

УДК 621.313.292

МОДЕЛЬ БЕЗКОНТАКТНОЇ ЕЛЕКТРИЧНОЇ МАШИНИ ЗІ ЗБУДЖЕННЯМ ВІД ПОСТІЙНИХ МАГНІТІВ

Макарчук О.В., канд.техн.наук
Національний університет „Львівська політехніка”
вул. С.Бандери, 12, Львів, 79013, Україна

Розглядається математична модель електромеханічної системи «безконтактна електрична машина – давач положення ротора – напівпровідниковий випрямляч або інвертор». Здійснено порівняльний аналіз результатів обчислень та експериментальних даних. Бібл. 4, рис. 4.

Ключові слова: *безконтактна електрична машина, давач положення ротора, напівпровідниковий випрямляч, постійний магніт.*

Розповсюдження та доступність постійних магнітів на основі інтерметалічних сполук зробило машини з магнітоелектричним збудженням гідними конкурентами машинам з електромагнітним типом збудження як за масо-габаритними, так і за техніко-економічними показниками. Проблеми, пов'язані з проектуванням машин такого типу, з розробкою ефективних систем відбору потужності, зокрема, для автономних електрогенераторів, що входять до складу вітроустановок з вертикальною віссю обертання [1], й викликали необхідність створення такої математичної моделі.

Відомо, що вертикальноосьові вітроустановки можуть працювати за нижчих швидкостей вітру, ніж традиційні – горизонтальноосьові. Щоб здійснити пуск такого вітроагрегату, необхідно розігнати вітроколесо до певної частоти обертання. Отже, математична модель безконтактної машини зі збудженням від постійних магнітів, яка працюватиме в складі електромеханічної системи як в режимі генератора, разом з випрямлячем (керованим або ні), так і в режимі вентильного двигуна, разом з інвертором напруги, є, на нашу думку, тим інструментом, за допомогою якого можливе вирішення окреслених проблем.

Аналіз останніх досліджень. Сучасне програмне забезпечення класу CAE (англ. Computer-aided engineering), призначене для моделювання процесів в електромеханічних системах [4,5], здебільшого орієнтоване на універсальність та однотипність алгоритмів опису процесів у складних об'єктах з великою кількістю компонентів, що належать до різних технічних галузей. Моделі, або математичні описи самих компонентів, що входять до складу цих систем, часто складаються на підставі доволі спрощеного представлення процесів та явищ у них. Зокрема, для моделей електричних машин використовуються припущення про лінійність електромагнітних зв'язків у них, не враховується реальний просторовий розподіл обмоток якоря, конфігурація магнітопроводу тощо [6]. Однак сучасний рівень розвитку електромеханіки та й потреби проектування електричних машин вимагають більш адекватного опису.

Відмінність пропонованого підходу моделювання полягатиме у тому, що магнітно-механічна характеристика (ММХ) машини розраховується на підставі теорії електромагнітного поля у дво- або тривимірній постановці [3]. Це дозволить підняти рівень достовірності отриманих результатів та в комплексі, у взаємозв'язку враховувати найважливіші чинники, що впливають на перебіг динамічних процесів у таких машинах.

Мета дослідження. *Об'єктом дослідження є безконтактна електрична машина (БЕМ) – електромеханічний перетворювач енергії, що складається з шихтованого якоря (статора), на осерді якого*

розташовано обмотку з довільним просторовим розподілом провідників по пазах, та індуктора (ротора) з полюсами, утвореними із постійних магнітів. Також досліджуються процеси в напівпровідниковому комутувальному пристрої, що представляє собою багатофазний керований міст, до якого під'єднано обмотку якоря БЕМ. Цей пристрій, в залежності від способу керування, може працювати пасивним чи активним випрямлячем або ж інвертором напруги. Керування мостом в режимах активного випрямляча або інвертора здійснюватиме давач положення ротора (ДПР) – пристрій, який у даній системі виконує функцію зворотного зв'язку за кутом повороту індуктора.

Принципова схема трифазної БЕМ разом з напівпровідниковим мостом, ДПР та блоком навантаження (в режимі генератора) або блоком живлення (в режимі двигуна) показана на рис. 1.

