

МАКРОМОДЕЛЬ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ ПІД ЧАС ЖИВЛЕННЯ ВІД ТИРИСТОРНОГО РЕГУЛЯТОРА НАПРУГИ

© Стахів П.Г., Маляр В.С., Селепина Й.Р., 2009

Розглядається питання математичного моделювання динамічних режимів роботи асинхронного двигуна, який живиться від тиристорного перетворювача напруги, з урахуванням несинусоїдності напруги живлення та насичення магнітопроводу на основі використання макромоделей.

The paper is devoted to problem of mathematical modeling of asynchronous motor dynamic modes supplied from thyristor voltage converter. In proposed macromodel non-sinusoidal character of supply voltage and magnetic core saturation were taken into account.

Вступ. Асинхронні двигуни (АД) з короткозамкненим ротором використовують для приводу механізмів, навантаження яких може змінюватись в широких межах [2]. Як відомо, робота двигуна з недовантаженням погіршує його енергетичні показники, тому одним із шляхів їх покращання є зміна напруги живлення пропорційно до зміни навантаження, що можна здійснити за допомогою тиристорних регуляторів напруги (ТРН). Їх використання в асинхронних електроприводах дає змогу змінювати напругу живлення обмотки статора двигуна до зменшення, що дозволяє регулювати швидкість руху електроприводу в невеликих межах, а також формувати його статичні та динамічні характеристики [7]. Застосування регульованих асинхронних електроприводів дає змогу в деяких випадках не тільки забезпечити необхідний перебіг технологічного процесу, але й покращити енергетичні показники [2, 5]. ТРН за допомогою імпульсно-фазового керування тиристорами дозволяє порівняно просто реалізувати різні режими керування електроприводом. Основними елементами ТРН є зустрічно-паралельні тиристири (рис.1), які виконують функції швидкодіючих перемикачів, за допомогою яких можна змінювати середнє значення прикладеної до обмотки статора напруги.

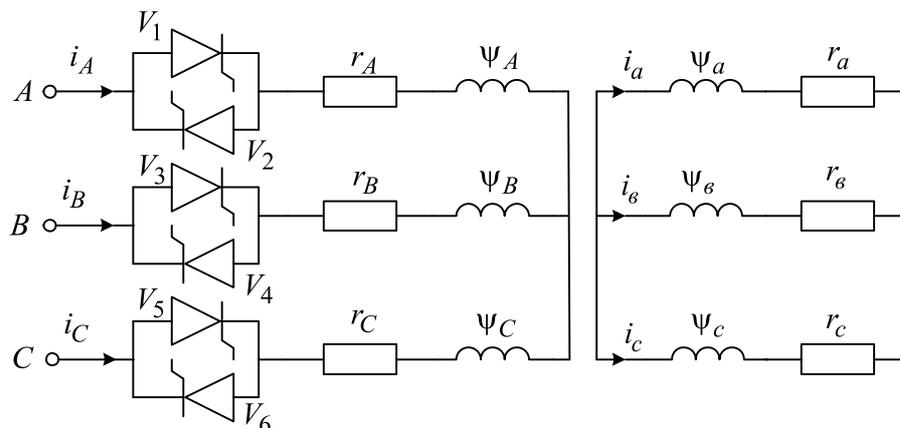


Рис. 1. Принципова схема електроприводу з ТРН у колі статора АД

Для плавного пуску АД з короткозамкненим ротором використовують схеми вмикання мостових випрямлячів у роз'єднання спільної точки статора, одна з яких наведена на рис. 2. Така

схема електроприводу змінного струму дозволяє здійснювати не тільки пуск та відімкнення АД з короткозамкненим ротором шляхом подачі імпульсів керування на тиристорну групу увімкненого в роз'єднання спільної точки статора АД несиметричного мостового випрямляча, а й здійснювати регулювання частоти обертання ротора від нуля до номінального значення з достатньо високою жорсткістю характеристик, яка визначається параметрами і коефіцієнтами схем зворотного зв'язку за частотою обертання ротора двигуна ω . Система імпульсно-фазового керування (СІФК) електроприводом, яка працює за вертикальним принципом, реалізована на трифазному трансформаторі, вторинні обмотки якого увімкнені через діоди $VD7-VD9$ в коло керуючих електродів тиристорів $VD4-VD6$. Керування кутом запалювання α здійснюється шляхом зміни напруги U_r від додаткового джерела постійної напруги $\pm E$. Така схема СІФК практично забезпечує кут керування α тиристорами мостового випрямляча в межах $0-80^\circ$, що достатньо для регулювання середнього значення напруги на обмотці статора в межах від максимального значення до нуля.

