

УДОСКОНАЛЕННЯ ДВОКОНТУРНОЇ ЗАСТУПНОЇ СХЕМИ ГЛИБОКОПАЗНИХ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

В.Ф. Сивокобиленко, докт.техн.наук
Донецький національний технічний університет,
пл. Шибанкова, 2, Красноармійськ Донецької обл., 85300, Україна.
E-mail: svf1934@gmail.com

Удосконалено метод визначення за каталоговими даними параметрів двох заступних схем глибокопазних асинхронних двигунів. У першій схемі для врахування скін-ефекту ротор представлено одним контуром із залежними від ковзання активним і індуктивним опорами, а у другій – двома паралельно з'єднаними контурами з постійними і незалежними від ковзання опорами. Метод базується на ітераційному чисельному рішенні рівнянь для струмів і моментів, залежних від параметрів схем і забезпечує в обох схемах збіг каталогових і розрахункових даних при ковзанніях – номінальному і рівному одиниці, проте при інших ковзанніях виявлені характерні спотворення характеристик струму статора і моменту. Для їхнього усунення запропоновано нову заступну гібридну схему з двома контурами на роторі, опори кожного з яких є функціями ковзання і визначаються за допомогою усереднення параметрів раніше розглянутих заступних схем. Наведено приклади, які підтверджують ефективність гібридної схеми. Бібл. 10, рис. 5.

Ключові слова: асинхронний двигун, глибокопазний ротор, заступна схема, двоконтурна, гібридна, струм, опір, момент.

Актуальність проблеми і її зв'язок з прикладними задачами. Завдяки простоті конструкції, надійності в роботі та відносно низькій вартості асинхронні короткозамкнені двигуни (АД) є основним типом електроприводу механізмів на сучасних підприємствах. Для покращення пускових характеристик АД з номінальною напругою 6-10 кВ їхній ротор виготовляють з глибокими пазами або з двома клітками. У пускових режимах таких АД завдяки ефекту витіснення струму в стержнях ротора збільшується їхній активний опір та зменшується індуктивність розсіювання, що сприяє збільшенню електромагнітного моменту. Вплив цього ефекту необхідно враховувати в заступних схемах АД, для чого потрібно знати форму і розміри пазів і стержнів ротора. Але відсутність таких даних у заводських каталогах на двигуни змушує застосовувати наближені методи визначення параметрів заступних схем. Похибка при розрахунках струмів і моментів може досягати 50% і більше.

На багатьох підприємствах з неперервним технологічним процесом (ТЕС, АЕС, металургійні заводи і т.п.) у системах електропостачання використовують велику кількість потужних АД, і при проектуванні і експлуатації таких систем похибки в розрахунках параметрів їхніх режимів роботи не повинні перебільшувати 5-8 відсотків, що потребує розробки більш досконалих заступних схем АД.

Огляд публікацій та недоліки відомих рішень. Методам розрахунку параметрів заступних схем глибокопазних АД присвячена велика кількість публікацій [1-10 та ін.], де розглядаються в основному дві Т-подібні заступні схеми: одноконтурна (ОК) з нелінійними опорами ротора (рис. 1) і двоконтурна (ДК), в якій ротор має два паралельних контури з постійними опорами (рис. 2).

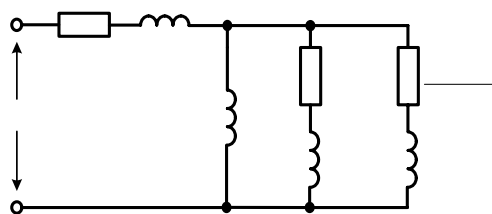


Рис. 1

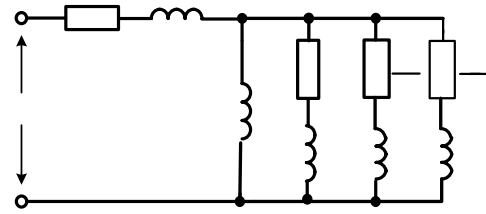


Рис. 2

Перша використовується для аналізу стаціонарних режимів [1,6], а друга – для перехідних, бо за рахунок різних постійних часу контурів ротора вона точніше відображає аперіодичні складові в струмах і моментах [4,5]. Основним недоліком схем, розглянутих в [1-3, 7-10], є розбіжність до 25-50% розрахункових струмів і моментів через недостатньо коректне врахування ефекту витіснення струму в стержнях ротора [3,7,8], використання недостовірної інформації через її відсутність у каталогових даних [2,9], нехтування втратами в сталі [2,8] та ін. Інформація про струми і моменти у ви-

гляді поліномів апроксимації [3] розширює відомості про каталожні дані, але потребує подальшої реалізації у вигляді заступних схем. Тому актуальним є подальше удосконалення заступних схем глибокопазних АД як для аналізу квазістаціонарних режимів, так і перехідних процесів.