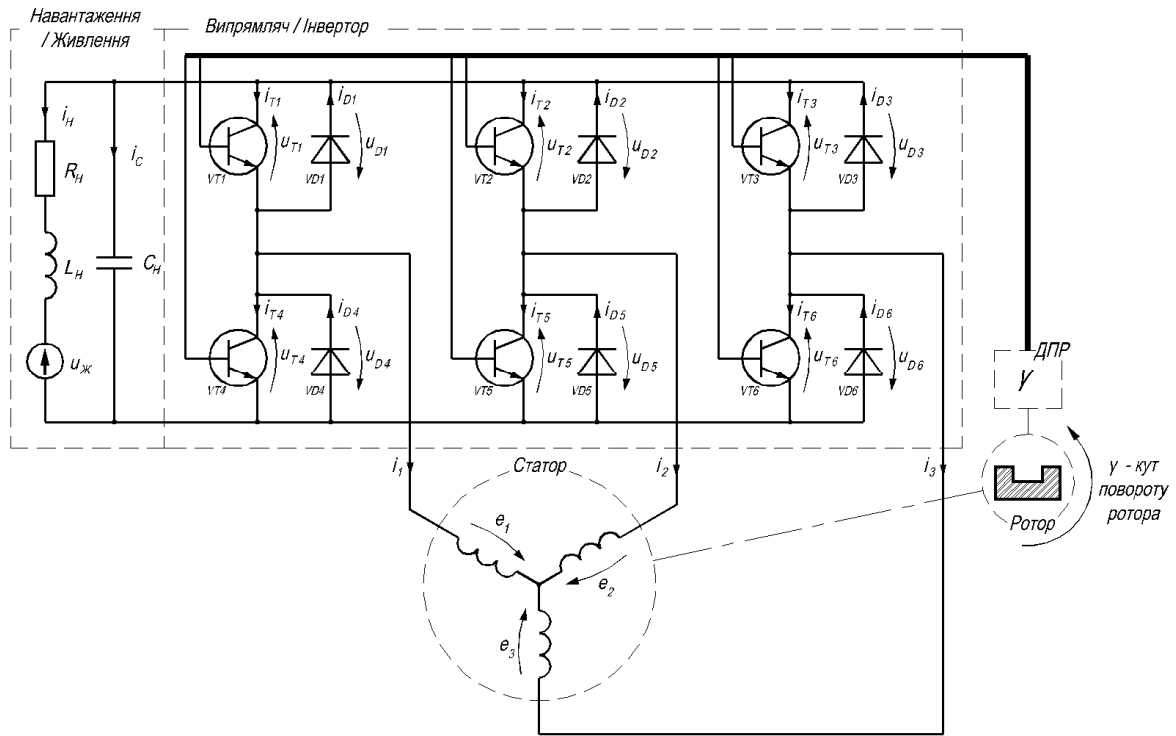


Рис. 1

Метою дослідження є розробка алгоритму розрахунку перехідних і ustalених електромеханічних процесів у системі “БЕМ – ДПР – випрямляч/інвертор”.

Математичне формулювання задачі. Рівняння електричної рівноваги на підставі законів Кірхгофа для схеми, зображеної на рис. 1, запишемо у вигляді

$$\begin{aligned}
 u_{ж} + R_H i_H + L_H \frac{di_H}{dt} - u_c &= 0; & i_c &= C_H \frac{du_c}{dt}; & u_{T1} - u_{T2} - R_2 i_2 - \frac{d\psi_2}{dt} + \frac{d\psi_1}{dt} + R_1 i_1 &= 0; \\
 u_{T2} - u_{T3} - R_3 i_3 - \frac{d\psi_3}{dt} + \frac{d\psi_2}{dt} + R_2 i_2 &= 0; & u_{T4} - u_{T5} - R_1 i_1 - \frac{d\psi_1}{dt} + \frac{d\psi_2}{dt} + R_2 i_2 &= 0; \\
 u_{T5} - u_{T6} - R_2 i_2 - \frac{d\psi_2}{dt} + \frac{d\psi_3}{dt} + R_3 i_3 &= 0; & u_c - u_{T1} - u_{T6} - R_1 i_1 - \frac{d\psi_1}{dt} + \frac{d\psi_3}{dt} + R_3 i_3 &= 0;
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

$$\begin{aligned}
 i_1 + i_2 + i_3 &= 0; & u_{T1} + u_{D1} &= 0; \\
 i_{T1} - i_{D1} - i_{T4} + i_{D4} - i_1 &= 0; & u_{T2} + u_{D2} &= 0; \\
 i_{T2} - i_{D2} - i_{T5} + i_{D5} - i_2 &= 0; & u_{T3} + u_{D3} &= 0; \\
 i_{T3} - i_{D3} - i_{T6} + i_{D6} - i_3 &= 0; & u_{T4} + u_{D4} &= 0; \\
 -i_{T1} + i_{D1} - i_{T2} + i_{D2} - i_{T3} + i_{D3} - i_H - i_c &= 0; & u_{T5} + u_{D5} &= 0; \\
 & & u_{T6} + u_{D6} &= 0;
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

де R_1, R_2, R_3 – активні опори електричних контурів БЕМ; i_1, i_2, i_3 – струми у цих контурах; L_n, C_n – індуктивність навантаження та ємність фільтра; i_n, i_c – струм навантаження та струм через конденсатор фільтра; u_c – напруга на конденсаторі фільтра; ψ_1, ψ_2, ψ_3 – повні потокозчеплення контурів якоря; u_{T1}, \dots, u_{T6} , i_{T1}, \dots, i_{T6} – спади напруг та струми силових ключів комутатора; u_{D1}, \dots, u_{D6} , i_{D1}, \dots, i_{D6} – спади напруг та струми зворотних діодів.

Вольт-амперні характеристики (ВАХ) напівпровідникових елементів комутатора:

$$\begin{aligned} u_{T1} &= u_{T1}[i_{T1}]; & u_{D1} &= u_{D1}[i_{D1}]; \\ \vdots & & \vdots & \\ u_{T6} &= u_{T6}[i_{T6}]; & u_{D6} &= u_{D6}[i_{D6}]. \end{aligned} \quad (4) \quad (5)$$

Зауважимо, що коефіцієнти ВАХ транзисторів (4) будуть стрибкоподібно змінюватися під час розрахунку в залежності від обчисленого значення кута повороту індуктора, але цей кут не є аргументом (4).

Рівняння механічної рівноваги:

$$-J \frac{d\omega}{dt} + M + M_c = 0; \quad \omega = \frac{d\gamma}{dt}, \quad (6) \quad (7)$$

де ω – кутова частота обертання індуктора; γ – кут повороту індуктора; M – електромагнітний момент БЕМ; M_c – статичний момент навантаження.

Доповнимо систему (1)–(7) явною ММХ – сукупністю функцій

$$\psi_1 = \psi_1[i_1, i_2, i_3, \gamma]; \quad \psi_2 = \psi_2[i_1, i_2, i_3, \gamma]; \quad \psi_3 = \psi_3[i_1, i_2, i_3, \gamma]; \quad M = M[i_1, i_2, i_3, \gamma], \quad (8)$$

що показує зв'язок між потокозчепленнями й електромагнітним моментом та струмами й кутом повороту індуктора.

