

А. С. Куцик

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра електромехатроніки та комп’ютеризованих електромеханічних систем,
andrii.s.kutsyk@lpnu.ua,

Ю. М. Пінчук

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра електромехатроніки та комп’ютеризованих електромеханічних систем,
yurii.m.pinchuk@lpnu.ua

А. С. Ліщук

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра електромехатроніки та комп’ютеризованих електромеханічних систем,
andrii.s.lishchuk@lpnu.ua,

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ БАГАТООБМОТКОВОЇ СИНХРОННОЇ МАШИНИ З ГІБРИДНИМ ЗБУДЖЕННЯМ

<https://doi.org/>

© Куцик А. С., Пінчук Ю. М., Ліщук А. С., 2024

Використання багатообмоткових або багатофазних синхронних машин дає змогу покращити електромагнітну сумісність з джерелом живлення, забезпечити кращу роботу у випадку несправностей в окремих каналах живлення, покращити якість електромагнітного моменту в системах з напівпровідниковими перетворювачами. Формування магнітного потоку в синхронних машинах з гібридним збудженням відбувається за допомогою постійних магнітів та обмотки збудження. Такі машини поєднують переваги синхронних машин з постійними магнітами з можливістю регулювання магнітного потоку. Таке регулювання потрібне в електроприводах для розширення діапазону регулювання швидкості, а також в генераторах для забезпечення кращої стабілізації напруги та компенсації реакції якоря в умовах зміни швидкості та навантаження.

Для проведення досліджень та синтезу систем керування багатообмотковими синхронними машинами, зокрема машинами з постійними магнітами, в системах генерування і споживання електроенергії часто використовують спрощені моделі в прямокутних системах координат. Такі моделі забезпечують високу швидкодію розрахунку, однак не дають змоги моделювати всі режими роботи, зокрема несиметричних, з різними схемами з’єднань обмоток.

Пропонується нова математична модель багатообмоткової синхронної машини з гібридним збудженням, створена з використанням методу середніх напруг на кроці чисельного інтегрування, що забезпечує високу числову стійкість розрахунку та швидкодію. Модель синхронної машини розроблено у фазних координатах, що збільшує

можливості моделювання, зокрема несиметричних режимів роботи та багатоканальних режимів з різним способом під'єднання навантажень до обмоток. Подання розрахункової моделі у формі багатополюсника полегшує її використання для моделювання складних електромеханічних систем.

Адекватність моделі підтверджено шляхом порівняння результатів моделювання з результатами фізичного експерименту з використанням двообмоткової синхронної машини з гібридним збудженням.

Ключові слова: багатообмоткова синхронна машина, гібридне збудження, математичне моделювання.

Вступ. Аналіз останніх досліджень

Синхронні машини з постійними магнітами широко використовуються в системах генерування та споживання електроенергії завдяки відомим перевагам: простій конструкції, високим значенням моменту та енергоефективності. Водночас в багатьох застосуваннях, в яких швидкість синхронних машин значно змінюється, необхідним є регулювання магнітного потоку. Зокрема, в електроприводах для збільшення швидкості необхідно послаблювати магнітний потік. У генераторах для забезпечення кращої стабілізації напруги та компенсації реакції якоря в умовах зміни швидкості та навантаження теж необхідне регулювання магнітного потоку [1, 2]. Цікавим і перспективним є використання синхронних машин з постійним збудженням, в яких поряд з постійними магнітами використовується обмотка збудження [3–6]. Отож з'являється додатковий канал керування синхронною машиною, що розширює її можливості [5, 6].

Використання багатообмоткових або багатофазних синхронних машин дає змогу покращити електромагнітну сумісність з джерелом живлення, забезпечити кращу роботу у випадку несправностей в окремих каналах живлення, покращити якість електромагнітного моменту в системах з напівпровідниковими перетворювачами [8, 9]. Використання багатообмоткових синхронних машин з гібридним збудженням є перспективним напрямом досліджень. Проведення таких досліджень потребує створення відповідних математичних моделей, зокрема з причини відсутності їх в стандартних бібліотеках популярних засобів комп'ютерного симулювання (зокрема, Matlab/Simulink). Потрібно зазначити, що часто для проведення досліджень та синтезу систем керування використовують спрощені моделі в прямокутних системах координат [9]. Такі моделі забезпечують високу швидкодію розрахунку, однак не дають змоги моделювати всі режими роботи, зокрема несиметричних, з різними схемами з'єднань обмоток. У праці [10] показано застосування методу середніх напруг на кроці чисельного інтегрування (СНКІ) [11] для створення швидкодіючої real-time моделі генераторної установки з класичним трифазним синхронним генератором з електромагнітним збудженням для тестування систем збудження. Застосування методу СНКІ дає змогу забезпечити високу повноту моделювання електричних машин у фазних координатах з врахуванням нелінійностей, а з іншого боку – високу швидкодію розрахунку та числову стійкість.