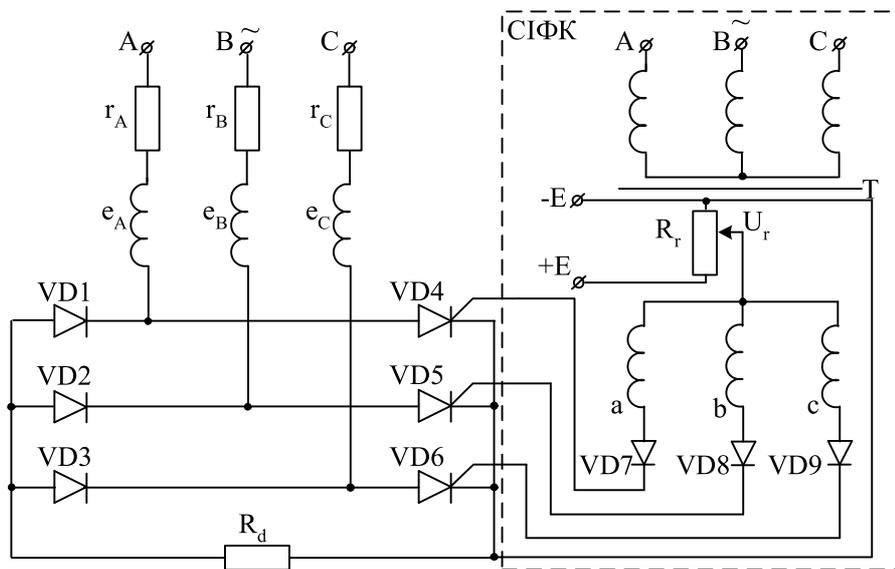


Рис. 2. Принципова схема електроприводу з нелінійним мостом у колі статора АД

Актуальність задачі. Для проектування та налагодження надійної і ефективної роботи регульованих електроприводів за допомогою силових напівпровідникових перетворювачів, зокрема ТРН, необхідно мати достовірну інформацію про їх поведінку в експлуатації. Отримання такої інформації методами математичного моделювання є актуальною задачею.

Аналіз останніх досліджень. В разі роботи ТРН на активне навантаження форма струму при відкритому вентилі повторює форму прикладеної напруги, що значно спрощує задачу аналізу роботи перетворювача, і її можна розв'язати аналітичними методами. Застосування розроблених в [8] методів аналізу роботи ТРН з лінійним активно-індуктивним навантаженням для розрахунку процесів в АД з напівпровідниковими елементами в обмотках потребує низки спрощуючих допущень, а отже, має доволі наближений характер і тому не задовольняє сучасні вимоги щодо точності отриманих результатів. Це зумовлено дискретними властивостями та неповною керованістю вентилів, а також нелінійністю електромагнітних зв'язків між обмотками двигуна. Отже, застосування лінійних математичних моделей АД для розрахунку процесів в АД з ТРН [1] не гарантує достовірності отриманих результатів, оскільки АД є нелінійним активно-індуктивним навантаженням, що зумовлює форму струму, яка відрізняється від форми прикладеної напруги, причому струм спадає до нуля із запізненням на деякий, наперед невідомий кут по відношенню до моменту зміни знака прикладеної напруги, визначити який можна лише на підставі чисельних методів розрахунку.

Суть проблеми. Напруга на затискачах обмотки статора АД, який живиться від ТРН, несинусоїдна, а це впливає на перебіг електромагнітних процесів в двигуні і відповідно на електромагнітний момент, який він розвиває. Іншим чинником, який впливає на поведінку АД, є насичення магнітопроводу. Несинусоїдність напруги живлення АД та насичення магнітопроводу значно ускладнюють проблему аналізу процесів у ньому [4].

Під час розрахунку електричних кіл з вентилями важливим питанням є моделювання їх роботи. Як підтверджено практикою, найефективнішим виявився запропонований в [4] спосіб апроксимації вентилів $R-L$ гілкою, параметри якої мають мале значення у відкритому стані і велике – у закритому, причому вони вибираються так, щоб її постійна часу була не меншою від інших постійних часу електричного кола. Для знаходження моменту комутації вентилів найбільш ефективним є розроблений у [9] засіб інвертування системи ДР, який дає змогу визначити момент комутації за один крок інтегрування і є найефективнішим у разі застосування явних методів інтегрування.

