec{\psi}_1, \dots, \vec{\psi}_N)^T; \quad \vec{U}_c = (\vec{u}_1, \dots, \vec{u}_N); \quad \vec{I}_c = (\vec{i}_1, \dots, \vec{i}_N); \quad R_c = \text{diag}(R_1, \dots, R_N)$$

– вектори, утворені з вузлових значень відповідних векторів  $\vec{\psi}$ ,  $\vec{u}$ ,  $\vec{i}$  та діагональна матриця, утворена з матриць  $R$ .

Рівняння (4б), записане для всіх  $N$  вузлів періоду, доповнює систему (5а) скінченних рівнянь до замкненої

$$\Gamma_c \vec{I}_c = 0, \quad (6б)$$

де  $\Gamma_c = \text{diag}(\Gamma, \dots, \Gamma)$  – діагональна матриця, складена з  $N$  матриць  $\Gamma$ .

Розв'язування отриманої нелінійної системи (6б) скінченних рівнянь здійснюється диференціальним методом з ітераційним уточненням методом Ньютона. Для цього введемо параметр  $\epsilon$  за допомогою множення вектора прикладених напруг на  $\epsilon$ , тобто прийнявши

$$u_{AB_j} = \epsilon u_{AB_{3j}}; \quad u_{BC_j} = \epsilon u_{BC_{3j}},$$

де  $u_{AB_{3j}}$ ,  $u_{BC_{3j}}$  – задані значення відповідних напруг у вузлах сітки періоду.

З урахуванням (6)  $\vec{U}_c = \epsilon \vec{U}_{c\epsilon}$ . При зміні  $\epsilon$  від нуля до одиниці вектор  $\vec{I}_c$  буде змінюватись від нуля до заданих значень, тобто

$$\vec{I}_c = \vec{I}_c(\epsilon).$$

В свою чергу

$$\frac{d\vec{\Psi}_c}{d\vec{I}_c} = \frac{\partial \Psi_c}{\partial \vec{I}_c} \frac{d\vec{I}_c}{d\epsilon} = L_c \frac{d\vec{I}_c}{d\epsilon}.$$

Оскільки потокозчеплення кожного з контурів АД в  $j$ -му вузлі залежить тільки від значення вектора  $\vec{i}_j$  струмів у цьому ж вузлі, то матриця  $L_c$  є блоково-діагональною

$$L_c = \text{diag}(L_1, \dots, L_N),$$

кожен блок якої – це значення матриці  $L_j$  в  $j$ -му вузлі періоду. Елементи цієї матриці визначають згідно з викладеним в [3].

Після диференціювання параметризованої системи по  $\epsilon$  отримаємо

$$\left( \frac{(H_c \Pi_{1c} - \Pi_{2c}) L_c - R_c}{\Gamma_c} \right) \frac{d\vec{I}_c}{d\epsilon} = \vec{U}_{c\epsilon}. \quad (7)$$

Проінтегрувавши систему (6) ДР в межах від  $\epsilon = 0$  до  $\epsilon = 1$ , отримаємо значення вектора  $\vec{I}_c$  при заданому ковзанні  $s$ , яке уточнюємо методом Ньютона. Однак здебільшого необхідно розраховувати періодичний режим при заданому моменті на валу з урахуванням пульсації швидкості обертання. Для цього необхідно обчислити значення електромагнітного моменту у кожному вузлі періоду та визначити нев'язки

$$Q_{mj} = M_{ej} - M_{e\epsilon}. \quad (8)$$

Записавши рівняння (2) у вигляді

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (M_e - M_\epsilon - \epsilon Q_M), \quad (9)$$

апроксимуємо його на сітці вузлів періоду. у результаті отримаємо

$$H\bar{\Omega} = \bar{\Phi}, \quad (10)$$

де  $\bar{\Omega} = (\omega_1, \dots, \omega_N)$ ,  $\bar{\Phi} = (\varphi_1, \dots, \varphi_N)$ ;