Отже, актуальною є задача створення математичної моделі багатообмоткової синхронної машини з гібридним збудженням з високою швидкодією розрахунку для аналізу всіх можливих режимів роботи, зокрема несиметричних та аварійних, а також синтезу систем керування.

Об'єкт дослідження

Об'єктом дослідження є математичне моделювання синхронної машини з кількома трифазними обмотками на статорі, збудження якої реалізується гібридним способом: за допомогою обмотки збудження та завдяки постійним магнітам.

Математична модель багатообмоткової синхронної машини

Для створення математичної моделі багатообмоткової синхронної машини з гібридним збудженням використано метод середніх напруг на кроці чисельного інтегрування [11].

У публікаціях [10, 12] описано використання зазначеного методу для створення математичної моделі класичної синхронної машини з електромагнітним збудженням та однією трифазною обмоткою на статорі. У цій статті пропонується модифікувати зазначену модель для багатообмоткової синхронної машини (містить n трифазних обмоток на статорі), збудження якої реалізується гібридним способом: за допомогою обмотки збудження та завдяки постійним магнітам. Розрахункову схему такої машини у вигляді багатополюсника наведено на рис. 1. Зазначимо, що обмотки статора моделюються у фазних координатах, а демпферна обмотка представляється короткозамкненими вітками: по осі d та по осі q відповідно.

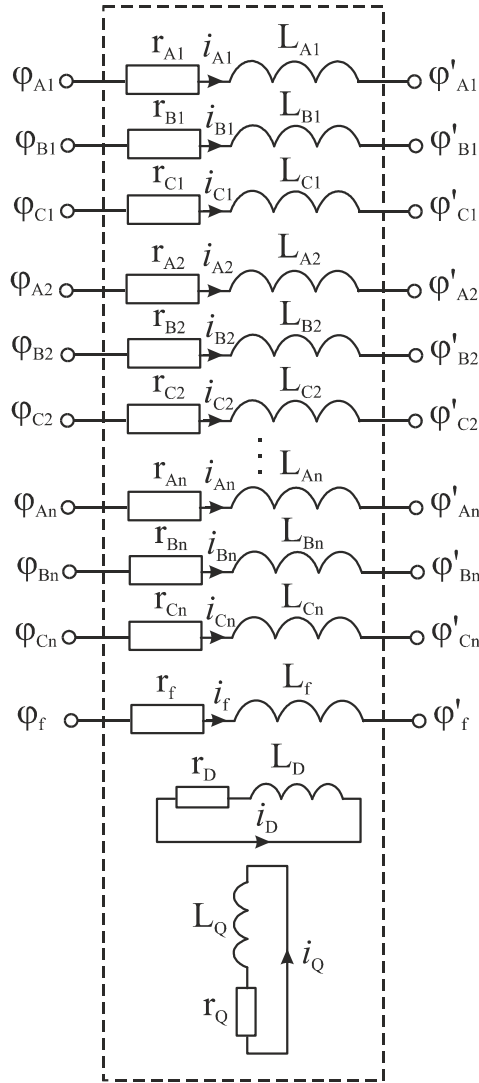


Рис. 1. Розрахункова схема СМ

Застосувавши метод СНКІ 2-го порядку до електричної вітки, якою представлена на розрахунковій схемі фаза А 1-ої обмотки статора (рис. 1), отримаємо рівняння:

$$U_{A1} - R_{A1} i_{A10} + \frac{R_{A1}}{3} (i_{A10} - i_{A11}) - \frac{R \Delta t}{6} \frac{di_{A10}}{dt} + \frac{\Psi_{A10} - \Psi_{A11}}{\Delta t} = 0, \quad (1)$$

де $U_{A1} = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} u_{A1} dt$ – середнє на кроці чисельного інтегрування значення прикладеної до вітки напруги (u_{A1} – миттєве значення прикладеної до вітки напруги); Ψ_{A10} , Ψ_{A11} – значення

потокозчеплення фази на початку та в кінці кроку чисельного інтегрування (тут і надалі індекс 0 в кінці позначає значення змінної на початку кроку, а індекс 1 позначає значення змінної в кінці кроку); i_{A10} , i_{A11} – струм вітки на початку та в кінці кроку чисельного інтегрування. Подібні рівняння можна записати і для інших віток розрахункової схеми.

Потокозчеплення фази в рівнянні (1) визначається на основі струмів всіх фаз і обмоток СМ (зокрема, демпферних), власних та взаємних індуктивностей та потокозчеплення від постійних магнітів:

$$\begin{aligned} \Psi_{A1} = & L_{A1A1}i_{A1} + L_{A1B1}i_{B1} + L_{A1C1}i_{C1} + L_{A1A2}i_{A2} + L_{A1B2}i_{B2} + L_{A1C2}i_{C2} + \dots \\ & \dots + L_{A1An}i_{An} + L_{A1Bn}i_{Bn} + L_{A1Cn}i_{Cn} + L_{A1f}i_f + L_{A1D}i_D + L_{A1Q}i_Q + \Psi_{pmA1}, \end{aligned} \quad (2)$$

де $\Psi_{pmA1} = \Psi_{pmax} \cos(\gamma)$ – складова потокозчеплення від постійних магнітів; γ – кут повороту ротора (в електричних градусах). Значимо, що у рівняннях для кіл статора потокозчеплення, створене постійними магнітами, представляється у фазних координатах. Подібний підхід використовується, зокрема, в працях [13, 14]. Подібними будуть рівняння потокозчеплень інших фаз і обмоток.