Мета досліджень. Підвищити точність розрахунків струмів і моментів при використанні дво-контурної заступної схеми глибокопазних АД за рахунок використання в ній функціонально залежних від ковзання активних і індуктивних опорів обох контурів замість їхніх постійних значень та вдосконалити метод їхнього визначення.

Основний матеріал та отримані результати. Прийmemo за основу наступні обмеження: напруга джерела живлення і індукція в повітряному зазорі АД мають синусоїдальний характер, насичення магнітопроводів відсутнє, механічними і додатковими втратами нехтуємо. Всі величини в подальшому будемо приводити у загальноприйнятих для електричних машин відносних одиницях [1]. Вважаємо відомими каталогові дані: номінальну потужність P_H і напругу U_H статора, ковзання s_H , $\cos(\varphi_H)$, η_H , а також кратності максимального M_m і пускового M_p моментів та номінального I_H і пускового I_p струму статора.

З метою підвищення точності розрахунків струмів і моментів за допомогою заступних схем (рис. 1, рис. 2) розглянемо більш доцільний метод визначення їхніх параметрів, який ґрунтується на чисельному ітераційному методі розв'язання системи нелінійних рівнянь, складених для номінального і пускового режимів АД.

У каталогах відсутні дані про форму пазів ротора, тому будемо вважати, що стержні короткозамкненої обмотки глибокопазного ротора мають прямокутну форму, а їхні активний $Rok(s)$ і індуктивний $Xok(s)$ опори залежать від ефекту витіснення струму і представлені нелінійними функціями ковзання, які згідно з [1,6], можна знайти за виразами

$$Rok(s, hr) = Rro \cdot Kr(s, hr); \quad Xok(s, hx) = Xro \cdot Kx(s, hx); \quad (1)$$

$$Kr(s, hr) = hr \sqrt{s} \cdot \frac{sh(2hr\sqrt{s}) + \sin(2hr\sqrt{s})}{ch(2hr\sqrt{s}) - \cos(2hr\sqrt{s})}; \quad Kx(s, hx) = \frac{3}{2hx\sqrt{s}} \cdot \frac{sh(2hx\sqrt{s}) - \sin(2hx\sqrt{s})}{ch(2hx\sqrt{s}) - \cos(2hx\sqrt{s})}, \quad (2)$$

де Rro , Xro – опори ротора за відсутності витіснення струму, тобто при ковзанні $s = 0$; hr , hx – еквівалентні висоти стержнів ротора, які, на відміну від [3,10], будемо вважати різними відповідно для активного та індуктивного опорів; $Kr(s, hr)$, $Kx(s, hx)$ – коефіцієнти для врахування ефекту витіснення струму.

Для обмотки статора так само, як і у [5], прийmemo, що активний опір дорівнює номінальному ковзанню $Rs = s_H$, а опір індуктивності розсіювання Xs – оберненій величині подвійної кратності пускового струму статора $Xs = (2 \cdot I_p)^{-1}$. Для врахування втрат у сталі виділимо окремий контур, де коефіцієнт відношення індуктивного опору до активного, згідно з [5], становить $Kfe = 0,6$. Тоді $Xfe = 0,6Rfe$.

Для визначення вектора невідомих параметрів $V = (Rfe, Xm, hr, hx, Rro, Xro)^T$ одноконтурної заступної схеми ОК складемо систему нелінійних рівнянь, для чого попередньо виразимо струми статора, ротора і обертовий момент через шукані параметри і відповідні ковзання

$$Zs = Rs + jXs; \quad Zm = jXm; \quad Zfe = Rfe + jXfe; \quad Zok(s, V) = Rro \cdot Kr(s, hr) \cdot s^{-1} + jXro \cdot Kx(s, hx), \quad (3)$$

$$Is(s, V) = Us \left[Zs + (Zm^{-1} + Zok(s, V)^{-1} + Zfe^{-1})^{-1} \right]^{-1}; \quad Ir(s, V) = [Us - Zs \cdot Is(s, V)] Zok(s, V)^{-1}; \quad (4)$$

$$M(s, V) = |Ir(s, V)|^2 Rro \cdot Kr(s, hr) s^{-1}. \quad (5)$$

На основі (3)-(5) для струмів статора і моментів при номінальному ковзанні і при ковзанні $s1 = 1$, а також для максимального моменту отримаємо систему рівнянь для визначення вектора шуканих параметрів V . Нагадаємо, що комплексне значення струму статора при s_H дорівнює $(\cos(\varphi_H) - j \sin(\varphi_H))$, а значення максимального моменту будемо знаходити шляхом вибірки з розрахунку моментів по (5) для діапазону ковзань у зоні критичного $s_{var} = (0 \div 0,25)$. Тоді система рівнянь набуває вигляду