Нагадаємо, що ММХ БЕМ формується на підставі розрахунку магнітного поля машини у дво- або тривимірній постановці [3]. Врахування наявності поля збудження від постійних магнітів здійснюється за допомогою виразів потокозчеплень електричних контурів статора у записі магнітно-механічної характеристики машини (8). Ці вирази обчислюються так, що потокозчеплення контурів статора набувають ненульових значень навіть за нульової швидкості обертання ротора та нульових струмів цих контурів. Постійні магніти описуються власною характеристикою розмагнічування, що однозначно окреслюється заданими значеннями залишкової індукції та коерцитивної сили. Робоча точка постійного магніту завжди належить прямій розмагнічування.

Система (1)–(8) містить 36 скалярних рівнянь й стільки ж невідомих: i_1, i_2, i_3 , i_n, i_c , u_c , ψ_1, ψ_2, ψ_3 , i_{T1}, \dots, i_{T6} , u_{T1}, \dots, u_{T6} , i_{D1}, \dots, i_{D6} , u_{D1}, \dots, u_{D6} , M , ω , γ .

Для переходу у векторну форму запису введемо наступні позначення:

$\vec{i} = \|i_1 i_2 i_3\|_*$ – вектор струмів контурів якоря; $\vec{\psi} = \|\psi_1 \psi_2 \psi_3\|_*$ – вектор повних потокозчеплень; $\vec{i}_n = \|i_n i_c\|_*$ – вектор струмів навантаження; $\vec{i}_T = \|i_{T1} \dots i_{T6}\|_*$ – вектор струмів силових ключів; $\vec{u}_T = \|u_{T1} \dots u_{T6}\|_*$ – вектор напруг на ключах; $\vec{i}_D = \|i_{D1} \dots i_{D6}\|_*$ – вектор струмів діодів; $\vec{u}_D = \|u_{D1} \dots u_{D6}\|_*$ – вектор напруг на діодах; $\vec{u} = \|u_{жс} 0\|_*$ – вектор напруг живлення;

$$\begin{aligned} R_f &= \begin{vmatrix} r_1 & -r_2 & 0 \\ 0 & r_2 & -r_3 \\ -r_1 & r_2 & 0 \\ 0 & -r_2 & r_3 \\ -r_1 & 0 & r_3 \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}; & C_f &= \begin{vmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}; & P_f &= \begin{vmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}; & K_f &= \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{vmatrix}; \\ C_I &= \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \end{vmatrix}; & E_N &= \left\| 0 \frac{1}{C_n} \right\|; & Z_N &= \begin{vmatrix} R_n & 0 \\ -1 & -1 \end{vmatrix}; & P_N &= \begin{vmatrix} L_n & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}; & K_N &= \begin{vmatrix} -1 \\ 0 \end{vmatrix}; \end{aligned}$$

$S = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$ – матричні коефіцієнти векторних рівнянь.

Перепишемо систему (1)–(8) у векторній формі:

$$\begin{aligned} C_f \bar{u}_T + R_f \bar{i} + P_f \frac{d\bar{\psi}}{dt} + K_f u_c &= 0; & \bar{u} + Z_N \bar{i}_h + P_N \frac{d\bar{i}_h}{dt} + K_N u_c + S(\bar{i}_D - \bar{i}_T) &= 0; \\ E_N \bar{i}_h - \frac{du_c}{dt} &= 0; & C_I \bar{i}_T - C_I \bar{i}_D - \bar{i} &= 0; & \bar{u}_T = \bar{u}_T [\bar{i}_T]; & \bar{u}_D = \bar{u}_D [\bar{i}_D]; & \bar{u}_T + \bar{u}_D &= 0; & (9) \\ \bar{\psi} = \bar{\psi} [\bar{i}, \gamma]; & & M = M [\bar{i}, \gamma]; & & -J \frac{d\omega}{dt} + M + M_c &= 0; & \omega &= \frac{d\gamma}{dt}. \end{aligned}$$

Система (9) складається з 11 рівнянь і містить стільки ж невідомих: \bar{i} , \bar{i}_h , \bar{i}_D , \bar{i}_T , u_c , \bar{u}_D , \bar{u}_T , $\bar{\psi}$, M , ω , γ . Якщо доповнити її початковою умовою $\bar{i} = \bar{i}_0$; $\bar{i}_h = \bar{i}_{h0}$; $\bar{i}_D = \bar{i}_{D0}$; $\bar{i}_T = \bar{i}_{T0}$; $\omega = \omega_0$; $\gamma = \gamma_0$, то отримаємо зміст задачі Коші.

Алгоритм розв'язання задачі. Розв'язуватимемо (9) методом Ейлера. Після алгебраїзації похідних на k -му кроці інтегрування отримуємо

$$\begin{aligned} C_f \bar{u}_{Tk} + R_f \bar{i}_k + \frac{1}{h} P_f (\bar{\psi}_k - \bar{\psi}_{k-1}) + K_f u_{ck} &= 0; & u_{ck} &= h E_N \bar{i}_{hk} + u_{ck-1}; \\ \bar{u}_k + Z_N \bar{i}_{hk} + \frac{1}{h} P_N (\bar{i}_{hk} - \bar{i}_{hk-1}) + K_N u_{ck} + S(\bar{i}_{Dk} - \bar{i}_{Tk}) &= 0; & C_I \bar{i}_{Tk} - C_I \bar{i}_{Dk} - \bar{i}_k &= 0; & (10) \\ \bar{u}_{Tk} = \bar{u}_T [\bar{i}_{Tk}]; & & \bar{u}_{Dk} = \bar{u}_D [\bar{i}_{Dk}]; & & \bar{\psi}_k = \bar{\psi} [\bar{i}_k, \gamma_k]; & & M_k = M [\bar{i}_k, \gamma_k]; \\ \bar{u}_{Tk} + \bar{u}_{Dk} &= 0; & -\frac{J}{h} (\omega_k - \omega_{k-1}) + M_k + M_{ck} &= 0; & \omega_k &= \frac{1}{h} (\gamma_k - \gamma_{k-1}), \end{aligned}$$

