

УДК 621.313.33:621.317.43

ВПЛИВ УРАХУВАННЯ МАГНІТНИХ ВТРАТ У РОТОРІ НА ДИНАМІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННИХ МАШИН**О. В. Нестерчук**Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова
просп. Леніна, 3, м. Николаїв, 54021, Україна. E-mail: nesretchykaleksandr@gmail.com

Проведено математичне моделювання загальнопромислового асинхронного двигуна за допомогою узагальненої двофазної електричної машини з уточненими варіантами: з урахуванням магнітних втрат у сталі статора та додатковим урахуванням магнітних втрат у сталі ротора. Розроблено Т-подібну схему заміщення, в якій враховується активний опір у гілці намагнічування, що характеризує магнітні втрати в сталі ротора. Надано унікальну методику розрахунку активного опору, результат якого дозволяє розв'язати систему диференціальних рівнянь з урахуванням магнітних втрат у сталі ротора. Побудовано динамічні характеристики струму, електромагнітного моменту та кутової швидкості для кожної з досліджуємої математичної моделі. Наведено порівняльний аналіз отриманих пускових динамічних характеристик для визначення значущості впливу додаткового врахування магнітних втрат у сталі ротора на характер протікання перехідних процесів.

Ключові слова: математична модель, асинхронний двигун, електрична машина, магнітні втрати, активний опір.

ВЛИЯНИЕ УЧЕТА МАГНИТНЫХ ПОТЕРЬ В РОТОРЕ НА ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННЫХ МАШИН**А. В. Нестерчук**Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова
просп. Ленина, 3, г. Николаев, 54021, Украина. E-mail: nesretchykaleksandr@gmail.com

Проведено математическое моделирование общепромышленного асинхронного двигателя с помощью обобщенной двухфазной электрической машины с уточненными вариантами: с учетом магнитных потерь в стали статора и дополнительным учетом магнитных потерь в стали ротора. Разработана Т-образная схема замещения, в которой учитывается активное сопротивление в ветви намагничивания, характеризующее магнитные потери в стали ротора. Представлена уникальная методика расчета активного сопротивления, результат которого позволяет решить систему дифференциальных уравнений с учетом магнитных потерь в стали ротора. Построены динамические характеристики тока, электромагнитного момента и угловой скорости для каждой из исследуемых математических моделей. Приведен сравнительный анализ полученных пусковых динамических характеристик для определения значимости влияния дополнительного учета магнитных потерь в стали ротора на характер протекания переходных процессов.

Ключевые слова: математическая модель, асинхронный двигатель, электрическая машина, магнитные потери, активное сопротивление.

АКТУАЛЬНІСТЬ РОБОТИ. При проектуванні асинхронних двигунів (АД) та електроприводів на їх основі необхідно врахування та дослідження динамічних режимів, що можливе при побудові адекватної математичної моделі (ММ).

АД можуть експлуатуватися в різноманітних режимах: пуск, гальмування, коротке замикання, зміна навантаження та ін. Звичайно, вони є перехідними режимами експлуатації АД при зміні одного на інший, тому динамічні режими займають порівняно короткий час у загальному циклі експлуатації АД [1, 2].

Причиною виникнення перехідних процесів АД можуть бути зміна напруги, частоти або навантаження на валу, та частіше вони протікають при одночасній зміні декількох чинників [2].

Як показує практика, такий перебіг перехідних процесів є особливо критичним для АД та призводить до виникнення деформуючих вібрацій на лобові частини обмотки, що з часом призводить до виходу з ладу обмотки, виникнення значних струмів, що перевищують номінальний у рази та спричиняє підвищення температури обмоток, а як наслідок – порушення ізоляційних якостей, механічних зусиль на

валу, які спроможні зруйнувати елементи активної частини [2–5]. Вивчення таких режимів є досить непростю задачею з причини протікання досить складних електромагнітних і електромеханічних процесів АД та внаслідок чинників, які впливають на них. Тому для передбачення наслідків динамічного режиму досить зручно проводити моделювання необхідного режиму АД, застосовуючи математичні моделі, які будуються на базі загально прийнятих в електромеханіці систем і допущень та формуються за допомогою найбільш поширеного еквіваленту електричної машини (ЕМ) – узагальненої двофазної ЕМ. Вона є симетричною ЕМ, що має дві пари обмоток на статорі та роторі, гладкий повітряний зазор і магнітопровід з відсутнім магнітним опором [2].