Введемо такі позначення: $\vec{i}_{ee} = (i_{A1}, i_{B1}, i_{C1}, i_{A2}, i_{B2}, i_{C2}, \dots, i_{An}, i_{Bn}, i_{Cn}, i_f)^T$ – вектор-стовпець струмів зовнішніх контурів; $\vec{i}_{ii} = (i_D, i_Q)^T$ – вектор-стовпець струмів внутрішніх контурів (демперна система); $\vec{\varphi}^I = (\varphi_{A1}, \varphi_{B1}, \varphi_{C1}, \varphi_{A2}, \varphi_{B2}, \varphi_{C2}, \dots, \varphi_{An}, \varphi_{Bn}, \varphi_{Cn}, \varphi_f)^T$, $\vec{\varphi}^{II} = (\varphi'_{A1}, \varphi'_{B1}, \varphi'_{C1}, \varphi'_{A2}, \varphi'_{B2}, \varphi'_{C2}, \dots, \varphi'_{An}, \varphi'_{Bn}, \varphi'_{Cn}, \varphi'_f)^T$ – вектори-стовпці електричних потенціалів зовнішніх полюсів; $\vec{\Psi}_{ee} = (\Psi_{A1}, \Psi_{B1}, \Psi_{C1}, \Psi_{A2}, \Psi_{B2}, \Psi_{C2}, \dots, \Psi_{An}, \Psi_{Bn}, \Psi_{Cn}, \Psi_f)^T$, $\vec{\Psi}_{ii} = (\Psi_D, \Psi_Q)^T$ – вектори-стовпці потокозчеплень зовнішніх та внутрішніх контурів; $\vec{R}_{ee} = \text{diag}(r_{A1}, r_{B1}, r_{C1}, r_{A2}, r_{B2}, r_{C2}, \dots, r_{An}, r_{Bn}, r_{Cn}, r_f)$ – діагональна матриця опорів обмоток статора і обмотки збудження; $\vec{R}_{ii} = \text{diag}(r_D, r_Q)$ – діагональна матриця опорів демпферних обмоток.

Тоді з врахуванням рівняння (1) запишемо векторне рівняння для зовнішніх контурів (обмоток статора і збудження)

$$\frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} \vec{\varphi}^I dt - \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} \vec{\varphi}^{II} dt - \vec{R}_{ee} \vec{i}_{ee0} + \frac{\vec{R}_{ee}}{3} \vec{i}_{ee0} - \frac{\vec{R}_{ee}}{3} \vec{i}_{ee1} - \frac{\vec{R}_{ee} \Delta t}{6} \frac{d\vec{i}_{ee0}}{dt} - \frac{1}{\Delta t} (\vec{\Psi}_{ee1} - \vec{\Psi}_{ee0}) = 0. \quad (3)$$

Для внутрішніх контурів ротора (демперної системи) векторне рівняння матиме вигляд:

$$\vec{R}_{ii} \vec{i}_{ii0} - \frac{\vec{R}_{ii}}{3} \vec{i}_{ii0} + \frac{\vec{R}_{ii}}{3} \vec{i}_{ii1} + \frac{\vec{R}_{ii} \Delta t}{6} \frac{d\vec{i}_{ii0}}{dt} + \frac{1}{\Delta t} (\vec{\Psi}_{ii1} - \vec{\Psi}_{ii0}) = 0. \quad (4)$$

Індекс 0 позначає значення вектора на початку кроку чисельного інтегрування, а індекс 1 – значення вектора в кінці кроку.

Зміна потокозчеплень зовнішніх контурів синхронної машини на кроці буде рівна:

$$\vec{\Psi}_{ee1} - \vec{\Psi}_{ee0} = \vec{L}_{eel} \cdot \vec{i}_{eel} + \vec{L}_{eil} \cdot \vec{i}_{iil} + \vec{\Psi}_{pme1} - \vec{L}_{ee0} \cdot \vec{i}_{ee0} - \vec{L}_{ei0} \cdot \vec{i}_{ii0} - \vec{\Psi}_{pme0}, \quad (5)$$