де \bar{i}_k , \bar{i}_{hk} , \bar{i}_{Dk} , \bar{i}_{Tk} , u_{ck} , \bar{u}_{Dk} , \bar{u}_{Tk} , $\bar{\psi}_k$, M_k , ω_k , γ_k – значення невідомих на k -му кроці інтегрування метода Ейлера; \bar{i}_{hk-1} , u_{ck-1} , $\bar{\psi}_{k-1}$, ω_{k-1} , γ_{k-1} – значення, відомі з $(k-1)$ -го кроку.

Ця система алгебричних рівнянь (САР) є нелінійною, внаслідок нелінійної ММХ та ВАХ напівпровідникових елементів схеми. Розв'язуватимемо її методом Ньютона.

Внаслідок того, що більшість рівнянь САР (10) є формулами та після нескладних перетворень, лінійна САР, породжена нелінійною (10) на l -ій ітерації методу Ньютона, матиме вигляд

$$\begin{aligned} \begin{vmatrix} R_f + h^{-1} P_f L_k^{(l-1)} & -C_f R_{Dk}^{(l-1)} & h K_f E_N & h^{-1} P_f K_k^{(l-1)} \\ 0 & S + S(R_{Tk}^{(l-1)})^{-1} R_{Dk}^{(l-1)} & Z_N + h^{-1} P_N + K_N h E_N & 0 \\ -1 & -C_I - C_I (R_{Tk}^{(l-1)})^{-1} R_{Dk}^{(l-1)} & 0 & 0 \\ K_k^{(l-1)} & 0 & 0 & G_k^{(l-1)} - \frac{J}{h^2} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \Delta \bar{i}_k^{(l)} \\ \Delta \bar{i}_{Dk}^{(l)} \\ \Delta \bar{i}_{hk}^{(l)} \\ \Delta \gamma_k^{(l)} \end{vmatrix} &= \\ - \begin{vmatrix} y_{1k}^{(l-1)} - C_f y_{4k}^{(l-1)} \\ y_{2k}^{(l-1)} + S(R_{Tk}^{(l-1)})^{-1} y_{4k}^{(l-1)} \\ y_{3k}^{(l-1)} - C_I (R_{Tk}^{(l-1)})^{-1} y_{4k}^{(l-1)} \\ y_{5k}^{(l-1)} \end{vmatrix}, & (11) \end{aligned}$$

де $\Delta \bar{i}_k^{(l)}$, $\Delta \bar{i}_{Dk}^{(l)}$, $\Delta \bar{i}_{hk}^{(l)}$, $\Delta \gamma_k^{(l)}$ – поправки невідомих на l -ій ітерації k -го кроку інтегрування;

$R_{Tk}^{(l-1)} = \frac{\partial \bar{u}_{Tk}}{\partial \bar{i}_{Tk}} \Big|_{\bar{i}_{Tk} = \bar{i}_{Tk}^{(l-1)}}$; $R_{Dk}^{(l-1)} = \frac{\partial \bar{u}_{Dk}}{\partial \bar{i}_{Dk}} \Big|_{\bar{i}_{Dk} = \bar{i}_{Dk}^{(l-1)}}$ – діагональні матриці диференціальних опорів транзисторів та діодів, які обчислюються за $(l-1)$ -им наближенням кореня (необхідність знаходження обе-

рненої матриці $(R_{Tk}^{(l-1)})^{-1}$, на кожній ітерації методу Ньютона, не викличе істотного збільшення часу розрахунку, оскільки матриця R_T є діагональною);

$L_k^{(l-1)} = \frac{\partial \bar{\psi}_k}{\partial \bar{i}_k} \Big|_{\bar{i}_k = \bar{i}_k^{(l-1)}}; K_k^{(l-1)} = \frac{\partial \bar{\psi}_k}{\partial \gamma_k} \Big|_{\gamma_k = \gamma_k^{(l-1)}}; K_k^{(l-1)} = \frac{\partial M_k}{\partial \bar{i}_k} \Big|_{\bar{i}_k = \bar{i}_k^{(l-1)}}; G_k^{(l-1)} = \frac{\partial M_k}{\partial \gamma_k} \Big|_{\gamma_k = \gamma_k^{(l-1)}} -$ магніто-механічні параметри БЕМ, які обчислюються за $(l-1)$ -им наближенням кореня;

$$\begin{aligned} y_{1k}^{(l-1)} &= C_f \bar{u}_{Tk}^{(l-1)} + R_f \bar{i}_k^{(l-1)} + \frac{1}{h} P_f (\bar{\psi}_k^{(l-1)} - \bar{\psi}_{k-1}) + K_f u_{ck}^{(l-1)}; \\ y_{2k}^{(l-1)} &= \bar{u}_k + Z_N \bar{i}_{nk}^{(l-1)} + \frac{1}{h} P_N (\bar{i}_{nk}^{(l-1)} - \bar{i}_{nk-1}) + K_N u_{ck}^{(l-1)} + S (\bar{i}_{Dk}^{(l-1)} - \Delta \bar{i}_{Tk}^{(l-1)}) \\ y_{3k}^{(l-1)} &= C_I \bar{i}_{Tk}^{(l-1)} - C_I \bar{i}_{Dk}^{(l-1)} - \bar{i}_k^{(l-1)}; \\ y_{4k}^{(l-1)} &= \bar{u}_{Tk}^{(l-1)} + \bar{u}_{Dk}^{(l-1)}; \\ y_{5k}^{(l-1)} &= -\frac{J}{h} (\omega_k^{(l-1)} - \omega_{k-1}) + M_k^{(l-1)} + M_{ck} \end{aligned} \quad (12)$$

– нев’язки рівнянь стандартного виду системи (10), отримані за $(l-1)$ -им наближенням кореня.