Із значним розвитком прогресивних засобів обчислювальної техніки та програмного забезпечення для кінцево-елементарних розрахунків складних науково-технічних питань на сьогодні є можливість проводити різноманітні математичні операції з прийняттям певних уточнень, що надає змогу отримати найбільш адекватну математичну модель з максимально точними динамічними характеристиками, а також міні-

мізувати необхідність використання емпіричних результатів. Саме тому можна бачити, як підвищується попит у сфері дослідження динамічних процесів, і це свідчить лише про те, що актуальність таких дослідів на даний момент зростає. Використання ЕОМ дозволяє по-іншому поглянути на нерозв'язані питання математичного моделювання АД і надає можливість удосконалити старі й створити нові методи вивчення математичних моделей, які описують динамічні процеси АД, та дозволить вже на етапі проектування отримати більш точні характеристики двигуна при різноманітних режимах роботи.

Дослідженню математичних моделей АД присвячено багато праць, в яких піднімаються питання відносно моделювання динамічних процесів з певними уточненнями. До таких досліджень можна віднести: динамічні моделі та їх структура [6, 7], математична модель шестифазного асинхронного двигуна, яка дозволяє пояснити необхідність урахування вищих просторових гармонік для розрахунку та моделювання електропривода з шестифазним АД [8], моделювання АД із приладом непрямого вимірювання моменту [9], оцінка адекватності математичної моделі АД в умовах неякісного живлення [10], математичні моделі трифазних асинхронних машин з урахуванням технологічних та експлуатаційних відхилень [11], характеристики асинхронних двигунів з урахуванням зміни властивостей магнітної системи [12] і т.ін. Та все ж вивченню взаємозв'язку окремих припущень при побудові математичної моделі АД і результатам такого моделювання присвячено на сьогодні недостатньо багато уваги, а тому питання створення та вдосконалення методів математичного моделювання динамічних процесів АД потребує більш глибокого вивчення.

Метою роботи є визначення впливу магнітних втрат у сталі ротора на динамічні характеристики АД малої потужності та оцінка необхідності врахування їх в аналогічних математичних моделях.

МАТЕРІАЛ І РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ. Оскільки розподіл магнітного поля АД близький до синусоїди, то для моделювання динамічних процесів доцільно скористатися її найпростішим ідеалізованим еквівалентом – двофазною узагальненою електричною машиною (рис. 1) [1]. Визначення ММ АД здійснюється у відносних одиницях.

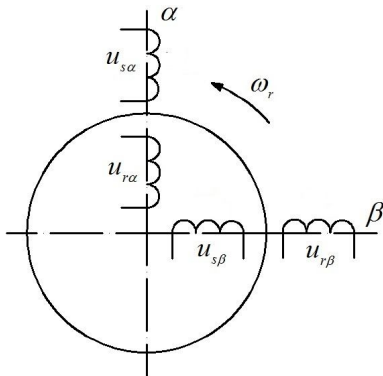


Рисунок 1 – Узагальнена електрична машина

Система рівнянь напруг для двофазної електричної машини в координатних осях, що обертаються з довільною швидкістю ω_k [1], має вигляд:

$$\begin{cases} \vec{U}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_s; \\ \vec{U}_r = R_r \vec{I}_r + \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega_c) \vec{\Psi}_r, \end{cases} \quad (1)$$

де ω_k – швидкість обертання координатних осей; $\vec{U}_s, \vec{I}_s, \vec{\Psi}_s, \vec{U}_r, \vec{I}_r, \vec{\Psi}_r$ – вектори напруг струмів і потокозчеплень статора і ротора відповідно; R_s, R_r – активні опори статора і ротора відповідно.

Рівняння (1) відповідають рівнянням Кірхгофа для чотирьох обмоток узагальненої машини при уведенні потокозчеплень [1]:

$$\begin{cases} \vec{\Psi}_s = L_s \vec{I}_s + M_{sr} \vec{I}_r; \\ \vec{\Psi}_r = L_r \vec{I}_r + M_{sr} \vec{I}_s, \end{cases} \quad (2)$$

де L_s, L_r, M_{sr} – повні індуктивності статора і ротора та взаємна індуктивність відповідно.

При визначенні ММ АД використовуються рівняння узагальненої електричної машини в осях u і v [3], швидкість обертання координатних осей ω_k прийнята такою, що дорівнює швидкості обертання магнітного поля статора, тобто у відносних одиницях 1, а тоді у відносних одиницях:

$$\omega_k - \omega_c = 1 - \omega_r = s.$$

Крім використання рівнянь зв'язку для спрощення диференціальних рівнянь, що описують напруги статора і ротора ЕМ, вводяться спеціальні параметри рівнянь зв'язку для переходу від індуктивностей до реактивних опорів, що значно полегшує використання ММ у практичних цілях [2]:

$$\begin{cases} c_r = (x_m + x_r) / x_m; \\ c_s = (x_m + x_s) / x_m; \\ a_d = x_m (c_s c_r - 1), \end{cases} \quad (3)$$

де $x_s = x_{1*}, x_r = x_{2*}, x_m = x_{\mu*}$ – індуктивні опори статора, ротора й кола намагнічування.

