

ОБМЕЖЕННЯ СТРУМУ І НАПРУГИ СТАТОРА В СИСТЕМІ ТРИЗОННОГО РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ ДВИГУНА З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ ПРИ ВИКОРИСТАННІ ОПТИМАЛЬНИХ СТРАТЕГІЙ КЕРУВАННЯ

О.І. Толочко*, докт.техн.наук, **В.С. Бовкунович****, канд.техн.наук, **О.О. Бурмельов**
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського»,
 пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна, e-mail: tolochko.ola@gmail.com

Для синхронних двигунів з вбудованими у ротор постійними магнітами запропоновано спосіб обмеження струму і напруги статора у системі тризонного регулювання швидкості із застосуванням стратегій оптимального керування «Максимальний момент на ампер» та «Максимальний момент на вольт» без застосування додаткових контурів. Ідея полягає у послідовному включенні в канал формування завдання на моментотворюючу складову струму статора двох блоків динамічного обмеження, перший з яких запобігає перевищенню максимально припустимого значення амплітудою струму статора, а другий – амплітудою напруги статора. Виведено формули для розрахунку рівнів обмеження без врахування та із врахуванням падіння напруги статора на активних опорах. Бібл. 6, рис. 2.

Ключові слова: електропривод, синхронний двигун, постійні магніти, тризонне регулювання швидкості, оптимальне керування, максимальний момент на ампер, максимальний момент на вольт, обмеження координат.

Постановка проблеми. Особливістю синхронних двигунів з постійними магнітами, вбудованими в середину ротора (*IPMSM – Interior Permanent Magnet Synchronous Machine*), є підвищена механічна міцність ротора, що дає змогу працювати на високих швидкостях, та електромагнітна асиметрія статора, що призводить до появи реактивної складової електромагнітного моменту. В *IPMSM* можна отримати більші відношення потужність/вага, момент/струм, момент/напруга, ніж у такого самого двигуна з поверхневими магнітами.

Незважаючи на збудження від постійних магнітів, *PMSM* можна використовувати у разі регулювання швидкості в діапазоні вище від основної за допомогою так званого псевдопослаблення магнітного поля, що здійснюється шляхом підвищення потокоутворюючої складової струму статора у від'ємному напрямку.

При керуванні швидкістю *IPMSM* розрізняють три діапазони регулювання швидкості, у кожному з яких використовуються різні алгоритми керування. Найбільшою складністю при структурній реалізації таких систем є організація перемикання керування з одного алгоритму на інший зі збереженням обмежень на струм і напругу статора. Аналіз літературних джерел [1-6] на тему оптимального керування *IPMSM* показав, що частина робіт пропонує занадто складні рішення, які потребують використання великих масивів вхідних даних у вигляді тривимірних таблиць та організації пошуку в них [1-4], додаткових контурів, що ускладнюють налаштування системи [2, 4], пошукових алгоритмів [5], розв'язання в реальному часі алгебраїчних рівнянь [6].

Мета роботи полягає у розробці системи тризонного векторного керування швидкістю *IPMSM* з використанням оптимальних стратегій із забезпеченням обмеження амплітуд струму і напруги статора без використання додаткових контурів, таблиць даних та складних алгоритмів обробки інформації.

Матеріали і результати досліджень. Математичний опис *IPMSM* в оберտальній системі координат *d-q*, що застосовується при синтезі систем векторного керування (СВК), має вигляд

$$\begin{cases} u_d = i_d R + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q; & \omega_e = z_p \omega; \\ u_q = i_q R + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + z_p \psi_{pm} \omega; \\ M = k_m (\psi_{pm} i_q + \Delta L i_d i_q); & k_m = 3z_p / 2; \\ J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c, \end{cases} \quad (1)$$

де u_d, u_q, i_d, i_q – проекції напруги і струму статора на осі d і q ; L_d, L_q – поздовжня і поперечна індуктивності статора, $\Delta L = L_d - L_q < 0$ ($L_d < L_q$); R – активний опір статора; ω, ω_e – механічна та електрична кутові швидкості ротора; z_p – кількість пар полюсів; ψ_{pm} – потокозчеплення постійних магнітів; J – момент інерції двигуна; M – електромагнітний момент двигуна та його активна і реактивна складові.