Поправку невідомих струмів $\Delta \bar{i}_{Tk}^{(l)}$ знаходимо за формулою

$$\Delta \bar{i}_{Tk}^{(l)} = (R_{Tk}^{(l-1)})^{-1} (-y_{4k}^{(l-1)} - R_{Dk}^{(l-1)} \Delta \bar{i}_{Dk}^{(l)}). \quad (13)$$

Отже, алгоритм виконання k -го кроку інтегрування наступний.

1. Сформувані сталі матриці $R_f, C_f, P_f, K_f, C_I, R_f, E_N, Z_N, P_N, K_N, S$.
2. За $(l-1)$ -им наближенням кореня обчислити значення нев’язок (12).
3. За $(l-1)$ -им наближенням кореня обчислити значення диференційних параметрів $R_{Tk}^{(l-1)}, R_{Dk}^{(l-1)}$ та ММП $L_k^{(l-1)}, K_k^{(l-1)}, K_k^{(l-1)}, G_k^{(l-1)}$.
4. Обчислити значення коефіцієнтів та правих частин лінійної САР (11).
5. Розв’язати САР (11) відносно невідомих значень поправок $\Delta \bar{i}_k^{(l)}, \Delta \bar{i}_{Dk}^{(l)}, \Delta \bar{i}_{nk}^{(l)}, \Delta \gamma_k^{(l)}$.
6. За (13) обчислити значення поправки $\Delta \bar{i}_{Tk}^{(l)}$.
7. Розрахувати l -те наближення невідомих за формулами

$$\begin{aligned} \bar{i}_k^{(l)} &= \bar{i}_k^{(l-1)} + \Delta \bar{i}_k^{(l)}; & \bar{i}_{Dk}^{(l)} &= \bar{i}_{Dk}^{(l-1)} + \Delta \bar{i}_{Dk}^{(l)}; & \bar{i}_{nk}^{(l)} &= \bar{i}_{nk}^{(l-1)} + \Delta \bar{i}_{nk}^{(l)}; \\ \gamma_k^{(l)} &= \gamma_k^{(l-1)} + \Delta \gamma_k^{(l)}; & \bar{i}_{Tk}^{(l)} &= \bar{i}_{Tk}^{(l-1)} + \Delta \bar{i}_{Tk}^{(l)}. \end{aligned} \quad (14)$$

8. Решту невідомих обчислити за формулами

$$\begin{aligned} \bar{\psi}_k^{(l)} &= \bar{\psi} \left[\bar{i}_k^{(l)}, \gamma_k^{(l)} \right]; & M_k^{(l)} &= M \left[\bar{i}_k^{(l)}, \gamma_k^{(l)} \right]; & \omega_k^{(l)} &= \frac{I}{h} (\gamma_k^{(l)} - \gamma_{k-1}); \\ \bar{u}_{Dk}^{(l)} &= \bar{u}_D \left[\bar{i}_{Dk}^{(l)} \right]; & \bar{u}_{Tk}^{(l)} &= \bar{u}_T \left[\bar{i}_{Tk}^{(l)} \right]; & u_{ck}^{(l)} &= h E_N \bar{i}_{nk}^{(l)} + u_{ck-l}. \end{aligned} \quad (15)$$

9. Якщо точність визначення поправок невідомих незадовільна, — повторити п. 2–8. У протилежному випадку – перейти до виконання наступного кроку інтегрування.

Запропонований алгоритм реалізовано у вигляді комп’ютерної програми. Для її відлагодження та з метою перевірки адекватності моделі БЕМ було проведено ряд математичних експериментів.

Математичні експерименти проводилися на моделі беззубцевої трифазної БЕМ так званої «аксіальної» конструкції (рис. 2): кількість котушок на якорі – 18; кількість полюсів індуктора – 24; зовнішній діаметр ярем – 290 мм; аксіальна довжина машини – 55 мм; кількість послідовних витків у фазі – 396; ярмо якоря виготовлено з електротехнічної сталі марки 2013; ярмо індуктора – сталь Ст.3; полюси індуктора – постійні магніти на основі композитної сполуки NdFeB ($B_r = 1,1$ Тл, $H_c = 780$ кА/м). Пуск БЕМ у режимі двигуна здійснювався без навантаження на валі. Напруга живлення в цьому режимі становила 40 В. Після розгону до швидкості обертання 250 об/хв ($t = 0,013$ с), режим роботи машини було змінено на генераторний за неробочого ходу без навантаження та конденсатора фільтра C_n . В момент часу $t = 0,034$ с цей конденсатор було підімкнено. Його ємність

становить $C_n = 0,012 \text{ Ф}$. Після угамування перехідних процесів у момент часу $t = 0,053 \text{ с}$ підімкнено активне навантаження $R_n = 7,15 \text{ Ом}$. Залежності деяких режимних величин від часу, що відповідають перебігу цих процесів, зображено на рис. 3 (a – кута повороту індуктора γ , кутової частоти обертання ω , електромагнітного моменту M ; b – фазної напруги u_1 , струму i_1 та випрямленої напруги u_c ; c – спадів напруги на діоді $VD4$ u_{D4} та транзисторі $VT4$ u_{T4} та струму через діод $VD4$ i_{D4}).