З урахуванням (3) отримуються рівняння зв'язку для АД [2]:

$$\begin{cases} i_{su} = (c_r \Psi_{su} - \Psi_{ru}) / a_d; \\ i_{sv} = (c_r \Psi_{sv} - \Psi_{rv}) / a_d; \\ i_{ru} = (c_s \Psi_{ru} - \Psi_{su}) / a_d; \\ i_{rv} = (c_s \Psi_{rv} - \Psi_{sv}) / a_d. \end{cases} \quad (4)$$

Для наступного аналізу динамічних процесів впливу магнітних втрат у сталі ротора отримано математичну модель узагальненої електричної машини, яка була доповнена доданком з активним опором у гілці намагнічування для врахування магнітних втрат у статорі АД [2, 3]:

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{su}}{dt} = U_{su} - r_s i_{su} + \Psi_{sv} - r_m (i_{su} + i_{ru}); \\ \frac{d\Psi_{sv}}{dt} = U_{sv} - r_s i_{sv} + \Psi_{su} - r_m (i_{sv} + i_{rv}); \\ \frac{d\Psi_{ru}}{dt} = -r_r i_{ru} + s\Psi_{rv} - sr_m (i_{su} + i_{ru}); \\ \frac{d\Psi_{rv}}{dt} = -r_r i_{rv} - s\Psi_{ru} - sr_m (i_{sv} + i_{rv}), \end{cases} \quad (5)$$

де $i_{su}, i_{sv}, i_{ru}, i_{rv}, \Psi_{su}, \Psi_{sv}, \Psi_{ru}, \Psi_{rv}, U_{su}, U_{sv}$ – струми, потокозчеплення і напруга обмоток статора й ротора у відносних одиницях в осях u і v відповідно; r_s, r_r – активні опори обмоток статора й ротора, s – ковзання; r_m – активний опір кола намагнічування у відносних одиницях.

Також ММ двигуна містить рівняння електромагнітного моменту й руху.

Рівняння електромагнітного моменту [1]

$$M = m_1 (\Psi_{su} i_{sv} - \Psi_{sv} i_{su}).$$

Рівняння руху [1]

$$J_n = \frac{d\omega_r}{dt} = M - M_c,$$

де M – момент опору; J_n – момент інерції приводу.

Треба відмітити, що при обертаючому роторі частота ЕРС і струмів f_2 у його провідниках у загальному вигляді відрізняється від частоти живлячого струму f_1 . У силу принципових особливостей АД відносна частота обертання ротора безпосередньо залежить від випереджаючого її змінного магнітного поля, створюваного струмом обмотки статора. Викликана відносна різниця швидкостей (ковзання) прямо пропорційно впливає на частоту ЕРС і струмів ротора $f_2 = f_1 s$. На підставі цих відомостей була вдосконалена математична модель (5) додатковим сумуванням добутку активного опору в гілці намагнічування та ковзання до існуючого активного опору гілки намагнічування статора. Така математична модель надає повне врахування магнітних втрат усього магнітопроводу АД:

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{su}}{dt} = U_{su} - r_s i_{su} + \Psi_{sv} - (r_m + r_{m2})(i_{su} + i_{ru}); \\ \frac{d\Psi_{sv}}{dt} = U_{sv} - r_s i_{sv} + \Psi_{su} - (r_m + r_{m2})(i_{sv} + i_{rv}); \\ \frac{d\Psi_{ru}}{dt} = -r_r i_{ru} + s\Psi_{rv} - s(r_m + r_{m2})(i_{su} + i_{ru}); \\ \frac{d\Psi_{rv}}{dt} = -r_r i_{rv} - s\Psi_{ru} - s(r_m + r_{m2})(i_{sv} + i_{rv}). \end{cases} \quad (6)$$

Зазвичай з причини невеликих значень активним опором у гілці намагнічування ротора найчастіше нехтують у практичних розрахунках, тому чіткого алгоритму розрахунку для нього не існує. Для подальшої побудови математичної моделі була зіставлена Т-подібна схема заміщення АД з урахуванням у

гілці намагнічування додаткового активного опору ротора r_{m2} (рис. 2).

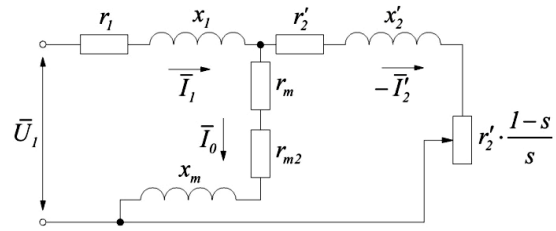


Рисунок 2 – Т-подібна схема заміщення з урахуванням активного опору в гілці намагнічування

На основі зіставленої схеми заміщення був розроблений алгоритм розрахунку активного опору в гілці намагнічування.

Визначення активного опору гілки намагнічування, що враховує магнітні втрати у магнітопроводі ротора, виконувалось приблизно для оцінки порядку відхилень результату моделювання при припущенні неврахування магнітних втрат у роторі.