де \vec{L}_{ee} – матриця розмірністю $(3n + 1) \times (3n + 1)$ власних та взаємних індуктивностей обмоток статора і збудження, в якій діагональними елементами є власні індуктивності обмоток статора і обмотки збудження, а всі інші – взаємні індуктивності між цими обмотками (ці індуктивності розраховують за відомими електромагнітними параметрами синхронної машини та кутом повороту ротора); \vec{L}_{ei} , \vec{L}_{ie} – матриці взаємних індуктивностей між зовнішніми і внутрішніми контурами; $\vec{L}_{ii} = \text{diag}(L_{DD}, L_{QQ})$ – матриця власних індуктивностей внутрішніх контурів (демперної обмотки ротора); вектор потокозчеплення постійних магнітів, заданий у фазних координатах зовнішніх контурів (фаз обмоток статора і обмотки збудження):

$$\begin{aligned} \vec{\Psi}_{pme} = & [\Psi_{pmax} \cos(\gamma), \Psi_{pmax} \cos(\gamma-\rho), \Psi_{pmax} \cos(\gamma+\rho), \\ & \Psi_{pmax} \cos(\gamma-\alpha_1), \Psi_{pmax} \cos(\gamma-\alpha_1-\rho), \Psi_{pmax} \cos(\gamma-\alpha_1+\rho), \dots \\ & \dots \Psi_{pmax} \cos(\gamma-\alpha_n), \Psi_{pmax} \cos(\gamma-\alpha_n-\rho), \Psi_{pmax} \cos(\gamma-\alpha_n+\rho), \Psi_{pmax}]^T \end{aligned} \quad (6)$$

$\alpha_1 \dots \alpha_n$ – кут зміщення у просторі між обмотками статора.

Зміна на кроці потокозчеплення постійних магнітів у фазних координатах буде зумовлена зміною кута повороту ротора на кроці.

Зміна потокозчеплень внутрішніх контурів синхронної машини на кроці буде рівна:

$$\vec{\Psi}_{iil} - \vec{\Psi}_{ii0} = \vec{L}_{ii} \cdot \vec{i}_{iil} + \vec{L}_{iel} \cdot \vec{i}_{eel} - \vec{L}_{ii} \cdot \vec{i}_{ii0} - \vec{L}_{ie0} \cdot \vec{i}_{ee0} \quad (7)$$

Підставивши в рівняння (3), (4) прирости потокозчеплень з виразів (5), (7), отримаємо рівняння:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} \vec{\Psi}^I dt - \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} \vec{\Psi}^{II} dt - \vec{R}_{ee} \vec{i}_{ee0} - \left(\frac{\vec{R}_{ee}}{3} + \frac{\vec{L}_{eel}}{\Delta t} \right) \vec{i}_{eel} + \left(\frac{\vec{R}_{ee} \Delta t}{3} + \frac{\vec{L}_{ee0}}{\Delta t} \right) \vec{i}_{ee0} - \\ - \frac{\vec{R}_{ee} \Delta t}{6} \frac{d\vec{i}_{ee0}}{dt} - \frac{1}{\Delta t} \vec{L}_{eil} \vec{i}_{iil} + \frac{1}{\Delta t} \vec{L}_{ei0} \vec{i}_{ii0} - \frac{1}{\Delta t} (\vec{\Psi}_{pme1} - \vec{\Psi}_{pme0}) = 0, \end{aligned} \quad (8)$$

$$\vec{R}_{ii} \vec{i}_{ii0} - \left(\frac{\vec{R}_{ii}}{3} + \frac{\vec{L}_{ii}}{\Delta t} \right) \vec{i}_{ii0} + \left(\frac{\vec{R}_{ii}}{3} + \frac{\vec{L}_{ii}}{\Delta t} \right) \vec{i}_{iil} + \frac{\vec{R}_{ii} \Delta t}{6} \frac{d\vec{i}_{ii0}}{dt} + \frac{1}{\Delta t} \vec{L}_{iel} \vec{i}_{eel} - \frac{1}{\Delta t} \vec{L}_{ie0} \vec{i}_{ee0} = 0. \quad (9)$$

Визначивши з рівняння (9) вектор струму внутрішніх контурів в кінці кроку \vec{i}_{iil} та підставивши його в рівняння (8), отримаємо:

$$\frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} \vec{\Phi}^I dt - \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} \vec{\Phi}^{II} dt - \vec{R}_{eel} \vec{i}_{eel} - E = 0, \quad (10)$$

де $\vec{R} = \vec{R}_{eel}^* - \vec{R}_{iil}^{*-1} \frac{\vec{L}_{iel} \vec{L}_{eil}}{\Delta t^2}$, $\vec{R}_{ii}^* = \left(\frac{\vec{R}_{ii}}{3} + \frac{\vec{L}_{ii}}{\Delta t} \right)$ – матриця крокових опорів внутрішніх контурів,;

$\vec{R}_{ee0}^* = \left(\frac{\vec{R}_{ee}}{3} + \frac{\vec{L}_{ee0}}{\Delta t} \right)$, $\vec{R}_{eel}^* = \left(\frac{\vec{R}_{ee}}{3} + \frac{\vec{L}_{eel}}{\Delta t} \right)$ – матриці крокових опорів зовнішніх контурів на початку та в кінці кроку,