$$\begin{aligned} f_1(V) &= Is(s_H, V) - (\cos(\varphi_H) - j \sin(\varphi_H)) = 0; & f_3(V) &= M(s_H, V) - M_H = 0, \\ f_2(V) &= |Is(s1, V)| - I_p = 0; & f_4(V) &= M(s1, V) - M_p = 0; & f_5(V) &= M(s_{var}, V) \max - M_m = 0. \end{aligned} \quad (6)$$

Розв'язання рівнянь (6) ґрунтується на мінімізації методом ітерацій суми квадратів відхилень від нуля (нев'язок) функцій $f_1(V) \div f_5(V)$ одним із чисельних методів Ньютона, градієнтного або інших, наприклад, з пакетів MathCad або MATLAB. Початкові наближення для змінних знайдемо за допомогою наступних співвідношень. Використовуючи відомі Mm , $\cos(\varphi_H)$, η_H , знайдемо опір взаємодуції Xm за приведеною у [6] формулою

$$Xm = \left[\sqrt{1 - \cos(\varphi_H)^2} - (Mm - \sqrt{Mm^2 - 1}) \cos(\varphi_H) \right]^{-1}. \quad (7)$$

Активний Rfe і індуктивний Xfe опори знайдемо, обчисливши спочатку для номінального режиму втрати потужності у статорі ΔP_S , роторі ΔP_R , сумарні ΔP_Σ , а потім – втрати у сталі ΔP_S

$$\begin{aligned} \Delta P_S &= R_s \cdot I_H^2 = R_s; & \Delta P_R &= \cos(\varphi_H) \eta_H s_H (1 - s_H)^{-1}; & \Delta P_\Sigma &= (1 - \eta_H) \cos(\varphi_H); \\ \Delta P_{fe} &= \Delta P_\Sigma - \Delta P_S - \Delta P_R; & Rfe &= (1 + Kfe^2)^{-1} \Delta P_{fe}^{-1}; & Xfe &= Kfe \cdot Rfe. \end{aligned} \quad (8)$$

Опори ротора Rro , Xro знайдемо, використовуючи відомий вхідний опір двигуна при номінальному ковзанні, а для визначення опорів ротора $Rr1$, $Xr1$ при ковзанні $s1 = 1$ скористаємося значеннями пускового моменту Mp і пускового струму статора Ip

$$Zok(s_H) = \left[(Z_H - Z_s)^{-1} - Z_m^{-1} - Zfe^{-1} \right]^{-1}; \quad Rro = \text{Re}(Zok(s_H)); \quad Xro = \text{Im}(Zok(s_H)); \quad (9)$$

$$Z_H = \cos(\varphi_H) + j \sin(\varphi_H); \quad Z_s = R_s + jX_s; \quad Z_m = jX_m; \quad (10)$$

$$Rr1 = Mp \cdot Ip^{-2}; \quad Xr1 = Ip^{-1} - X_s. \quad (11)$$

Тепер можемо знайти коефіцієнти витіснення струму $Kr1$ і $Kx1$ при $s1 = 1$, а потім визначити наближені значення для еквівалентних висот hr і hx

$$hr = Kr1(s1, hr) = \frac{Rr1}{Rro}; \quad hx = \frac{3}{2 \cdot Kx1(s1, hx)} = \frac{3}{2} \cdot \frac{Xro}{Xr1}. \quad (12)$$

Всі початкові наближення тепер відомі, і з рішення системи рівнянь (6) знаходимо параметри заступної схеми (рис. 1), а потім по (3)–(5) виконуємо розрахунки струмів і моментів для порівняння їх з вихідними каталоговими даними. Результат ідентифікації параметрів буде задовільний, якщо для s_H отримаємо $Is = 1$, $M = 1$, $\eta = \eta_H$, для $s = 1 - I = Ip$, $M = Mp$, а $M(s_{var}, V) \max = Mm$.