Оскільки в такому двигуні один і той самий момент можна забезпечити при різних сполученнях поздовжньої та поперечної складових струму статора, то виникає задача, як їх розподілити між собою, щоб сумарний струм або його квадрат

$$i_s^2 = i_q^2 + i_d^2 \quad (2)$$

в усталеному режимі був мінімально можливим. Така стратегія керування отримала назву «Максимальний момент на ампер» (*MTA – Maximal Torque per Ampere*). Її зазвичай застосовують при регулюванні швидкості у першій зоні, оскільки вона водночас мінімізує втрати в міді (в обмотках статора), які у цій зоні є визначальними.

Ця задача оптимального керування для недовантаженого двигуна ($i_s < i_{s \max}$) має відомі рішення:

$$i_{dMPA}(i_{qMPA}) = -\frac{\Psi_{pm}}{2\Delta L} - \sqrt{\frac{\Psi_{pm}^2}{4\Delta L^2} + i_{qMPA}^2}, \quad (3)$$

$$i_{qMPA}^4(M) + \frac{M\Psi_{pm}}{k_m\Delta L^2} i_q(M) - \left(\frac{M}{k_m\Delta L}\right)^2 = 0. \quad (4)$$

Перехід у другу зону відбувається у разі досягнення напругою двигуна, що формується ланкою постійного струму перетворювача частоти, номінального значення, яке є максимально припустимим значенням напруги в усталеному режимі. Алгоритм регулювання швидкості у другій зоні впливає із формули

$$u_s^2 = u_q^2 + u_d^2 \approx \omega_e^2 \Psi_s^2 = \omega_e^2 (\Psi_q^2 + \Psi_d^2) = \omega_e^2 [(L_q i_q)^2 + (\Psi_{pm} + L_d i_d)^2] = u_{s \max}^2, \quad (5)$$

отриманої з перших двох рівнянь системи (1) при нехтуванні падінням напруги на активних та індуктивних опорах статора, і має назву *Field Weakening Control (FWC)*

$$i_{dFWC}(i_{qFWC}, u_{s \max}, \omega_e) = \frac{-\Psi_{pm} + \sqrt{u_{s \max}^2 / \omega_{ep}^2 - L_q^2 i_{qFWC}^2}}{L_d}, \quad \omega_{ep}^2 = \max(\omega_e^2, \omega_n^2). \quad (6)$$

Підстановкою (6) у рівняння моменту отримуємо у неявному вигляді залежність моментоутворюючої складової струму статора від моменту, максимальної напруги та швидкості двигуна

$$i_{qFWC}^4 + p_2 i_{qFWC}^2 + p_1 i_{qFWC} + p_0 = 0, \quad (7)$$

де
$$p_2 = \frac{\Psi_{pm}^2 L_q^2 - \Delta L^2 u_{s \max}^2 / \omega_{ep}^2}{L_q^2 \Delta L^2}, \quad p_1 = \frac{-4ML_d L_q \Psi_{pm}}{3z_p L_q^2 \Delta L^2}, \quad p_0 = \frac{-4M^2 L_d^2}{9z_p^2 L_q^2 \Delta L^2}. \quad (8)$$

При зростанні швидкості все більш суттєвими стають втрати у сталі, що робить доцільним опосередковане їх обмеження шляхом застосування стратегії керування «Максимальний момент на вольт» (*MTV – Maximal Torque per Volt*), якій відповідають рівняння

$$i_{dMTV} = -\frac{\Psi_{pm} + \Delta\Psi}{L_d}, \quad i_{qMTV} = \frac{\sqrt{u_{s \max}^2 / \omega_{ep}^2 - \Delta\Psi}}{L_q}, \quad \Delta\Psi = \frac{L_q \Psi_{pm} - \sqrt{\Psi_{pm}^2 L_q^2 + 8\Delta L u_{s \max}^2 / \omega_{ep}^2}}{L_q}. \quad (9)$$