$\vec{E} = \frac{\vec{R}_{ee} \Delta t}{6} \frac{d\vec{i}_{ee0}}{dt} - \frac{\vec{L}_{eil} \vec{R}_{ii}^{*-1} \vec{R}_{ii} \Delta t}{\Delta t} \frac{d\vec{i}_{ii0}}{dt} + \left(\vec{R}_{ee} - \vec{R}_{ee0}^* + \frac{\vec{L}_{eil} \vec{R}_{ii}^{*-1} \vec{L}_{ie0}}{\Delta t^2} \right) \vec{i}_{ee0} -$
 $-\left(\frac{1}{\Delta t} \vec{L}_{ei0} - \frac{1}{\Delta t} \vec{L}_{eil} + \frac{1}{\Delta t} \vec{L}_{eil} \vec{R}_{iil}^{*-1} \vec{R}_{ii} \right) \vec{i}_{ii0} + \frac{1}{\Delta t} (\vec{\Psi}_{pme1} - \vec{\Psi}_{pme0})$ – крокова електрорушійна сила, яка визначається значення змінних на початку кроку, а також приростом на кроці потокозчеплення постійних магнітів у координатах фаз обмоток статора.

Рівняння (10) є алгебричним рівнянням, з якого визначаємо струми обмоток статора і збудження в кінці кроку інтегрування. Вхідною інформацією для цього є значення струмів обмоток на початку кроку (\vec{i}_{ee0} та \vec{i}_{ii0}), середні значення потенціалів зовнішніх полюсів на кроці та електромагнітні параметри обмоток синхронної машини. Струми демпферної обмотки в кінці кроку \vec{i}_{iil} визначаємо з рівняння (9).

Швидкість обертання та кут повороту ротора визначаємо з рівнянь механічного стану:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M + M_n}{J}, \quad (11)$$

$$\frac{d\gamma}{dt} = p_0 \omega, \quad (12)$$

де M_n – зовнішній момент, прикладений до вала синхронної машини; M – електромагнітний момент синхронної машини; J – момент інерції ротора.

Векторне рівняння синхронної машини у формі багатополюсника отримуємо з рівняння (10):

$$\vec{i}_{SCM} + \vec{G}_{SCM} \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} \vec{\varphi}_{CM} dt + \vec{C}_{SCM} = 0, \quad (13)$$

де $\vec{i}_{SCM} = (\vec{i}_{ee}, -\vec{i}_{ee})^T$ – вектор струмів зовнішніх віток; $\vec{\varphi}_{CM} = (\vec{\varphi}^I, \vec{\varphi}^{II})^T$ – вектор потенціалів зовнішніх полюсів; $\vec{G}_{SCM} = \begin{pmatrix} \vec{R}^{-1} & -\vec{R}^{-1} \\ -\vec{R}^{-1} & \vec{R}^{-1} \end{pmatrix}$, $\vec{C}_{SCM} = \begin{pmatrix} \vec{R}^{-1} \\ -\vec{R}^{-1} \end{pmatrix} \times \vec{E}$ – матриця коефіцієнтів та вектор вільних членів.

Зовнішнє інтегральне векторне рівняння (12), внутрішнє рівняння (9) та рівняння механічного стану (11) формують математичну модель синхронної машини.

Верифікація математичної моделі багатообмоткової синхронної машини

Верифікація описаної математичної моделі була проведена за допомогою фізичного експерименту, в якому було використано синхронний генератор з двома обмотками на статора, обмоткою збудження та невеликими постійними магнітами на роторі (функція постійних магнітів – забезпечення надійного самозбудження). Схема експериментальної установки подана на рис. 2. Живлення обмотки збудження ОЗСМ здійснюється від однієї з обмоток статора за схемою самозбудження через діодний випрямляч. Обмотка статора, від якої здійснюється збудження, знаходиться під кутом $\alpha = 90^\circ$ щодо основної обмотки, до якої під'єднано навантаження. Додатково в силове коло генератора введено контур з опором R_k . Така схема генератора забезпечує компенсацію реакції якоря і дає змогу з достатньою точністю стабілізувати напругу генератора при зміні навантаження. Параметри синхронної машини: номінальна потужність $P_n = 2 \text{ kW}$, номінальна напруга і струм $U_n = 220 \text{ V}$, $I_n = 11 \text{ A}$, кількість пар полюсів $p_0 = 1$.

Порівняння результатів експерименту та математичного моделювання проводилося для режимів початкового збудження генератора на неробочому ході та зміни (накиду та скидання) активно-індуктивного навантаження. Ці режими характеризуються значним діапазоном зміни основних координат.