Магнітні втрати у статорі:

$$P_{m.cm} = m_1 I_0^2 r_m, \quad (7)$$

де m_1 – кількість фаз АД.

Магнітні втрати у роторі:

$$P_{m.p} = m_1 I_0^2 r_{m2}. \quad (8)$$

Якщо поділити взаємно ліву та праві частини рівнянь (7) та (8):

$$\frac{r_m}{r_{m2}} = \frac{P_{m.ct}}{P_{m.p}}. \quad (9)$$

У загальному вигляді магнітні втрати [6]:

– у статорі

$$P_{m.cm} = K p_{1,0/50} \left(\frac{f_1}{50} \right)^\beta (B_{31}^2 m_{31} + B_{c1}^2 m_{c1});$$

– у роторі

$$P_{m.p} = K p_{1,0/50} \left(\frac{f_2}{50} \right)^\beta (B_{32}^2 m_{32} + B_{c2}^2 m_{c2}),$$

де K – коефіцієнт обробки; $p_{1,0/50}$ – питомі втрати в сталі при частоті перемагнічування 50 Гц і магнітної індукції 1 Тл; f_1 та f_2 – частоти струму в обмотках статора й ротора відповідно; β – коефіцієнт, що залежить від марки сталі; $B_{31}, B_{32}, B_{c1}, B_{c2}, m_{31}, m_{32}, m_{c1}, m_{c2}$ – індукції та маси зубцевої частини та спинки для статора й ротора відповідно.

Після підстановки відповідних рівнянь втрат у (9) та спрощення

$$r_{m2} = \left(\frac{B_{32}^2 m_{32} + B_{c2}^2 m_{c2}}{B_{31}^2 m_{31} + B_{c1}^2 m_{c1}} \right) \left(\frac{f_2}{f_1} \right)^\beta r_m. \quad (10)$$

Маса будь-якої частини магнітопроводів статора й ротора в загальному вигляді:

$$m = \rho_{cm} k_{cm} S l,$$

де ρ_{cm} – густина сталі; k_{cm} – коефіцієнт заповнення магнітопроводу; S і l – площа перетину й довжина магнітопроводу.

Після підстановки виразів для маси та спрощення рівняння (10) набуває вигляду

$$r_{m2} = \left(\frac{B_{32}^2 S_{32} + B_{c2}^2 S_{c2}}{B_{31}^2 S_{31} + B_{c1}^2 S_{c1}} \right) \left(\frac{f_2}{f_1} \right)^\beta r_m. \quad (11)$$

Таким чином, для визначення активного опору гілки намагнічування, що відображає магнітні втрати в роторі, необхідно знати індукції та площини усіх частин магнітопроводів АД. Ці параметри визначаються шляхом застосування методу квазіконстант [2]. Індукції розглядаються як квазіконстанти й розраховуються як середні значення з рекомендованих діапазонів [2] залежно від висоти осі обертання й кількості пар полюсів.

Квазіконстанта коефіцієнт β для більшості марок сталі знаходиться в межах 1,3–1,5 [6], тому в першому наближенні його можна прийняти як 1,4.

Кожна частина магнітопроводів АД умовно є полім товстостінним циліндром, тому їх відповідні площі перетинів:

– для спинки статора

$$S_{cl} = \frac{\pi}{4} (D_{n1}^2 - D_{c1}^2); \quad (12)$$

– для спинки ротора

$$S_{c2} = \frac{\pi}{4} (D_{e2}^2 - D_{e2}^2); \quad (13)$$

– для зубців статора

$$S_{31} = \frac{\pi}{4} (D_{c1}^2 - D_1^2) - S_{n1}; \quad (14)$$

– для зубців ротора

$$S_{32} = \frac{\pi}{4} (D_2^2 - D_{c2}^2) - S_{n2}, \quad (15)$$

де D_{n1} , D_{c1} і D_1 – зовнішній, зовнішній зубцевої зони й внутрішній діаметри статора; D_2 , D_{c2} і D_{e2} – зовнішній, внутрішній зубцевої зони й внутрішній діаметри ротора; S_{n1} і S_{n2} – загальна площа пазів статора й ротора відповідно.

Загальна площа пазів статора

$$S_{n1} = \frac{z_1 u_{n1} q_{e1}}{k_{31}}, \quad (16)$$

де z_1 – кількість пазів статора; u_{n1} – кількість ефективних дротів у пазу статора; q_{e1} – перетин ефективного дроту обмотки статора; k_{31} – коефіцієнт заповнення пазу статора, приймається 0,7.

Перетин ефективного дроту обмотки статора

$$q_{e1} = \frac{I_1}{a_1 J_1}, \quad (17)$$

де I_1 – струм статора; a_1 – кількість паралельних гілок обмотки статора; J_1 – щільність струму в обмотці статора.