Розглянемо тепер заступну схему ДК з двоконтурним ротором (рис. 2). Параметри обмотки статора R_s , X_s , контура втрат у сталі Rfe , Xfe і Xm залишаються такими самими, а вектор шуканих параметрів двох еквівалентних контурів ротора $W = (R1, X1, R2, X2)^T$ знайдемо з системи рівнянь, отриманої за умови, що фазо-амплітудні характеристики ротора в обох заступних схемах однакові при ковзаннях $s1 = 1$ і $s2 = s_H$:

$$f1(W) = Zok(s1, hr, hx)^{-1} - Zdk1(s1, R1, X1)^{-1} - Zdk2(s1, R2, X2)^{-1} = 0; \quad (13)$$

$$f2(W) = Zok(s2, hr, hx)^{-1} - Zdk1(s2, R1, X1)^{-1} - Zdk2(s2, R2, X2)^{-1} = 0. \quad (14)$$

Розв'язання рівнянь (13), (14) виконуються методами, аналогічними для (6), при початкових наближеннях $R1 = Rr(s_H, hr)$; $R2 = Rr(s1, hr)$; $X1 = Xr(s_H, hx)$; $X2 = Xr(s1, hx)$.

Комплексні опори першого, другого контурів та їхній підсумковий опір знайдемо тепер як

$$Zdk1(s) = R1 \cdot s^{-1} + jX1; \quad Zdk2(s) = R2 \cdot s^{-1} + jX2; \quad Zdk(s) = \left[Zdk1(s)^{-1} + Zdk2(s)^{-1} \right]^{-1}. \quad (15)$$

Запропонований метод розрахунку параметрів заступних схем реалізовано у вигляді програм у пакетах MathCad і MATLAB і за його допомогою виконано розрахунки для АД, які показали, що практично завжди для обох схем за знайденими параметрами забезпечується повний збіг каталогових і розрахункових даних (струмів і моментів при ковзаннях, що дорівнюють номінальному і рівному одиниці та максимальному моменту). Наприклад, повний збіг даних має місце для АД типу ВАН-215/59, для якого за каталоговими даними $P_H = 2500$ кВт, $U_H = 6$ кВ, $\eta_H = 0,947$, $\cos(\varphi_H) = 0,83$, $Mp = 0,65$, $Mm = 1,9$, $Ip = 4,2$ було знайдено параметри у відносних одиницях для заступної схеми з ОК: $R_s = 0,013$; $X_s = 0,119$; $Rfe = 32,97$; $Xfe = 19,78$; $Rro = 0,014$; $Xro = 0,182$; $hr = 2,299$ см; $hx = 2,313$ см та параметри двох контурів ротора для заступної схеми з ДК:

$$R1 = 0,016; \quad X1 = 0,232; \quad R2 = 0,114; \quad X2 = 0,228.$$

Разом з тим дослідження показали, що розрахункові значення струмів і, особливо, моментів в області ковзання, більших за номінальне, але менших за одиницю, відрізняються між собою для схем з ОК та ДК. Це видно, наприклад, з рис. 3, де представлено для порівняння залежності від ковзання струмів статора і моментів, а на рис. 4 – активного і реактивного опорів ротора для згаданого раніше АД.

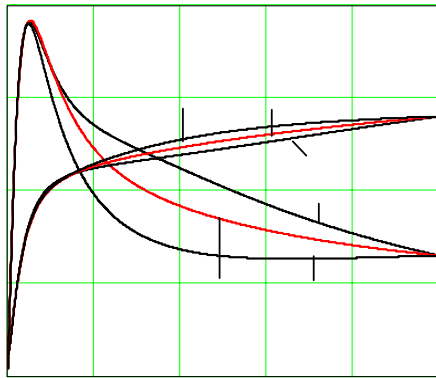


Рис. 3

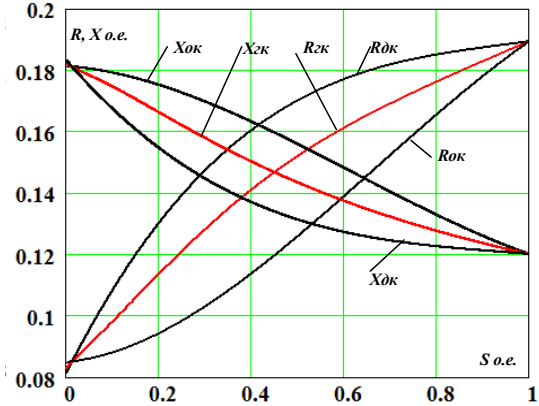


Рис. 4

Аналогічний характер залежностей має місце для більшості двигунів власних потреб блочних електростанцій з агрегатами потужністю 200, 300 і 800 МВт. При цьому статичні характеристики моментів для схем з ОК мають занижені значення, а для схем з ДК – завищені з тенденцією утворення двогорбової моментної характеристики. Для динамічних моментів має місце протилежний характер, що підтверджується порівнянням розрахункових даних з експериментальними для ряду двигунів. Так, аналіз отриманих експериментально даних (табл. 1) для режиму пуску раніше згаданого АД показав, що розрахункові характеристики АД для обох схем різняться не тільки між собою, а й відрізняються від експериментальних

t, c	0,0	0,25	0,5	0,75	1,0	1,25	1,5	1,75	2,0	2,35
$I_s, o.e.$	4,16	4,15	4,13	3,88	4,01	3,76	3,63	3,47	3,15	0,98
$P_s, o.e.$	0,98	1,0	1,02	1,035	1,07	1,12	1,20	1,33	1,6	0,98
$\omega, o.e.$	0,0	0,075	0,16	0,286	0,416	0,54	0,65	0,76	0,88	0,93