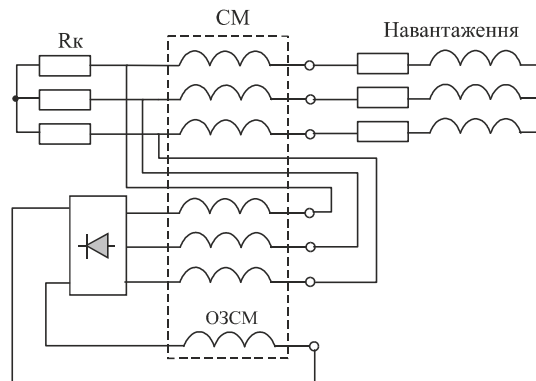


Рис. 2. Схема експериментальної установки

Порівняння результатів моделювання з результатами експерименту дає підстави стверджувати про збіг характеру зміни основних координат. Зокрема:

- в обох випадках є початкова напруга в статорі СМ за відсутності струму збудження, зумовлена дією постійних магнітів (різниця між її величинами на експериментальній і розрахованій осцилограмах приблизно 7 %);

- в обох випадках помітне незначне перерегулювання напруги генератора у процесі самозбудження (різниця між його величиною на експериментальній і розрахованій осцилограмах приблизно 5 %);
- подібний процес зміни напруги під час накидання та скидання навантаження.

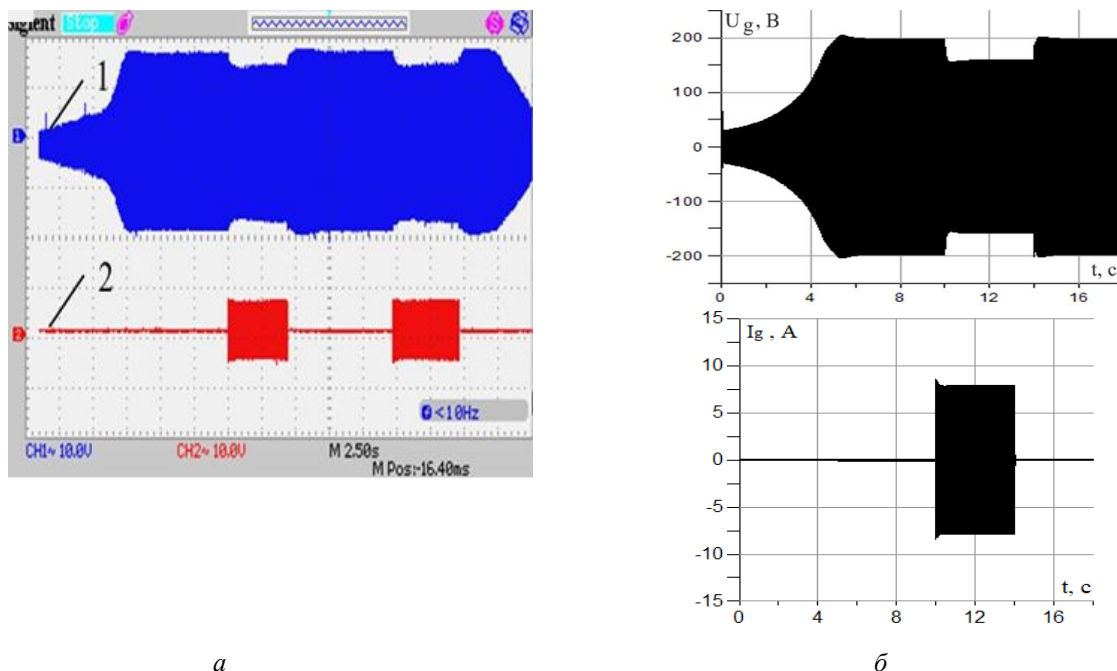


Рис. 3. Напруга (крива 1) та струм статора (крива 2) генератора в режимах початкового збудження на неробочому ході та зміні навантаження: а – експериментально знята осцилограма (масштаб для напруги 100 В/под., для струму 10 А/под.), б – результати моделювання.

Отже, можна стверджувати про адекватність розробленої моделі.

Висновки та перспективи подальших досліджень

Представлення математичної моделі багатообмоткової синхронної машини у фазних координатах, порівняно з координатами обертовими, збільшує можливості моделювання, зокрема несиметричних режимів роботи та багатоканалних режимів з різним способом під'єднання навантажень до обмоток. Подання розрахункової моделі у формі багатополюсника полегшує її використання для моделювання складних електромеханічних систем.

Використання методу середніх напруг на кроці чисельного інтегрування для створення математичної моделі дає змогу використати відомі переваги цього методу, зокрема забезпечити високу числову стійкість розрахунку та швидкодію.

Порівняння результатів моделювання з результатами фізичного експерименту підтвердило адекватність розробленої моделі.

Надалі планується використовувати розроблену модель для розробки електромеханічних систем з покращеною електромагнітною та електромеханічною сумісністю, зумовленою використанням різних схем з'єднання обмоток та різних схем їх живлення.

Список джерел

1. Nøland J. K., Nuzzo S., Tessarolo A., Alves E. F. Excitation System Technologies for Wound-Field Synchronous Machines: Survey of Solutions and Evolving Trends. *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. Pp. 109699–109718. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2933493.