Кількість ефективних дротів у пазу статора

$$u_{n1} = \frac{2w_1 a_1 m_1}{z_1}, \quad (18)$$

де w_1 – кількість витків обмотки статора.

Для отримання загальної площини пазів статора використовується значення лінійного навантаження статора

$$A_1 = \frac{20w_1 I_1 m_1}{\pi D_1}. \quad (19)$$

Після підстановки (17)–(19) у (16) та спрощення загальна площа пазів статора

$$S_{n1} = \frac{A_1 \pi D_1}{10k_{31} J_1}. \quad (20)$$

Аналогічно (16) отримується рівняння для загальної площини пазів ротора:

$$S_{n2} = \frac{A_2 \pi D_2}{10J_2}, \quad (21)$$

де A_2 – лінійне навантаження ротора; J_2 – щільність струму в обмотці ротора.

У першому наближенні лінійне навантаження ротора можна прийняти на рівні 90 % від лінійного навантаження статора. Щільності струму в обмотках статора й ротора приймаються у функції зовнішнього діаметра статора [2], який приблизно дорівнює

$$D_{n1} = 1,7h,$$

де h – вісь обертання ротора АД.

Зовнішній діаметр зубцевої зони статора

$$D_{c1} = D_{n1} - 2h_{c1} = D_{n1} - \frac{D_1 B_\delta}{pk_{cm} B_{c1}}, \quad (22)$$

де h_{c1} – висота спинки статора; B_δ – індукція в повітряному зазорі, приймається згідно з [2] залежно від зовнішнього діаметра статора.

Внутрішній діаметр зубцевої зони ротора

$$D_{c2} = D_{e2} + 2h_{c2} = D_{e2} + \frac{D_1 B_\delta}{pk_{cm} B_{c2}}, \quad (23)$$

де h_{c2} – висота спинки ротора.

Внутрішній діаметр магнітопроводу ротора дорівнює зовнішньому діаметру центральної частини вала АД. Зовнішній діаметр ротора можна прийняти еквівалентним внутрішньому діаметру статора, який приймається за незалежну змінну й будується функція коефіцієнта активного опору гілки намагнічування, що враховує магнітні втрати в магнітопроводі ротора:

$$k_{m2} = \left(\frac{B_{32}^2 S_{32} + B_{c2}^2 S_{c2}}{B_{31}^2 S_{31} + B_{c1}^2 S_{c1}} \right) \left(\frac{f_2}{f_1} \right)^\beta. \quad (24)$$

Або після підстановки (12)–(15) і (20)–(23) у (24) та з урахуванням, що $f_2 = f_1 s$,

$$k_{m2}(D_1, s) = \frac{B_{32}^2 a + B_{c2}^2 b}{B_{31}^2 c + B_{c1}^2 d} s^\beta, \quad (25)$$

де $a = D_1^2 - \left(D_{e2} + \frac{D_1 B_\delta}{pk_{cm} B_{c2}} \right)^2 - \frac{4A_2 D_1}{10J_2}$;

$$b = \left(D_{\delta 2} + \frac{D_1 B_{\delta}}{pk_{cm} B_{c2}} \right)^2 - D_{\delta 2}^2;$$

$$c = \left(1,7h - \frac{D_1 B_{\delta}}{pk_{cm} B_{c1}} \right)^2 - D_1^2 - \frac{4A_1 D_1}{10k_{\delta 1} J_1};$$

$$d = \frac{3,4h D_1 B_{\delta}}{pk_{cm} B_{c1}} - \left(\frac{D_1 B_{\delta}}{pk_{cm} B_{c1}} \right)^2.$$

У рівнянні (25) вирази у скобках при $B_{\delta 1}^2$ та $B_{\delta 2}^2$ визначають площину зубцевої зони магнітопроводів статора й ротора відповідно. Вони повинні бути більше нуля, а це означає, що точки перетину функцій площин вісі абсцис визначають мінімальне D_{1min} та максимальне D_{1max} , припустимі значення D_1 (рис. 2).

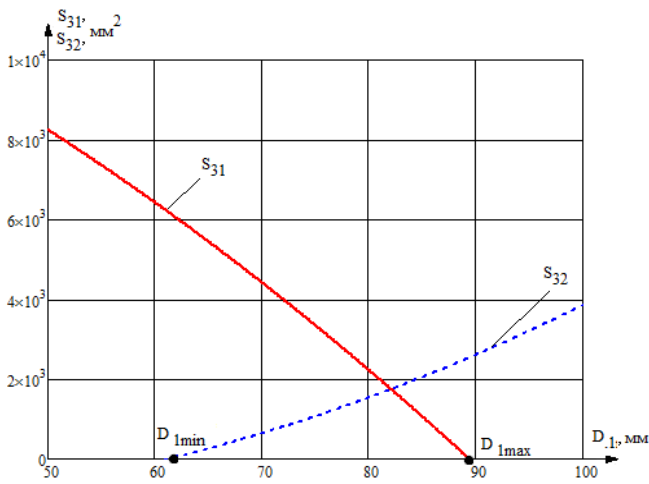


Рисунок 3 – Площини зубцевої зони магнітопроводів статора й ротора

У першому наближенні розрахунковий діаметр активної зони

$$D_{1poz} = \frac{D_{1max} + D_{1min}}{2}.$$

Таке припущення не вносить великої похибки, оскільки похідна $\frac{dk_{m2}(D_1)}{dD_1}$ дуже мала, а, відповідно, зміна $k_{m2}(D_1)$ при зміні D_1 у всьому припустимому діапазоні не призводить до значних відхилень.