Отже, математична модель електроприводу на основі АД з ТРН, яка адекватно відображає процеси в ньому, є доволі складною, тому її необхідно застосовувати лише у окремих випадках і, зокрема, для перевірки достовірності результатів, отриманих на підставі спрощених математичних моделей. Для математичного моделювання динамічних режимів складних електромеханічних систем з метою спрощення доцільно використовувати макромоделі [6]. Для їх створення необхідно мати певну апіорну інформацію або високого рівня математичні моделі, які б давали змогу здійснювати перевірку розроблених макромоделей шляхом розв'язування рівнянь стану. В статті розглядаються два підходи до побудови макромоделі АД разом з ТРН, які дають змогу отримати результати у вигляді “вхід-вихід”.

Дискретна макромодель. Макромодель електроприводу будуємо у вигляді дискретного рівняння змінних стану

$$\begin{cases} \vec{x}^{(k+1)} = F\vec{x}^{(k)} + G\vec{v}^{(k)} + \Phi(\vec{x}^{(k)}, \vec{v}^{(k)}) \\ \vec{y}^{(k+1)} = C\vec{x}^{(k+1)} + D\vec{v}^{(k+1)} \end{cases}, \quad (1)$$

де $\vec{x}^{(k)}$ – дискретні значення вектора змінних стану; F , G , C , D – розраховані в процесі побудови моделі матриці, розмірність яких залежить від розмірності вектора $\vec{x}^{(k)}$; $\vec{v}^{(k)}$ – дискретні значення вектора вхідних змінних, $\vec{y}^{(k)}$ – дискретні значення вектора вихідних змінних; k – номер дискрети; $\Phi(\vec{x}^{(k)}, \vec{v}^{(k)})$ – деяка нелінійна вектор-функція, яка в загальному випадку визначається таким виразом:

$$\begin{aligned} \Phi(\vec{x}^{(k)}, \vec{v}^{(k)}) = & \sum \alpha_{ijlm} \vec{v}_j^{(k)} \vec{v}_l^{(k)} \vec{v}_m^{(k)} + \sum \beta_{ijlm} \vec{x}_j^{(k)} \vec{v}_l^{(k)} \vec{v}_m^{(k)} + \sum \gamma_{ijlm} \vec{x}_j^{(k)} \vec{x}_l^{(k)} \vec{v}_m^{(k)} + \\ & + \sum \delta_{ijlm} \vec{x}_j^{(k)} \vec{x}_l^{(k)} \vec{x}_m^{(k)} + \sum a_{ijl} \vec{v}_j^{(k)} \vec{v}_l^{(k)} + \sum b_{ijl} \vec{x}_j^{(k)} \vec{v}_l^{(k)} + \sum c_{ijl} \vec{x}_j^{(k)} \vec{x}_l^{(k)} \end{aligned}, \quad (2)$$

де α_{ijlm} , β_{ijlm} , γ_{ijlm} , δ_{ijlm} – тензори 4-го рангу, а a_{ijl} , b_{ijl} , c_{ijl} – тензори 3-го рангу, розраховані шляхом оптимізації.

Оскільки досліджувана трифазна система є симетричною, то за вхідні значення прийнято діючі значення напруги U обмотки статора лише однієї з фаз, напруги U_r додаткового джерела $\pm E$ та механічний момент навантаження M , що прикладений до ротора двигуна. За вихідні дані прийнято значення струму I в тій самій обмотці статора та частоту обертання ротора ω . Тому вектори вхідних і вихідних змінних є дискретними значеннями таких векторів:

$$\vec{v}^{(k)} = \begin{pmatrix} \vec{U}^{(k)} \\ \vec{M}^{(k)} \\ \vec{U}_r^{(k)} \end{pmatrix}, \quad \vec{y}^{(k)} = \begin{pmatrix} \vec{I}^{(k)} \\ \vec{\omega}^{(k)} \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Дискретну макромодель цього приводу будемо на основі знятих експериментально [7] перехідних характеристик $i = i(t)$; $\omega = \omega(t)$, зумовлених стрибкоподібною зміною $u(t)$, $M(t)$, $u_r(t)$, представленими у дискретній формі і наведеними на рис. 3.

Для прикладу на рис. 3 зображені отримані в результаті макромодельовання криві перехідних процесів при зміні напруги керування на СІФК.