2. NØland J. K., Giset M., Alves E. F. Continuous Evolution and Modern Approaches of Excitation Systems for Synchronous Machines. 2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM), Alexandroupoli, Greece, 2018. Pp. 104–110. DOI: 10.1109/ICELMACH.2018.8507212.
3. Wang S., Ni S., Xia Y., Wang X., Su P., Huang S. Hybrid excitation permanent magnet synchronous machines and their structures – Combination art of elements of machines. 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM), Berlin, Germany, 2014. Pp. 2618–2624. DOI: 10.1109/ICELMACH.2014.6960557.
4. Giulii Capponi F., Borocci G., De Donato G., Caricchi F. Flux Regulation Strategies for Hybrid Excitation Synchronous Machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Sept.-Oct. 2015. Vol. 51. no. 5. Pp. 3838–3847. DOI: 10.1109/TIA.2015.2417120.
5. Nedjar B., Hlioui S., Lecrivain M. et al. Study of a new hybrid excitation synchronous machine. Electrical Machines (ICEM). 2012 XXth International Conference on Electrical Machines. Pp. 2927–2932.
6. Paplicki P., Wardach M., Bonisáawski M., Paáka R. Simulation and experimental results of hybrid electric machine with a novel flux control strategy. *Archives of Electrical Engineering*. 2015. Vol. 64(1). Pp. 37–51.
7. May H., Paáka R., Paplicki P., Szkolny S., Canders W.-R. Modified concept of permanent magnet excited synchronous machines with improved high-speed features. *Arch. Electr. Eng.* Jan. 2011. Vol. 60. no. 4. Pp. 531–540.
8. Cousseau R., Romary R., Pusca R., Semail E. Two-Slot Coil Pitch For Five-Phase Integrated Permanent Magnet Synchronous Machine. 2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM), Gothenburg, Sweden, 2020. Pp. 1615–1620. DOI: 10.1109/ICEM49940.2020.9271037.
9. Sen B., Wang J. Stationary Frame Fault-Tolerant Current Control of Polyphase Permanent-Magnet Machines Under. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2016. Vol. 31. no. 7. Pp. 4684–4696.
10. Kutsyk A., Semeniuk M., Korkosz M., Podskarbi G. Diagnosis of the Static Excitation Systems of Synchronous Generators with the Use of Hardware-In-the-Loop Technologies. *Energies*. 2021. 14. 6937. DOI: <https://doi.org/10.3390/en14216937>.
11. Plakhtyna O., Kutsyk A., Semeniuk M. Real-Time Models of Electromechanical Power Systems, Based on the Method of Average Voltages in Integration Step and Their Computer Application. *Energies*. 2020. Vol. 13. 2263. DOI: <https://doi.org/10.3390/en13092263>.
12. Куцик А. С., Семенюк М. Б., Йовбак В. Д. Застосування методу середньокрокових напруг для математичного моделювання електромеханічних систем з синхронною машиною. *Вісник НУ “Львівська політехніка” “Електроенергетичні та електромеханічні системи”*. 2010. № 671. С. 45–50.
13. Romeral L., Urresty J. C., Riba Ruiz J.-R., Garcia Espinosa A. Modeling of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors With Stator Winding Interturn Faults. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. May 2011. Vol. 58. no. 5. Pp. 1576–1585. DOI: 10.1109/TIE.2010.2062480.
14. S. Alves de Souza, W. Issamu Suemitsu. Five-Phase Permanent-Magnet Synchronous Motor. *IEEE Latin America Transactions*. April 2017. Vol. 15. no. 4. Pp. 639–645. DOI: 10.1109/TLA.2017.7896349.

References

1. Nøland, J. K., Nuzzo, S., Tessarolo, A., & Alves, E. F. (2019). Excitation System Technologies for Wound-Field Synchronous Machines: Survey of Solutions and Evolving Trends. *IEEE Access*, 7, 109699–109718. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2933493 (in English).
2. NØland, J. K., Giset, M., & Alves, E. F. (2018). Continuous Evolution and Modern Approaches of Excitation Systems for Synchronous Machines. 2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM), Alexandroupoli, Greece, 104–110. DOI: 10.1109/ICELMACH.2018.8507212 (in English).
3. Wang, S., Ni, S., Xia, Y., Wang, X., Su, P., & Huang, S. (2014). Hybrid excitation permanent magnet synchronous machines and their structures – Combination art of elements of machines. 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM), Berlin, Germany, 2618–2624. DOI: 10.1109/ICELMACH.2014.6960557 (in English).
4. Giulii Capponi, F., Borocci, G., De Donato, G., & Caricchi, F. (Sept.-Oct. 2015). Flux Regulation Strategies for Hybrid Excitation Synchronous Machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51, 5, 3838–3847. DOI: 10.1109/TIA.2015.2417120 (in English).
5. Nedjar, B., Hlioui, S., & Lecrivain, M. et al. Study of a new hybrid excitation synchronous machine. Electrical Machines (ICEM). 2012 XXth International Conference on Electrical Machines, 2927–2932 (in English).
6. Paplicki, P., Wardach, M., Bonisáawski, M., & Paáka, R. (2015). Simulation and experimental results of hybrid electric machine with a novel flux control strategy. *Archives of Electrical Engineering*, 64(1), 37–51 (in English).