Керування за стратегією *MTV* здійснюється у третій зоні регулювання швидкості, коли резерви підвищення швидкості за рахунок збільшення потокуутворюючої складової струму статора у від'ємному напрямку вичерпані, і регулювання здійснюється за рахунок зменшення моментоутворюючої складової струму статора.

Якщо у пускогальмівних режимах двигун працює в режимі струмообмеження, то стратегії *MTA* і *FWC*

виконуються при
$$i_{dMPA}(i_{s \max}) = -\frac{\Psi_{pm}}{4\Delta L} - \sqrt{\frac{\Psi_{pm}^2}{16\Delta L^2} + \frac{i_{s \max}^2}{2}}, \quad (10)$$

$$i_{dFWC}(i_{s \max}, u_{s \max}, \omega_e) = \frac{-\Psi_{pm} L_q + \sqrt{\Psi_{pm}^2 L_q^2 - (L_d^2 - L_q^2)(L_q^2 i_{s \max}^2 + \Psi_{pm}^2 - u_{s \max}^2 / \omega_{ep}^2)}}{L_d^2 - L_q^2}. \quad (11)$$

Як видно з наведених рівнянь, загальний алгоритм тризонного регулювання швидкості *IPMSM* потребує значних обчислювальних ресурсів, пов'язаних з необхідністю чисельного розв'язання у реальному часі алгебраїчних рівнянь (4), (7), великої кількості розгалужень або розрахунку тривимірних таблиць і пошуку в них методами інтерполювання або апроксимації. У зв'язку з цим пропонується досить проста структурна реалізація бажаної системи керування, показана на рис. 1, у якій перемикання алгоритмів виконується автоматично (без ключових елементів).

У цій системі регулятор швидкості (РШ) формує завдання на момент двигуна M^* . Щоб запобігти розв'язанню в реальному часі рівнянь (4) та (7), завдання на q -складову струму статора i_q^* в усіх режимах розраховується нелінійним функціональним перетворювачем НФП за формулою

$$i_q^* = \frac{M^*}{k_m [\Psi_{pm} + \Delta L \cdot i_d]}, \quad (12)$$

що впливає з рівняння моменту. Відсутність алгебраїчного контура досягається за рахунок використання у формулі (12) сигналу зворотного зв'язку за d -складовою струму, а не сигналу завдання на цю координату. На виході НФП встановлено два послідовно з'єднаних між собою блоки динамічного обмеження, рівень першого з яких розраховується блоком ОС за формулою $i_{q \max i} = i_q(i_{s \max}, i_d) = \sqrt{i_{s \max}^2 - i_d^2}$. Рівень обмеження другого блока обчислюється ланкою ОН за формулою

$$i_{q\max u} = \sqrt{\frac{u_{s\max}^2}{\omega_e^2} - (L_d i_d + \Psi_{pm})^2} / L_q, \quad (13)$$

яку отримуємо з (5). Якщо не нехтувати падінням напруги на активному опорі статора, то формула (13) ускладнюється

$$i_{q\max u} = -\frac{R\omega_{ep}(\Psi_{pm} + \Delta L i_d) + \sqrt{u_{s\max}^2(R^2 + \omega_e^2 L_q^2) + ((R^2 + \omega_e^2 L_d L_q) i_d + \omega_{ep}^2 L_q \Psi_{pm})}}{(R^2 + \omega_e^2 L_q^2)}. \quad (14)$$