Тоді шуканий активний опір гілки намагнічування, що враховує магнітні втрати у магнітопроводі ротора:

$$r_{m2}(s) = k_{m2}(D_{1poz}, s) r_m. \quad (26)$$

Як впливає з виразу (26), активний опір гілки намагнічування, що враховує магнітні втрати у магнітопроводі ротора, залежить від ковзання.

Як приклад досліджень обрано загальнопромисловий АД типу 4A71A4У3 [4]:

Таблиця 1 – Паспортні характеристики двигуна

P_n , Вт	550
$I_{н1}$, А	1,689
U_1 , В	220
s_n , %	7,33
η	0,705
$\cos \varphi_1$	0,7
n_1 , об/хв	1500
n_2 , об/хв	1380
J , кг·м ²	0,00138
m_1	3
p	2
f_1 , Гц	50

Після підстановки всіх чисельних значень та виразу (26) активного опору гілки намагнічування, що враховує магнітні втрати в магнітопроводі ротора, у (6) виконується моделювання процесу пуску АД з вентиляторною характеристикою навантаження.

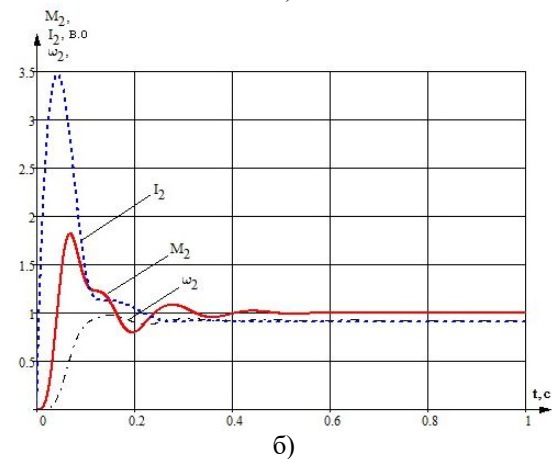
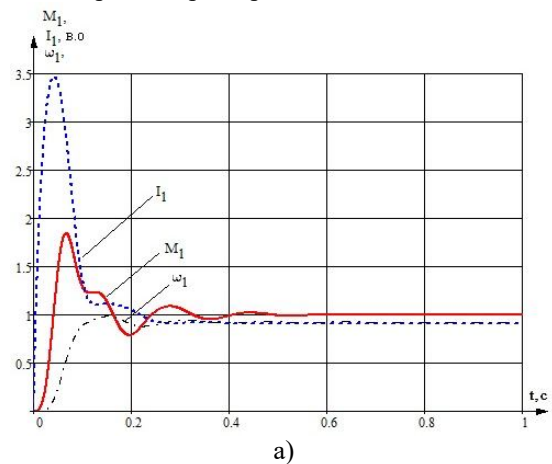


Рисунок 4 – Часові динамічні характеристики АД: а) з урахуванням магнітних втрат у сталі статора й ротора; б) урахування магнітних втрат у сталі статора

У результаті чисельного інтегрування систем рівнянь за допомогою методу Ейлера на ЕОМ у пакеті MathCAD були отримані часові динамічні характеристики з урахуванням магнітних втрат у сталі статора [5] і ротора (рис. 4,а) та з урахуванням магнітних втрат у сталі статора (рис. 4,б). На основі цих характеристик побудовані характеристики відмінностей (рис. 5) [5]:

– електромагнітного моменту

$$\varepsilon_M = |M_1 - M_2| 100 \%;$$

– струму статора

$$\varepsilon_{I_s} = |I_1 - I_2| 100 \%;$$

– частоти обертання ротора

$$\varepsilon_{\omega} = |\omega_1 - \omega_2| 100 \%$$

Динамічні характеристики АД з урахуванням магнітних втрат потужності в сталі ротора (рис. 4,а) мають незначні відмінності від динамічних характеристик без їх урахування (рис. 4,б).

Відповідно до характеристик відмінностей (рис. 5) максимальна різниця, що досягається при врахуванні втрат потужності в магнітопроводі ротора, має місце на старті АД при значеннях ковзання від одиниці до критичного значення. Потім при затиханні перехідного процесу відмінності зникають до нуля.