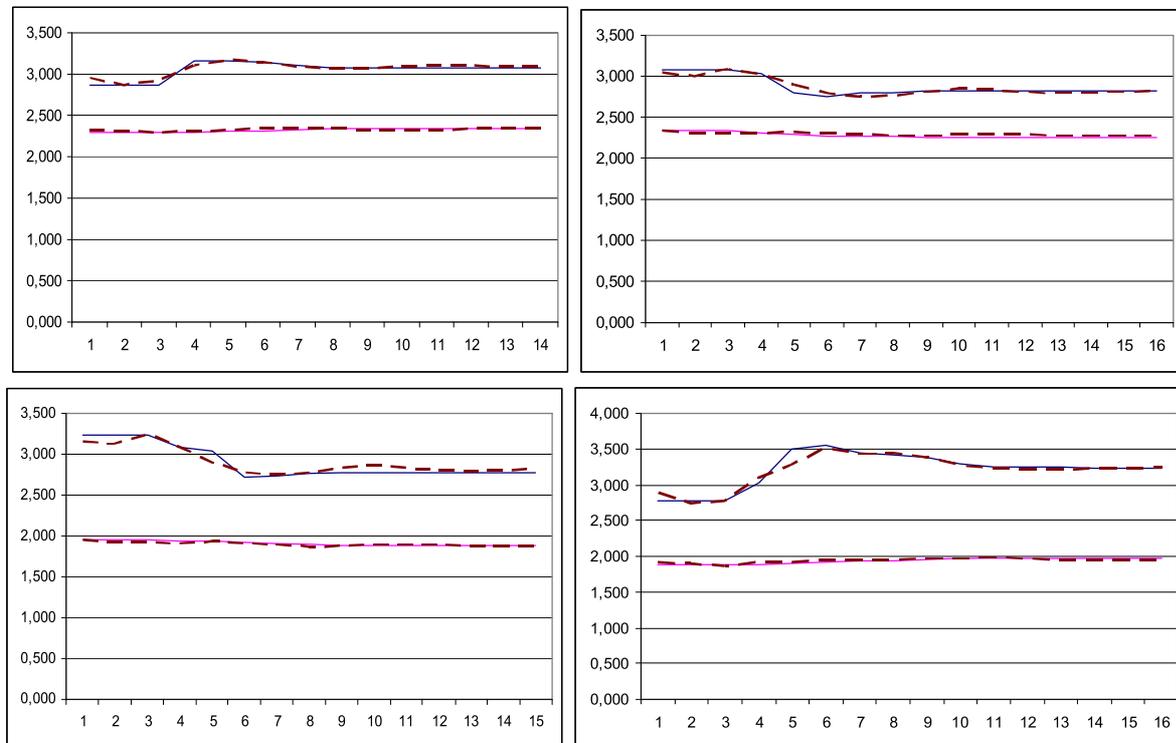


Рис. 3. Криві струму та частоти обертання ротора зняті експериментально (суцільна лінія) та отримані з нелінійної моделі (штрихова лінія)

У результаті моделювання загальна модель другого порядку матиме такі значення матричних та нелінійних коефіцієнтів:

$$\bar{x}^{(k)} = \begin{bmatrix} -0,483 \\ 1 \end{bmatrix}, F = \begin{bmatrix} 0,385 & -0,26 \\ 1,011 & 0,354 \end{bmatrix}, G = \begin{bmatrix} -0,057 & -0,144 & 0,291 \\ 0 & 0,199 & -0,366 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0,116 & -0,033 \\ 0,024 & 0,021 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0,378 & -0,044 & 0,156 \\ 0,424 & 0 & -0,546 \end{bmatrix}.$$

$$\delta_{1jlm} = \begin{bmatrix} 0,08 & 0,2 \\ 0,1 & -0,03 \end{bmatrix}, \delta_{2jlm} = \begin{bmatrix} -0,25 & -0,3 \\ -0,01 & -0,28 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$\delta_{3jlm} = \begin{bmatrix} -0,01 & -0,06 \\ -0,02 & -0,05 \end{bmatrix}, \delta_{4jlm} = \begin{bmatrix} -0,1 & -0,04 \\ -0,02 & 0,21 \end{bmatrix}.$$

Похибка цієї моделі становить від 2 до 6 % для різних перехідних процесів.