Для усунення зазначених недоліків схем з ОК і ДК у роботі запропоновано нову гібридну (комбіновану) заступну схему ротора (ГК), яка утворює схеми ротора заміною $R1/s, R2/s, X1, X2$ відповідно на $R_{ck1}(s)/s, R_{ck2}(s)/s, X_{ck1}(s), X_{ck2}(s)$. У цій схемі параметри статорних кіл залишаються такими самими, як у схемах з ОК і ДК, а ротор представлено двома паралельними контурами, активні і індуктивні опори яких залежать від ковзання. Причому як перший контур взято нелінійні параметри ротора схеми ОК з частковим коефіцієнтом K_{ok}^{-1} , а для другого – параметри схеми ДК з частковим коефіцієнтом K_{dk}^{-1} . Тоді комплексні опори цих контурів схеми ГК та їхній підсумковий опір будуть представлені як

$$Z_{ck1}(s) = K_{ok}^{-1} \cdot Z_{ok}(s, hr, hx) = K_{ok}^{-1} [R_{ro} \cdot K_r(s, hr) \cdot s^{-1} + jX_{ro} \cdot K_x(s, hx)];$$

$$Z_{ck2}(s) = K_{dk}^{-1} \cdot Z_{dk}(s, R1, X1, R2, X2) = K_{dk}^{-1} \cdot [(R1 \cdot s^{-1} + jX1)^{-1} + (R2 \cdot s^{-1} + jX2)^{-1}]^{-1}; \quad (16)$$

$$Z_{ck}(s) = [Z_{ck1}(s)^{-1} + Z_{ck2}(s)^{-1}]^{-1}.$$

За допомогою часткових коефіцієнтів провідностей ротора K_{ok}, K_{dk} можна посилити або послабити в еквівалентному роторі властивості, притаманні АД з двоклітинним ротором або зі стержнями прямокутної форми. Для цього значення коефіцієнтів вибирають з діапазону $0 \div 1$ за умови, що їхня сума дорівнює 1. Наприклад, при $K_{ok} = 1, K_{dk} = 0$ схема ГК перетворюється на схему ОК, а при

$K_{ок} = 0, K_{дк} = 1$ – у схему ДК. Застосування схеми ГК для АД типу ВАН-215, як це видно з рис. 3 і рис. 4, дозволяє при $K_{ок} = K_{дк} = 0,5$ отримати характеристики опорів і моментів, близьких до експериментальних і без недоліків, властивих схемам з ОК і ДК. При аналізі усталених режимів вико ристовуємо опір для ГК по (16), а при аналізі перехідних враховуємо в диференціальних рівняннях АД окремо кожний контур, що підвищує точність відображення аперіодичних складових струмів і моментів.

Відзначимо також, що для зниження обчислювальних витрат нелінійні параметри роторних контурів можна представити степеневими поліномами, які, наприклад, для першого контуру схеми ГК при апроксимації за чотирма значеннями ковзання знайдемо як

$$\tilde{s} = \begin{bmatrix} s_1^3 & s_1^2 & s_1 & 1 \\ s_2^3 & s_2^2 & s_2 & 1 \\ s_3^3 & s_3^2 & s_3 & 1 \\ s_4^3 & s_4^2 & s_4 & 1 \end{bmatrix}^{-1}; \quad \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} = \tilde{s} \cdot \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(Z_{гк1}(s_1)) \cdot s_1 \\ \operatorname{Re}(Z_{гк1}(s_2)) \cdot s_2 \\ \operatorname{Re}(Z_{гк1}(s_3)) \cdot s_3 \\ \operatorname{Re}(Z_{гк1}(s_4)) \cdot s_4 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \tilde{s} \cdot \begin{bmatrix} \operatorname{Im}(Z_{гк1}(s_1)) \\ \operatorname{Im}(Z_{гк1}(s_2)) \\ \operatorname{Im}(Z_{гк1}(s_3)) \\ \operatorname{Im}(Z_{гк1}(s_4)) \end{bmatrix}; \quad (17)$$

$$R_{гк1}(s) = a_1 \cdot s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_3 \cdot s + a_4; \quad X_{гк1}(s) = b_1 \cdot s^3 + b_2 \cdot s^2 + b_3 \cdot s + b_4.$$

Значення коефіцієнтів поліномів, отриманих по (17) при $K_{ок} = K_{дк} = 0,5$ для опорів першого контуру ротора ($гк1$), другого ($гк2$) та результуючого опору ротора ($гк$) по (16) для гібридної схеми АД типу ВАН-215/59, наведено в табл. 2.