Миттєві значення фазної напруги u_1 визначалися за формулою $u_1 = r_1 i_1 + d\psi_1/dt$.

Якісна та кількісна оцінка результатів моделювання в режимі двигуна для подібної моделі наведена у [2]. Тому тут розглядаються лише генераторні режими роботи БЕМ. Можна стверджувати,

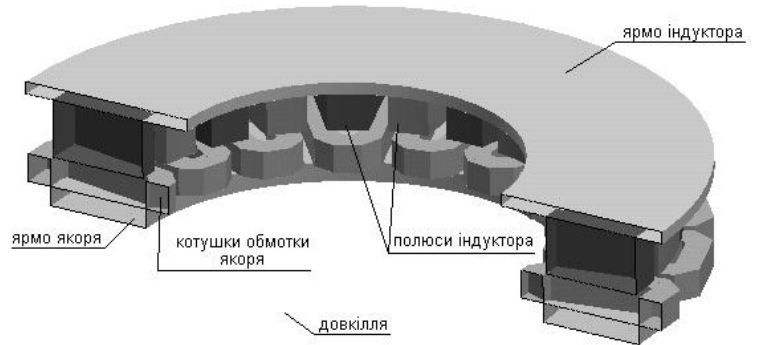


Рис. 2

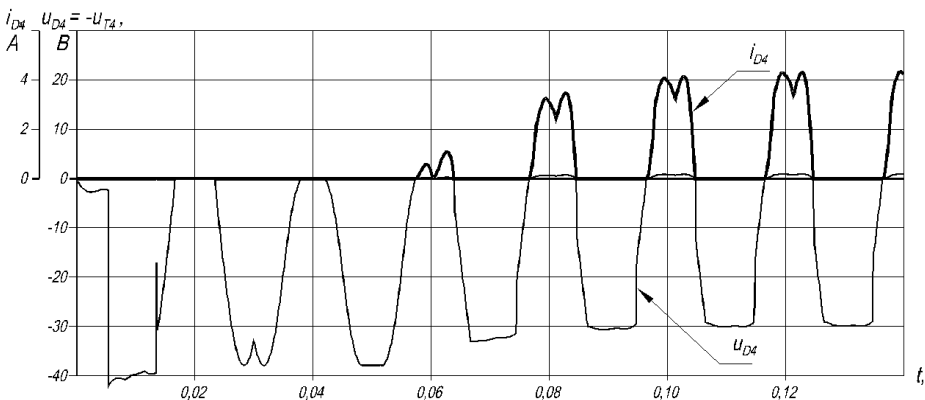
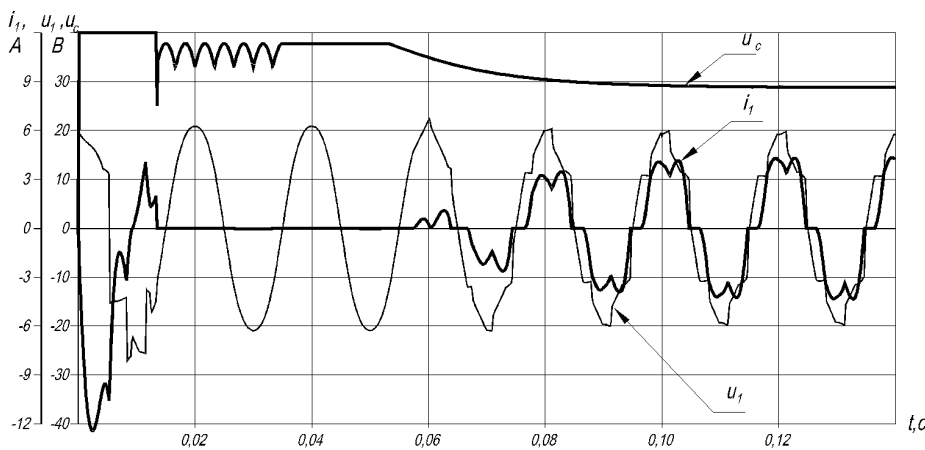
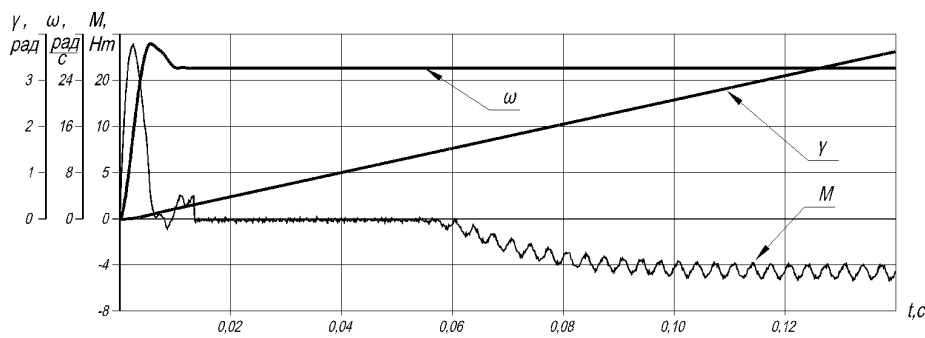


Рис.3

що форма та величина випрямленої напруги в режимі неробочого ходу з конденсатором та без нього, а також її зв'язок з фазною напругою збігаються з загальновідомими даними практично без похибок.

В усталених режимах під навантаженням спостерігається зменшення величини випрямленої напруги внаслідок спаду напруги на активних опорах якоря та ключах моста і реакції якоря. Форма струму повністю відповідає теоретичному трактуванню роботи напівпровідникового некерованого випрямляча.