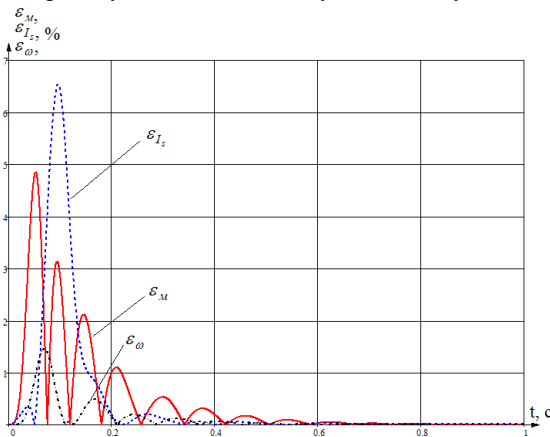


Рисунок 5 – Відносні відмінності динамічних характеристик при моделюванні з урахуванням та без урахування магнітних втрат потужності у роторі АД

Цей незначний та швидкоплинний вплив можна обґрунтувати тим, що при нерухомому роторі частота ЕРС ротора дорівнює частоті мережі $f_2 = f_1$. Та після того, як в обмотці статора створюється обертове магнітне поле, яке випереджає ротор, ковзання, яке виникло при цьому $f_2 = f_1 s$, ще не суттєво знижує частоту перемагнічування ротора, тому, як наслідок, можна спостерігати піковий вплив магнітних втрат у роторі. Максимальна відмінність спостерігається для струму статора, вона складає приблизно 6,5 %, що не може суттєво вплинути на характер, форму та основні показники перехідного процесу. Тому в більшості випадків можна знехтувати втратами потужності в магнітопроводі ротора.

ВИСНОВКИ. Результати досліджень дозволяють отримати оцінку врахування магнітних втрат у сталі

ротора на динамічні характеристики, яка показала, що, на відміну від урахування втрат потужності в магнітопроводі статора, аналогічні втрати у роторі не мають значної вагомості при моделюванні перебігу процесів для АД малої потужності та у більшості випадків ними можна знехтувати.

ЛІТЕРАТУРА

1. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. – М.: Высш. шк., 2001. – 327 с.
2. Кімстач О.Ю. Проектування асинхронних двигунів малої і середньої потужності загального призначення з короткозамкненим ротором: навчальний посібник. – Миколаїв: НУК, 2015. – 188 с.
3. Кімстач О.Ю. Математическая модель трансформаторно-асинхронной системы // Збірник наукових праць УДМТУ. – Миколаїв: УДМТУ, 2002. – Вип. 2 (380). – С. 158–165.
4. Асинхронные двигатели серии 4А: справочник / А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин, Е.А. Соболенская. – М.: Энергоиздат, 1982. – 504 с.
5. Нестерчук О.В., Кімстач О.Ю. Визначення впливу врахування магнітних втрат на динамічні характеристики асинхронних машин // Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць XIV Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів у місті Кременчук 14–15 квітня 2016 р. – Кременчук, КрНУ, 2016. – С. 206–207.
6. Гольдберг О.Д., Свириденко И.С. Проектирование электрических машин / Под ред. О.Д. Гольдберга. – М.: Высш. шк., 2006. – 430 с.
7. Riccardo Marino, Patrizio Tomei, Cristiano M. Verrelli. Induction motor control design. – Springer-Verlag London Limited, 2010. – 350 p.
8. Бабаев М.Б., Голубев Л.Н. Моделирование электромагнитных процессов в шестифазных асинхронных двигателях с расщепленной обмоткой // Электричество. – М., 1994. – Вип. 4. – С. 31–35.
9. Дементьев Ю.Н., Умурзакова А.Д., Удут Л.С. Моделирование асинхронного двигателя с устройством косвенного измерения момента // Фундаментальные исследования. – М., 2014. – Вип. 12 (5). – С. 931–935.
10. Качан Ю.Г., Николенко А.В., Кузнецов В.В. Оценка адекватности математической модели асинхронного двигателя в условиях некачественного питания // Интегрированные технологии та энергосбережения. – Харьков, 2009. – Вип. 3. – С. 70–74.
11. Никиян Н.Г. Математические модели трехфазных асинхронных машин с учетом технологических и эксплуатационных отклонений // Вестник Оренбургского государственного университета. – Оренбург, 2000. – Вип. 1 (4). – С. 59–64.
12. Загирняк М.В., Огарь В.А., Ченчевой В.В. и др. Характеристики асинхронных двигателей с учетом изменения свойств магнитной системы // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук, 2013. – Вип. 1 (21). – С. 97–106.