контур	a_1	a_2	a_3	a_4	b_1	b_2	b_3	b_4
$гк$	-0,0012	0,033	-0,094	0,182	0,007	-0,021	0,032	0,014
$гк1$	-0,03	0,059	0,005	0,028	0,116	-0,216	-0,022	0,362
$гк2$	0,035	-0,099	0,1	0,027	-0,122	0,347	-0,351	0,367

Порівняння динамічних характеристик АД для різних заступних схем проводилося за допомогою математичних моделей, заснованих на повних диференціальних рівняннях, приведених нижче і записаних у нерухомих щодо статора осях α, β :

$$\begin{aligned} p\psi_{s\alpha} &= Um \cdot \cos(t) - R_s \cdot i_{s\alpha}; & p\psi_{s\beta} &= Um \cdot \sin(t) - R_s \cdot i_{s\beta}; & p\psi_{fe\alpha} &= -R_{fe} \cdot i_{fe\alpha}; \\ p\psi_{fe\beta} &= -R_{fe} \cdot i_{fe\beta}; & p\psi_{гк1\alpha} &= -R_{гк1}(s) \cdot i_{гк1\alpha} - \omega \cdot \psi_{гк1\beta}; \\ p\psi_{гк1\beta} &= -R_{гк1}(s) \cdot i_{гк1\beta} + \omega \cdot \psi_{гк1\alpha}; & p\psi_{гк2\alpha} &= -R_{гк2}(s) \cdot i_{гк2\alpha} - \omega \cdot \psi_{гк2\beta}; \\ p\psi_{гк2\beta} &= -R_{гк2}(s) \cdot i_{гк2\beta} + \omega \cdot \psi_{гк2\alpha}; & p\omega &= J^{-1}(M_e - M_c(\omega)); & M_e &= X_s^{-1} \cdot (\psi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \psi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}); \\ & & M_c(\omega) &= K_{HT} \cdot \omega^2; & s &= 1 - \omega; \end{aligned} \quad (18)$$

$$I_\alpha = \begin{pmatrix} i_{s\alpha} & i_{fe\alpha} & i_{гк1\alpha} & i_{гк2\alpha} \end{pmatrix}^{tr} = X(s)^{-1} \cdot (\psi_{s\alpha} \quad \psi_{fe\alpha} \quad \psi_{гк1\alpha} \quad \psi_{гк2\alpha})^{tr};$$

$$I_\beta = \begin{pmatrix} i_{s\beta} & i_{fe\beta} & i_{гк1\beta} & i_{гк2\beta} \end{pmatrix}^{tr} = X(s)^{-1} \cdot (\psi_{s\beta} \quad \psi_{fe\beta} \quad \psi_{гк1\beta} \quad \psi_{гк2\beta})^{tr};$$

$$X(s) = \begin{pmatrix} X_s + X_m & X_m & X_m & X_m \\ X_m & X_{fe} + X_m & X_m & X_m \\ X_m & X_m & X_{гк1}(s) + X_m & X_m \\ X_m & X_m & X_m & X_{гк2}(s) + X_m \end{pmatrix}. \quad (19)$$

У рівняннях (18), (19) M_e, M_c, J – моменти: електромагнітний, опору механізму, інерції відповідно, K_{HT} – коефіцієнт завантаження механізму, p – оператор диференціювання, ω – кутова швидкість обертання ротора. Для заступної схеми з ОК використовуються також ці рівняння, але за винятком одного з контурів ротора.

Результати розрахунків режимів пуску АД типу ВА3-215 при використанні різних заступних схем АД показано на рис. 5. Час пуску, струм статора та момент для гібридної схеми найбільш близькі до експериментальних (розбіжність до 7%).

У схемі з ОК динамічний момент на початку пуску завищений, тоді як у схемі ДК він занижений. Час пуску АД у схемі ДК на 22% менший, а у схемі з ОК – на 30% більший, ніж у схемі ГК. Більш коректно перехідні процеси відображає схема з ГК. У ній за рахунок різних постійних часу контурів ротора підвищується точність розрахунку аперіодичних складових струмів і моментів. Таким чином, найбільш прийнятні статичні і динамічні характеристики струмів і моментів мають місце для гібридної заступної схеми, що дозволяє рекомендувати її для аналізу режимів роботи розглянутих АД.