Фазні струм та напруга БЕМ у режимі генератора, що працює на напівпровідниковий випрямляч, навантажений активним опором, мають достатньо сильний несинусоїдний характер. Спостерігається фазовий зсув індуктивного характеру між першими гармоніками цих напруги та струму ($\approx 20 \div 40^\circ$). Це слід враховувати при проектуванні таких генераторів.

Фізичні експерименти. На макеті БЕМ, розміри та обмоткові дані якої використовувалися для розрахунку електромеханічних процесів, проведено ряд фізичних експериментів. Експериментально досліджувався генератор, що працює на пасивний випрямляч – 3-фазний діодний міст, що відповідає вимкненню всіх транзисторів у схемі на рис. 1. Реєструвалися усталений режим неробочого ходу та перехідний режим раптового навантаження.

На рис. 4, *а* зображено осцилограми усталених значень фазної напруги u_1 та випрямленої напруги u_c в режимі неробочого ходу, причому конденсатор фільтра C_n відключений ($mt=5mc/под$; $mi_1=11,3$ В/под; $mic=10$ В/под). Діюче значення фазної напруги становило $u_1 = 14,9$ В. На рис. 4, *б* показано миттєві значення фазних напруги u_1 та струму i_1 у перехідному режимі раптового навантаження активним опором $R_n = 7,15$ Ом, за наявності конденсатора $C_n = 0,012$ Ф ($mt=5mc/под$; $mi_1=10$ В/под; $mi_1=3,16$ А/под).

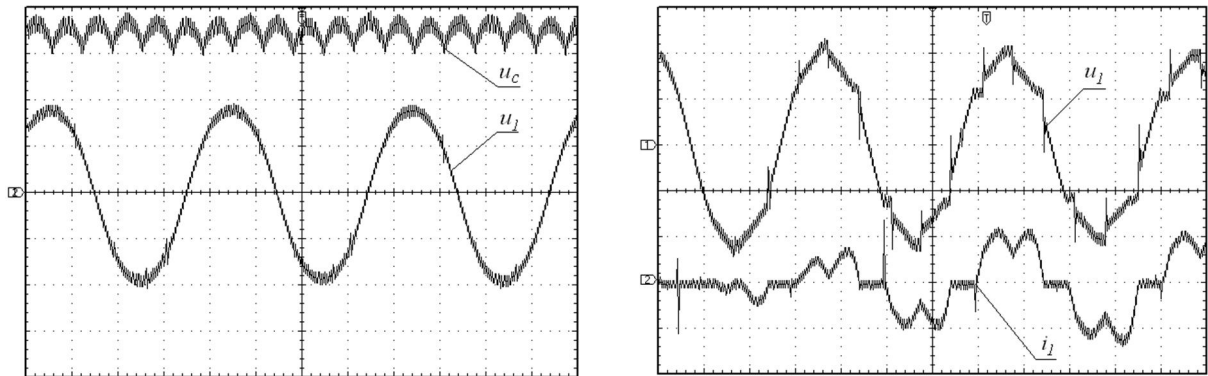


Рис. 4, *а,б*

На підставі експериментальних (рис. 4) та розрахункових даних (рис. 3) виконано порівняльний аналіз результатів: рис. 5, *а* – в усталеному режимі неробочого ходу, фазної напруги u_1 та випрямленої напруги u_c ; рис. 5, *б* – у перехідному режимі раптового навантаження, фазної напруги u_1 ; рис. 5, *в* – у перехідному режимі раптового навантаження фазного струму i_1 . Для зручності порівняння на рис. 5, *б, в* зображено розрахункові величини $-u_1$ та $-i_1$. Проведений порівняльний аналіз свідчить про адекватність моделі, а виявлені розходження цілком пояснюються прийнятими при розробці моделі допущеннями [2] та умовами проведення експериментів.

Висновки. Створена математична модель завдяки опису ММХ БЕМ рівняннями магнітного поля у квазістаціонарному наближенні враховує всі найважливіші чинники, що впливають на перебіг процесів у електромеханічній системі у їхньому взаємозв'язку, а саме: насичення магнітопроводу БЕМ; нелінійність ВАХ напівпровідникових елементів напівпровідникового блока; реальний гармонічний склад намагнічувальної сили якірної обмотки БЕМ; магнітну анізотропію полюсів індуктора за двома просторовими координатами; реактивні моменти та вищі просторові гармоніки МРС зубцевих порядків у випадку явнополюсної конструкції магнітопроводу БЕМ.

Порівняння результатів обчислень режимних величин, що характеризують перебіг перехідних та усталених процесів у БЕМ, з експериментальними даними показали високу достовірність результатів, отриманих розрахунковим шляхом.

1. Макаrchук О. В., Голубовський П. Й. Електрогенератор для вітроустановки з вертикальною віссю обертання // Вісник НУ «Львівська політехніка». «Електроенергетичні та електромеханічні системи». – 2009. – № 654. – С. 138–144.

Makarchuk O.V., Holubovskiy P.Y. Electric generator for windpower plant with vertical axis of rotation // Visnyk Natsionalnogo Universytetu "Lvivska Politekhnikha" "Elektroenergetychni ta elektromekhanichni systemy". – 2009. – № 654. – Р. 138–144. (Ukr.)

2. Макаrchук О.В. Математична модель вентиляного двигуна з постійними магнітами // Техн. електродинаміка. – 2007. – №5. – С. 28–35.