$$\varphi = \frac{P}{J} (M_{ej} - M_\epsilon - \epsilon Q_M).$$

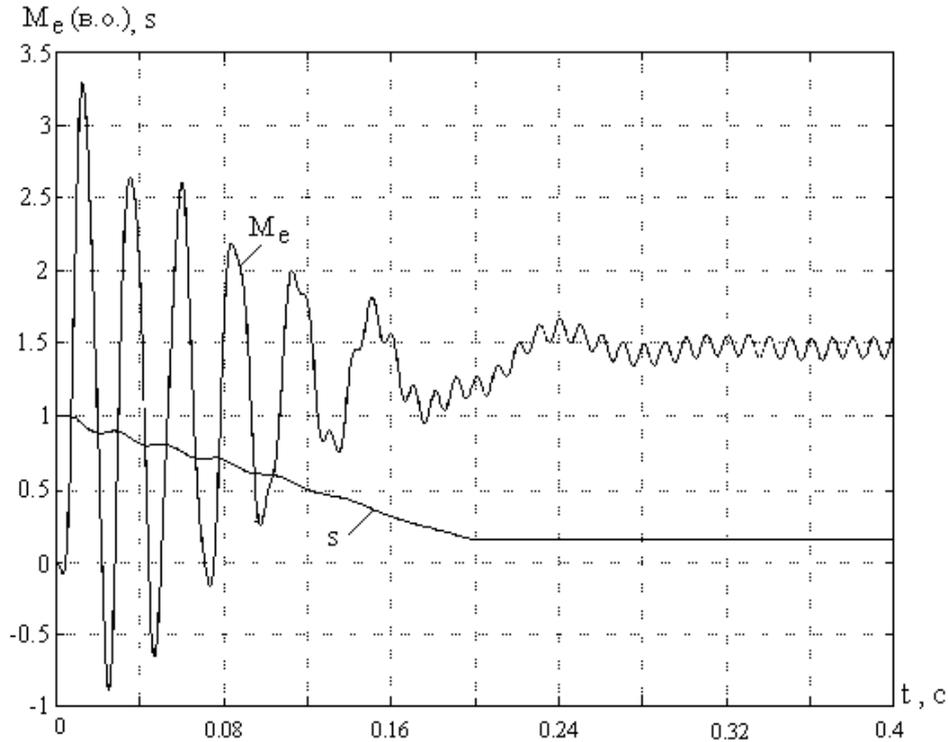


Рис.1. Залежності електромагнітного моменту та ковзання в перехідному процесі під час пуску АД

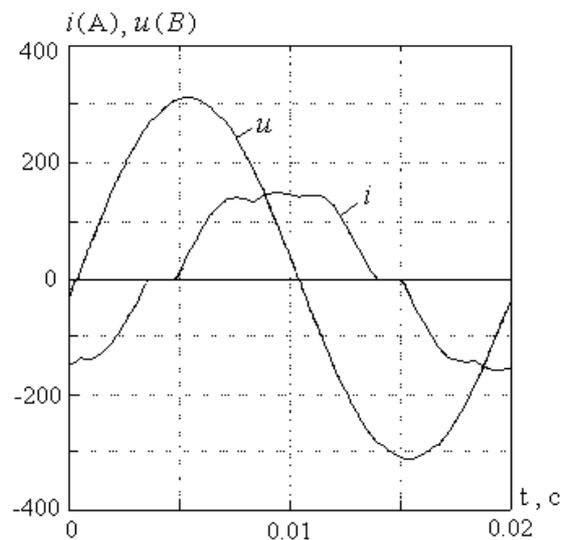


Рис.2. Залежності від часу напруги мережі та струму фази статора АД під час живлення від ТРН

Розв'язок системи (6), (10) здійснюємо диференціальним методом з подальшим ітераційним уточненням методом Ньютона. Результати математичного моделювання перехідного та періодичного процесів АД з короткозамкненим ротором зображені на рис.1, 2.

1. Маляр В.С. Основные положения сплайн-метода расчета периодических режимов работы электрических цепей // *Электроника и связь*. – 1998. – Вып. 5. – С. 11–14. 2. Маляр В., Совин Р. Метод математичного моделювання перехідних процесів в електромеханічних перетворювачах // *Вісн. ДУ “Львівська політехніка”*. – 2000. – Вып. 403. – С. 93–96. 3. Фильц Р.В. Математические основы теории электромеханических преобразователей. – К., 1979. – 208 с. 4. Фильц Р.В., Онышко Е.А., Плахтына Е.Г. Алгоритм расчета переходных процессов в асинхронной машине с учетом насыщения и вытеснения тока // *Преобразователи частоты для электропривода*. – Кишинев, 1979. – С. 11–22.

УДК 621.314.58

**М.П. Макаренко, М.М. Юрченко, В.І. Сенько, О.М. Юрченко**

Національний технічний університет України “Київський політехнічний інститут”

Інститут електродинаміки НАН України

## **МАТЕМАТИЧНЕ І КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ У ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ЧАСТОТИ З ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ**

© Макаренко М.П., Юрченко М.М., Сенько В.І., Юрченко О.М., 2001

**Розроблена математична модель перетворювача частоти з комп'ютерною орієнтацією її використання. Моделювання проведено з поданням математичного опису процесів узагальненими багатопараметричними функціями.**

**The mathematical model of the converter of frequency with computer by orientation of its use is developed. The modelling is carried out with representation of the mathematical description of processes by generalising multiparametrical functions.**

Проектування джерел вторинного електроживлення на основі перетворювачів частоти (ПЧ) з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) вихідної напруги пов'язано з моделюванням і аналізом електромагнітних процесів у них з урахуванням особливостей алгоритму керування їхніми силовими ключами і характеру навантаження.

У ПЧ з ШІМ вихідної напруги (рис. 1) реалізується багатоканальний спосіб перетворення параметрів електромагнітної енергії мережі, при якому в блоці силових модуляторів (БСМ) здійснюється розгалужена модуляція фазних напруг трифазної мережі частоти  $\omega_1$  відповідними їм еквівалентними впливами трифазної системи частоти  $\omega_2$ . Вихідні напруги модуляторів підсумовуються в загальному контурі навантаження і складають таким чином вихідну напругу ПЧ, якісні характеристики якої, за необхідності, можуть поліпшуватись за допомогою вихідного Г-подібного резонансного фільтру.