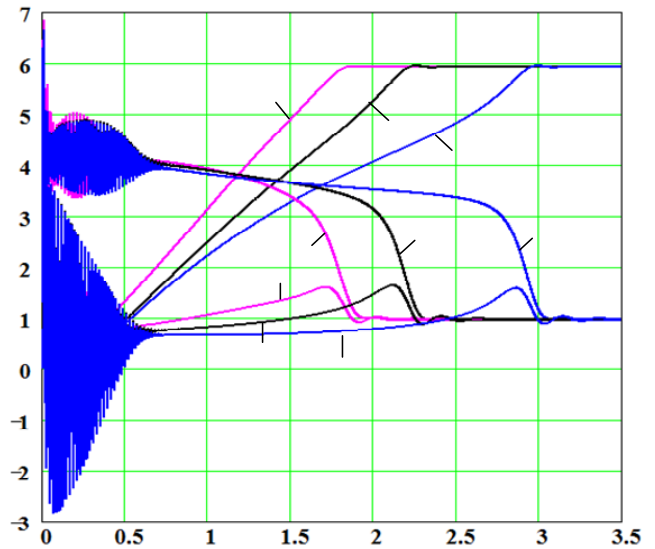


Рис. 5

Висновки. 1. Удосконалено метод визначення за каталоговими даними параметрів заступних схем АД одноконтурної з нелінійними параметрами ротора і двоконтурної з постійними параметрами роторних контурів. Метод базується на розв'язанні чисельними методами системи нелінійних рівнянь, в яких струми статора і моменти виражені як функції шуканих параметрів. При цьому повний збіг розрахункових і каталогових даних для струмів статора і моментів забезпечується для обох схем при ковзаннях $s_H, s_{KP}, 1$, але в області ковзань $s_{KP} < s < 1$ вони відрізняються між собою і від експериментальних.

2. Запропоновано нову гібридну схему заміщення АД, де ротор представлено двома паралельно включеними контурами з нелінійно залежними від ковзання опорами, які знаходять за допомогою параметрів роторних контурів обох раніше розглянутих схем при різному ступеню їхнього усереднення, що дає можливість отримати характеристики АД, близькі до експериментальних. Наведеними прикладами показано перевагу гібридної схеми для аналізу стаціонарних і перехідних режимів роботи АД.

1. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. – М.:Энергия, 1980. – 928 с.
2. Мощинский Ю.А., Беспалов В.Я., Кирякин А.А. Определение параметров схемы замещения асинхронной машины по каталожным данным // Электричество. – 1998. – № 4. – С. 38-42.
3. Олейников А.М., Никитин О.П., Мартынов В.Н., Слепушкина Ж.Ю. Применение новых уравнений аппроксимации механической и токовой характеристик для анализа пусковых свойств асинхронных двигателей // Праці Ін-ту електродинаміки НАН України. – 2010. – Вип. 25. – С. 72-76.
4. Сивокобыленко В.Ф., Павлюков В.А. Расчет параметров схем замещения и пусковых характеристик глубокопазных асинхронных машин // Электричество. – 1979. – № 10. – С. 35-39.
5. Сивокобыленко В.Ф., Ткаченко С.Н., Деркачев С.В. Определение параметров схем замещения и характеристик асинхронных двигателей // Электричество. – 2014. – № 10. – С. 38-44.
6. Сыромятников И.А. Режимы работы асинхронных и синхронных электродвигателей. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 528 с.
7. Boglietti A., Cavagnino A., Ferraris L. Induction motor equivalent circuit including the stray load losses in the machine power balance // IEEE Transaction on Energy Conversion. – 2008. – Vol. 23. – Issue 3. – Pp. 796 – 803.
8. Davey K. Prediction induction motor circuit parameters // IEEE Transactions on Magnetics. – 2002. – Vol. 38. – No 4. – Pp. 1774-1779.
9. Pedra J. On the determination of Induction Motor Parameters from Manufacturer Data for Electromagnetic Transient Programs // IEEE Transactions on Power Systems. – 2008. – Vol. 23. – No 4. – Pp. 1709-1718.
10. Pedra J., Corlooses F. Estimation of induction motor double-cage model parameters from manufacturer data // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 2004. – Vol.19. – No 2. – Pp. 310-317.