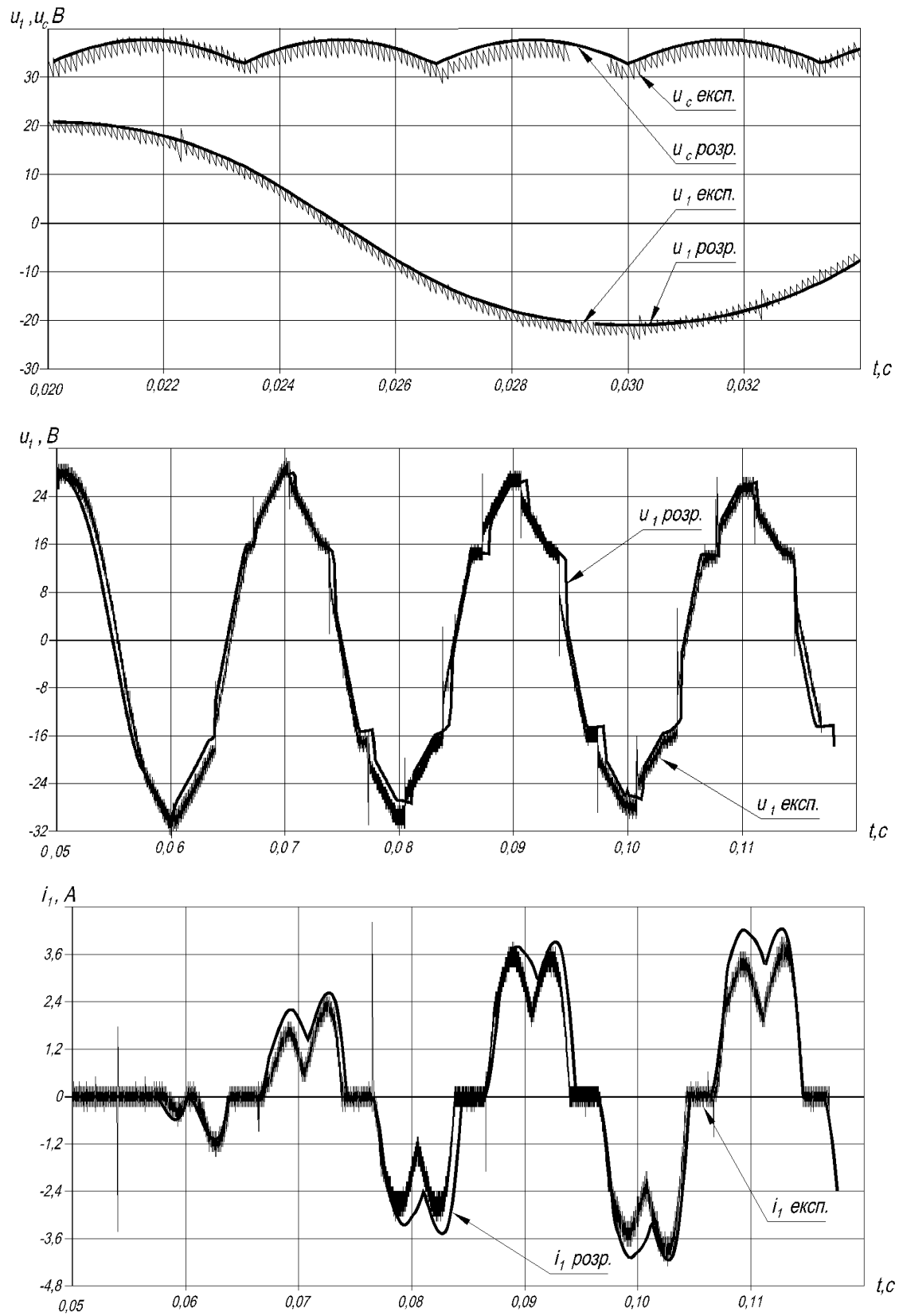


Рис. 5, а, б, в

3. Макаrchук О.В., Ткачук В.І., Василів Р.К. Магнітно-механічна характеристика явнополюсного вентильного двигуна з постійними магнітами // Вісн. Кременчуцького державного політехнічного університету – 2006. – №3 – С. 29–33.

Makarchuk O.V., Tkachuk V.I., Vasylyiv R.K. Magnetomechanical characteristic of salient-pole ac electronic motor with permanent magnets // Visnyk Kremenchutskogo politekhnichnogo universytetu. – 2006. – №3. – P. 29–33. (Ukr.)

4. <http://www.ansoft.com/>

5. <http://www.mathworks.com/>

6. Yee-Pien Yang; Yih-Ping Luh; Cheng-Huei Cheung. Design and control of axial-flux brushless DC wheel motors for electric Vehicles-part I: multiobjective optimal design and analysis // IEEE Transactions. Magnetics. – 2004. – Vol. 40. – № 4. – P. 1873 – 1882.

УДК 621.313.292

Макарчук О.В., канд.техн.наук

Национальный университет „Львівська політехніка”

ул. С.Бандеры, 12, Львов, 79013, Украина.

Математическая модель бесконтактной электрической машины с возбуждением от постоянных магнитов

Рассматривается математическая модель электромеханической системы «бесконтактная электрическая машина – датчик положения ротора – полупроводниковый выпрямитель или инвертор». Проведен сравнительный анализ результатов расчета и экспериментальных данных. Бібл. 4, рис. 4.

Ключевые слова: бесконтактная электрическая машина, датчик положения ротора, полупроводниковый выпрямитель, постоянный магнит.

Makarchuk O.V.

National University “Lvivska Politekhnika”, Lviv

Bandery, 12, Lviv, 79013, Ukraine.

Mathematical model of contactless electric machine with permanent magnet excitation

The mathematical model of electromechanical system "the contactless electric machine – the position rotor sensor – semiconductor rectifier or inverter" is considered. The comparative analysis of calculation results and experimental data is made. References 4, figures 4.

Key words: contactless electric machine, position rotor sensor, semiconductor rectifier, permanent magnet

Надійшла 13.04.2010

Received 13.04.2010