7. May, H., Paäka, R., Paplicki, P., Szkolny, S., & Sanders, W.-R. (Jan. 2011). Modified concept of permanent magnet excited synchronous machines with improved high-speed features. *Arch. Electr. Eng.*, 60, 4, 531–540 (in English).
8. Cousseau, R., Romary, R., Pusca, R., & Semail, E. (2020). Two-Slot Coil Pitch For Five-Phase Integrated Permanent Magnet Synchronous Machine. 2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM), Gothenburg, Sweden, 1615–1620. DOI: 10.1109/ICEM49940.2020.9271037 (in English).
9. Sen, B., & Wang, J. (2016). Stationary Frame Fault-Tolerant Current Control of Polyphase Permanent-Magnet Machines Under. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31, 7, 4684–4696 (in English).
10. Kutsyk, A., Semeniuk, M., Korkosz, M., & Podskarbi, G. (2021). Diagnosis of the Static Excitation Systems of Synchronous Generators with the Use of Hardware-In-the-Loop Technologies. *Energies*, 14, 6937. DOI: <https://doi.org/10.3390/en14216937> (in English).
11. Plakhtyna, O., Kutsyk, A., & Semeniuk, M. (2020). Real-Time Models of Electromechanical Power Systems, Based on the Method of Average Voltages in Integration Step and Their Computer Application. *Energies*, 13, 2263. DOI: <https://doi.org/10.3390/en13092263> (in English).
12. Kutsyk, A. S., Semeniuk, M. B., & Yovbak, V. D. (2010). Zastosuvannia metodu serednokrokovykh napruh dlia matematychnoho modeliuvannia elektromekhanichnykh sytstem z synkhronnoiu mashynoiu. *Visnyk NU "Lvivska politekhnika" "Elektroenerhetychni ta elektromekhanichni systemy"*, 671, 45–50 (in Ukrainian).
13. Romeral, L., Urresty, J. C., Riba Ruiz, J.-R., & Garcia Espinosa, A. (May 2011). Modeling of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors With Stator Winding Interturn Faults. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58, 5, 1576–1585. DOI: 10.1109/TIE.2010.2062480 (in English).
14. Alves de Souza, S., & Suemitsu, W. Issamu. (April 2017). Five-Phase Permanent-Magnet Synchronous Motor. *IEEE Latin America Transactions*, 15, 4, 639–645. DOI: 10.1109/TLA.2017.7896349 (in English).

УДК 621.313.333

A. S. Kutsyk

Lviv Polytechnic National University,
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems,
andrii.s.kutsyk@lpnu.ua,

Yu. M. Pinchuk

Lviv Polytechnic National University,
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems,,
yurii.m.pinchuk@lpnu.ua

A. S. Lishchuk

Lviv Polytechnic National University,
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems,,
andrii.lishchuk.mneem.2022@lpnu.ua,

MATHEMATICAL MODEL OF A MULTI-WINDING SYNCHRONOUS MACHINE WITH HYBRID EXCITATION

© Kutsyk A. S., Pinchuk Yu. M., Lishchuk A. S., 2024

The use of multi-winding or multi-phase synchronous machines makes it possible to improve electromagnetic compatibility with the power supply, ensure better operation in the case of faults in separate power channels, and improve the quality of electromagnetic torque in systems with semiconductor converters. The magnetic flux in hybrid-excited synchronous machines is formed by means of permanent magnets and an excitation winding. Such machines combine the advantages of permanent magnet synchronous machines with the ability to regulate the magnetic flux. Such regulation

is needed in electric drives to expand the speed regulation range, as well as in generators to provide better voltage stabilization and compensation for armature reaction under conditions of speed and load changes.

Simplified models in rectangular frame are often used to perform research and synthesis of control systems for multi-winding synchronous machines, including permanent magnet machines, in power generation and consumption systems. Such models provide high calculation speed, however, they do not allow modeling all operating modes, including asymmetric ones with different winding connection schemes.

The paper proposes a new mathematical model of a multi-winding synchronous machine with hybrid excitation developed using the method of average voltages at the numerical integration step, which provides high numerical stability of the computation performance. The model of the synchronous machine is developed in phase coordinates, which increases the possibilities of modeling, in particular, asymmetric operating modes and multichannel modes with different ways of connecting loads to windings. Representation of the mathematical model in the form of a multipole facilitates its use for modeling complex electromechanical systems.

The adequacy of the model is confirmed by comparing the simulation results with the results of a physical experiment using a two-winding synchronous machine with hybrid excitation.

Keywords: multiwinding synchronous machine, hybrid excitation system, mathematical model.