Математична модель. Електромагнітні процеси в АД при живленні обмотки статора від ТРН неможливо адекватно описати в перетвореній до ортогональних осей системі координат, оскільки нелінійність вольтамперних характеристик тиристорів зумовлює пофазну несиметрію прикладених до обмоток двигуна напруг, яка виникає внаслідок комутації вентилів. Найточніше можна здійснити розрахунок режиму роботи АД при живленні від ТРН в фізичних координатах [9]. Однак внаслідок переміщення контурів ротора відносно контурів статора застосування фізичних

координат є доволі складним, оскільки потребує обчислення коефіцієнтів ЕРС обертання. До того ж короткозамкнена обмотка ротора, як така, що є симетричною, без істотної втрати точності розрахунків може бути еквівалентована трифазною. Це дає змогу позбутись необхідності обчислення коефіцієнтів ЕРС обертання шляхом використання нерухокої трифазної системи координат, в якій параметри обмотки статора є фізичними, а ротора – наведеними [9].

При живленні обмотки статора АД від ТРН електричне трифазне коло статора несиметричне, а тому рівняння за другим законом Кірхгофа можна записати лише для контурів, утворених двома фазами, а не для окремої фази, як в симетричних системах.

В трифазних нерухомих осях a, b, c електромагнітні процеси в АД при живленні обмотки статора від ТРН описуються системою складених за законами Кірхгофа алгебраїчних та диференціальних рівнянь (ДР) електричної рівноваги фізичних контурів статора (фази – A, B, C)

$$i_A + i_B + i_C = 0;$$

$$\frac{d\psi_A}{dt} - \frac{d\psi_B}{dt} = u_{AB} - u_{vA} - r_A i_A + u_{vB} + r_B i_B; \quad (6a)$$

$$\frac{d\psi_B}{dt} - \frac{d\psi_C}{dt} = u_{BC} - u_{vB} - r_B i_B + u_{vC} + r_C i_C$$

та перетворених до трифазної нерухокої системи координат короткозамкненої обмотки ротора (фази – a, b, c)

$$i_a + i_b + i_c = 0;$$

$$\frac{d\psi_a}{dt} - \frac{d\psi_b}{dt} = -\omega_0(1-s)(\psi_b - 2\psi_c + \psi_a)/\sqrt{3} - r_a i_a + r_b i_b; \quad (6b)$$

$$\frac{d\psi_b}{dt} - \frac{d\psi_c}{dt} = -\omega_0(1-s)(\psi_c - 2\psi_a + \psi_b)/\sqrt{3} - r_b i_b + r_c i_c,$$

де ω_0 – частота напруги живлення обмотки статора; s – ковзання ротора; $u_{AB} = U_m \sin(\omega_0 t)$, $u_{BC} = U_m \sin(\omega_0 t - 2\pi/3)$ – відповідні лінійні напруги на вході ТРН; ψ_k, i_k, r_k ($k = A, B, C, a, b, c$) – потокозчеплення, струми та активні опори відповідних обмоток статора та ротора; u_{vA}, u_{vB}, u_{vC} – напруги на вентилях у фазах статора. Значення останніх змінюються за відповідним алгоритмом від малого значення у відкритому стані вентилів до великого – у закритому і навпаки.

Для визначення ковзання s необхідно разом з рівняннями електричної рівноваги (6) розв'язувати рівняння руху (механічної рівноваги) асинхронного електроприводу, яке можна записати у вигляді

$$\frac{ds}{dt} = \frac{J\omega_0}{p}(M_c - M_e), \quad (7)$$

де J – приведений момент інерції системи електроприводу; p – кількість пар полюсів двигуна; M_c – момент навантаження на валу АД; M_e – електромагнітний момент двигуна, який у трифазних координатах визначається за формулою [8]

$$M_e = \frac{p}{\sqrt{3}}(\psi_{\delta A}(i_B - i_C) + \psi_{\delta B}(i_C - i_A) + \psi_{\delta C}(i_A - i_B)). \quad (8)$$

В основу визначення диференціальних параметрів АД, які є коефіцієнтами ДР (6) та потокозчеплень контурів використовуються основні положення роботи [8], згідно з якими потокозчеплення кожного контуру статора і ротора складається із суми робочого потокозчеплення та потокозчеплення розсіювання

$$\Psi_j = \Psi_{\delta j} + \Psi_{\sigma j}, \quad (9)$$

а для врахування насичення магнітопроводу використовуються криві намагнічування: основного магнітного шляху

$$\Psi_\mu = \Psi_\mu(i_\mu) \quad (10)$$

та шляхів потоків розсіювання обмоток статора і ротора відповідно

$$\Psi_{\sigma 1} = \Psi_{\sigma 1}(i_1), \quad \Psi_{\sigma 2} = \Psi_{\sigma 2}(i_2), \quad (11)$$

де $\Psi_{\mu}, \Psi_1, \Psi_2, i_{\mu}, i_1, i_2$ – модулі зображуючих векторів відповідних потокозчеплень та струмів.