**DETERMINATION OF INFLUENCE OF MAGNETIC LOSSES ACCOUNTING
IN THE ROTOR TO THE INDUCTION MACHINE DYNAMIC CHARACTERISTICS**

A. Nesterchuk

Admiral Makarov National University of Shipbuilding

vul. Lenina, 3, Mikolaiv, 54021, Ukraine. E-mail: nesretchykaleksandr@gmail.com

Purpose. Researching of influence of magnetic losses in the steel of the rotor accounting to the induction machine dynamic characteristics. **Methodology.** There is the mathematical modeling of dynamic processes with the account of magnetic losses for industrial induction motor was produced in this work. The comparative analysis of starting characteristics was made to determine the significance of the influence of magnetic losses in the steel of the rotor for transient process. **Results.** By means of the mathematical model enhancement with the use the generalized two-phase electrical machines was developed mathematical models which take into account: magnetic losses in the steel of the stator and magnetic losses in the whole magnetic core. For further determination of the magnetic losses in the steel of the rotor was developed the calculation method of active resistance of the magnetization branch, that represents the magnetic losses in the steel of the rotor. The result of the calculation allows possible to solve the system of differential equations and the induction machine dynamic characteristics was received. This allow to made analysis of the character of the transient process and comparing analysis with the transient process which takes into account magnetic losses in the steel of the stator. **Originality.** The calculation algorithm of active resistance of the rotor and dynamic simulating of the induction machine with account magnetic losses in the steel of the rotor was designed. **Practical value.** The results show account of the magnetic losses in the steel of rotor is pointless in most cases of dynamic simulating of the induction machine, because magnetic losses in the steel of rotor flow too fast and have a low value.

Key words: mathematical model, asynchronous motor, electric machine, magnetic losses, resistance.

REFERENCES

1. Kopylov, I.P. (2001), *Matematicheskoe modelirovaniye elektricheskikh mashin* [Mathematical modeling of electrical machines], Vysshchaya shkola, Moscow. (in Russian)
2. Kimstach, O.Yu. (2015), *Proektuvannya asinkhronnikh dviguniv maloi i serednoi potuzhnosti zagalnogo priznachennya z korotkozamknemim rotorom* [Induction motors designing for general purpose squirrel-cage motors low and medium power], UDMTU, Mikolaiv. (in Ukrainian)
3. Kimstach, O.Yu. (2002), "Mathematical model of transformer-induction system", *Zbirnyk naukovykh prats UDMTU*, Vol. 2, no. 380, pp. 158–165. (in Russian)
4. Kravchik, A.E., Shlaf, M.M., Afonin, V.S. and Sobolevskaya, Ye.A. Induction motors series 4A [Asinkhronnye dvigateli serii 4A], Energoizdat, Moscow. (in Russian)
5. Nesterchuk, A.V. and Kimstach, O.Yu. (2016), "Determination of influence of magnetic losses accounting to the induction machine dynamic characteristics", *Elektromekhanichni ta enerhetychni systemy, metody modelyuvannya ta optymizatsiyi* [Electromechanical and energy systems, modeling techniques and optimization], *Zbirnyk naukovykh prats XVI Mizhnarodnoyi naukovo-tekhnichnoyi konferentsiyi molodykh uchenykh i spetsialistiv* [The XVI international conference of students and young researchers], Kremenichuh, Ukraine, 14–15 April 2016, pp. 206–207. (in Ukrainian)
6. Goldberg, O.D., Gurin, Ya.S. and Sviridenko, I.S. (2006), *Proektirovaniye elektricheskikh mashin* [Designing of Electrical machines], Vysshchaya shkola, Moscow. (in Russian)
7. Riccardo, M., Patrizio, T. and Cristiano, M.V. Induction motor control design, Springer-Verlag, London Limited, UK.
8. Babaev, M.B. and Golubev, L.N. (1994), "Simulation of electromagnetic processes in sixphase induction motors with splitting winding", *Elektrychestvo*, no. 4, pp. 31–35. (in Russian)
9. Dementiev, U.N., Umurzakova, A.D. and Udut L.S. (2014), "Modeling of the asynchronous motor with a device for indirect measurement of time", *Fundamental research*, Vol. 12, no. 5, pp. 931–935. (in Russian)
10. Kachan, U.G., Nikolenko, A.V. and Kuznetsov, V.V. (2009), "Assessment of the adequacy of the mathematical model of induction motor under conditions of poor nutrition", *Integrovani tehnologiyi ta energozberezhennya*, no. 3, pp. 70–74. (in Russian)
11. Nikiyan, N.G. (2000), "Mathematical models of three phase asynchronous machines taking into account technological and operational deviations", *Vestnik Orenburgskogo gosudarstvennogo universiteta*, Vol. 1, no. 4, pp. 59–64. (in Russian)
12. Zagirnyak, M.V., Ogar, V.A., Chenchevoy, V.V. et al. (2013), "Induction motors characteristics when changing magnetic system", *Elektromekhanichni i energozberigayuchi systemy*, Vol. 1, no. 21, pp. 97–106. (in Russian)

Стаття надійшла 06.12.2016.