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ДВУХКОНТУРНОЙ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ГЛУБОКОПАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ**В.Ф.Сивокобыленко**, докт.техн.наук

Донецкий национальный технический университет,

пл. Шибанкова, 2, Красноармейск Донецкой обл., 85300, Украина. E-mail: svf1934@gmail.com

Усовершенствован метод определения по каталожным данным параметров двух схем замещения глубокопазных асинхронных двигателей. В первой для учета скин-эффекта ротор представлен одним контуром с зависимыми от скольжения активным и индуктивным сопротивлениями, а во второй – двумя параллельно соединенными контурами с постоянными и независимыми от скольжения сопротивлениями. Метод основан на итерационном численном решении уравнений для токов и моментов, зависящих от параметров схем, и обеспечивает в обеих схемах совпадение каталожных и расчетных данных при скольжениях номинальном и равном единице, но имеют место искажения характеристик тока и момента при других скольжениях. Для устранения недостатков предложена новая гибридная схема замещения с двумя контурами ротора, сопротивления каждого из которых являются функциями скольжения и определяются с помощью усреднения параметров ранее рассмотренных схем замещения. Приведены примеры, подтверждающие эффективность гибридной схемы.

Библ. 10, рис. 5.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, глубокопазный ротор, схема замещения, двухконтурная, гибридная, ток, сопротивление, момент.

IMPROVEMENT OF A DOUBLE-CIRCUIT EQUIVALENT CIRCUIT OF THE DEEP-SLOT INDUCTION MOTORS**V.F.Sivokobylenko**

Donetsk National Technical University,

Shibankov Square, 2, Krasnoarmeysk Donetsk Region, 85300, Ukraine. E-mail: svf1934@gmail.com

Method of calculation of according to catalog data of parameters of two equivalent circuit of the deep-slot induction motors are improved. In the first for the accounting of a skin-effect the rotor is presented by one contour with dependent on slipping active and inductive resistance, and to the second – two in parallel the connected contours with resistance, constant and independent of slipping. A method is based on the iteration numeral decision the equations for currents and moments, which are depending on the parameters and it provides in both equivalent circuits the coincidence of data which are calculation and catalogue for slipping nominal and equal to unit, but distortions of descriptions of current and moment take place at other slipping. For the removal of defects the new equivalent circuit is offered with two contours of rotor, resistances of each are the functions of slipping. They equal middle of parameters of two proposal of equivalent circuit. Examples made confirmative efficiency of hybrid equivalent circuit.

References 10, figures 5.

Keywords: induction motor, deep-slot rotor, equivalent circuit, double-circuit, hybrid, current, resistance, torque.

1. Ivanov-Smolenskiy A.V. Electrical Machines. – Moskva: Energiia, 1980. – 928 p. (Rus)

2. Moshchinskii Yu.A., Bespalov V.Ya., Kiriakin A.A. Calculation of according to catalog data of parameters of induction machine // Elektrichestvo. – 1998. – No 4. – Pp. 38–42. (Rus)

3. Oleinikov A.M., Nikitin O.P., Martynov V.N., Slepushkina Zh.Yu. Application of new equations approximation mechanical and current characteristics for the analysis of the properties of starting asynchronous motors // Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy. – 2010. – Vypusk 25. – Pp. 72-76. (Rus)

4. Syvokobylenko V.F., Pavliukov V.A. Determination of equivalent circuit parameters and characteristics of induction deep-slot motors // Elektrichestvo. – 1979. – No 10. – Pp. 35–39. (Rus)

5. Syvokobylenko V.F., Tkachenko S.N., Derkachov S.V. Determination of equivalent circuit parameters and characteristics of induction motors // Elektrichestvo. – 2014. – No 10. – Pp. 38–44. (Rus)

6. Syromiatnikov I.A. Modes of operation of asynchronous and synchronous electromotors. – Moskva-Leningrad: Gosenergoizdat, 1963. – 528 p. (Rus)

7. Boglietti A., Cavagnino A., Ferraris L. Induction motor equivalent circuit including the stray load losses in the machine power balance // IEEE Transaction on Energy Conversion. – 2008. – Vol. 23. – Issue 3. – Pp. 796 – 803.

8. Davey K. Predictung induction motor circuit parameters // IEEE Transactions on Magnetics. – 2002. – Vol. 38. – No 4. – Pp. 1774-1779.

9. Pedra J. On the determination of Induction Motor Parameters from Manufacturer Data for Electromagnetic Transient Programs // IEEE Transactions on Power Systems. – 2008. – Vol. 23. – No 4. – Pp. 1709-1718.

10. Pedra J., Corlozes F. Estimation of induction motor double-cage model parameters from manufacturer data // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 2004. – Vol. 19. – No 2. – Pp. 310-317.

Надійшла 27.01.2016

Остаточний варіант 06.04.2016