Як приклад, на рис.4 наведено розрахункову криву струму статора на періоді в кінці перехідного процесу пуску двигуна 4AP160S4Y3, який живиться від ТРН з кутом запалювання тиристорів $\alpha=\pi/6$.

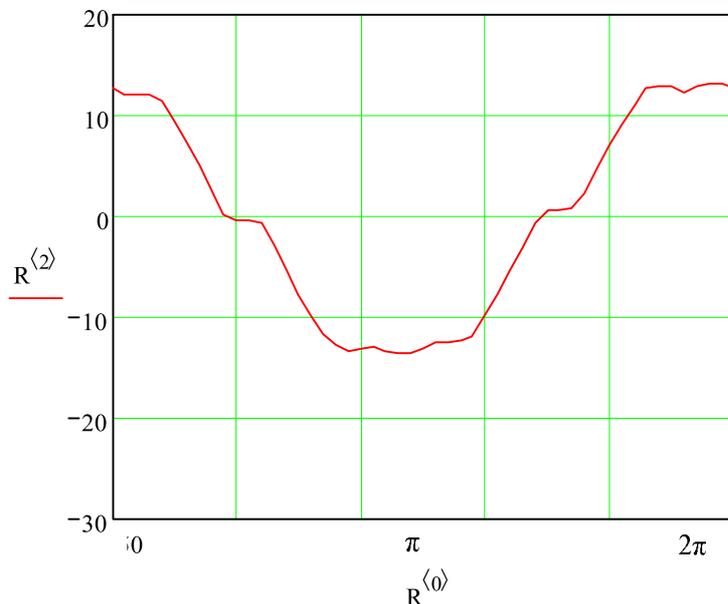


Рис. 4. Часова залежність струму фази статора в усталеному режимі

Висновки. Запропонований в статті підхід до створення макромоделі на підставі розрахованої з використанням математичної моделі роботи системи ТРН-АД, в якій враховуються нелінійні дискретні властивості вентилів, насичення магнітопроводу двигуна та несинусоїдність прикладеної до нього напруги, дає змогу отримати залежності “вхід-вихід” без розрахунку електромагнітних процесів у двигуні. Достовірність отриманих результатів забезпечується використанням високого рівня адекватності динамічних моделей АД та ТРН.

1. Бойко А.А., Мельникова Л.В., Бабийчук О.Б. Методика математического моделирования электропривода ТПН-АД в трехфазных осях // *Електромашинобудування та електрообладнання*. – 2003. – Вип. 61. – С. 24–28. 2. Браславский И.Я. О снижении энергопотребления асинхронных электроприводов с тиристорными преобразователями напряжения // *Электричество*. – 1988. – № 11. – С. 58–60. 3. Дижур Д.П. Метод моделирования на ЦВМ вентиляных преобразовательных схем // *Изв. НИИ постоянного тока*. – 1970. – Вып. 16. – С. 46–52. 4. Маляр В.С. Математичне моделювання електромагнітних процесів в асинхронних двигунах при несинусоїдному живленні // *Вестн. ХГПУ “Проблеми автоматизованного електропривода. Теорія і практика”*. – 1998. – Спец. випуск. – С. 311–312. 5. Селепина Й.Р. Характеристики асинхронного електроприводу з нелінійностями в колі статора // *Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”*. – 2007. № 587: *Електроенергетичні та електромеханічні системи*. – С. 89–93. 6. Синчук О.Н., Алпатов А.В. Критерии оптимальной работы электроприводов, выполненных по системе ТПН-АД // *Вестн. НГТУ “ХПИ”*: *Проблеми автоматизованного електропривода. Теорія і практика*. – 2002. – Вып. 12. – С. 442–444. 7. Стахив П.Г. Анализ динамических режимов в электронных схемах с многополюсниками. – Львов: Вища школа, 1988. – 154 с. 8. Тиристорные преобразователи напряжения для асинхронного электропривода / Л.П. Петров, О.А. Андриющенко, В.И. Капинос, Р.Г. Подзол, П.Э. Херунцев. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 199 с. 9. Фильц Р.В. Математические основы теории электромеханических преобразователей. – К.: Наук. думка, 1979. – 208 с.