Враховуючи наявність сигналу $i_{q\max u}$, для розрахунку закону зміни d -складової струму статора у першій зоні скористаємося формулою (3), обчислення за якою здійснює блок МТА, а для формування закону керування у третій зоні методом Ейлера-Лагранжа отримуємо більш просту формулу, ніж загальновідомі, але не зручні для структурної реалізації формули (9)

$$i_{dMTV}(i_{qMTV}) = -\frac{\Psi_{pm}}{2\Delta L} \cdot \left(2 - \frac{L_q}{L_d}\right) - \frac{L_q}{L_d} \sqrt{\frac{\Psi_{pm}^2}{4\Delta L^2} + i_{qMTV}^2}. \quad (15)$$

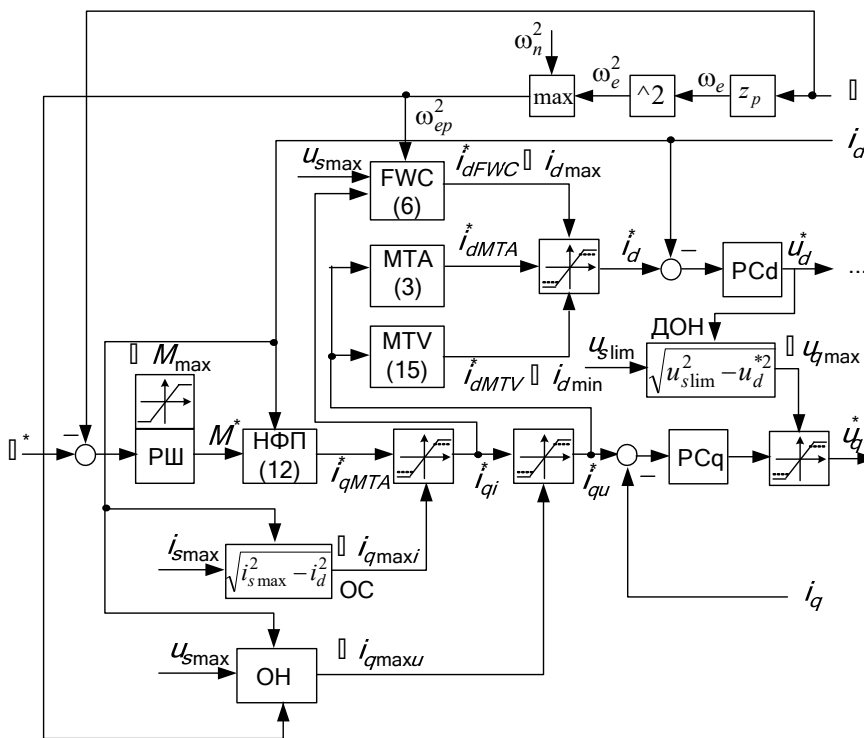


Рис. 1

Перемикання алгоритму керування з МТА на FWC та з FWC на MTV відбувається шляхом обмеження вихідного сигналу блока МТА на рівні i_{dFWC}^* за формулою (6) зверху та на рівні i_{dMPV}^* – за формулою (15) знизу.

Графіки перехідних процесів у системі рис. 1 при розгоні без навантаження до швидкості $3\omega_n$ та накиданні навантаження на усталеній швидкості, отримані методом структурного математичного моделювання, представлені на рис. 2. При моделюванні використано IPMSM з такими параметрами: $I_n=20.4$ А, $U_{ln}=97$ В, $n_n=2000$ об./хвил.; $z_p=2$, $M_n=1.67$ Нм, $J=0.0005$ кг·м², $\Psi_{pm}=0.0785$ Вб, $R=0.57$ Ом, $L_d=8.72 \cdot 10^{-3}$ Гн, $L_q=22.78 \cdot 10^{-3}$ Гн. Для порівняння на рис. 2, а показано графіки без блока динамічного обмеження напруги, на рис. 2, б – графіки з блоком обмеження

напруги за формулою (14) і на рис. 2, в – графіки з обмеженням напруги за формулою (15).

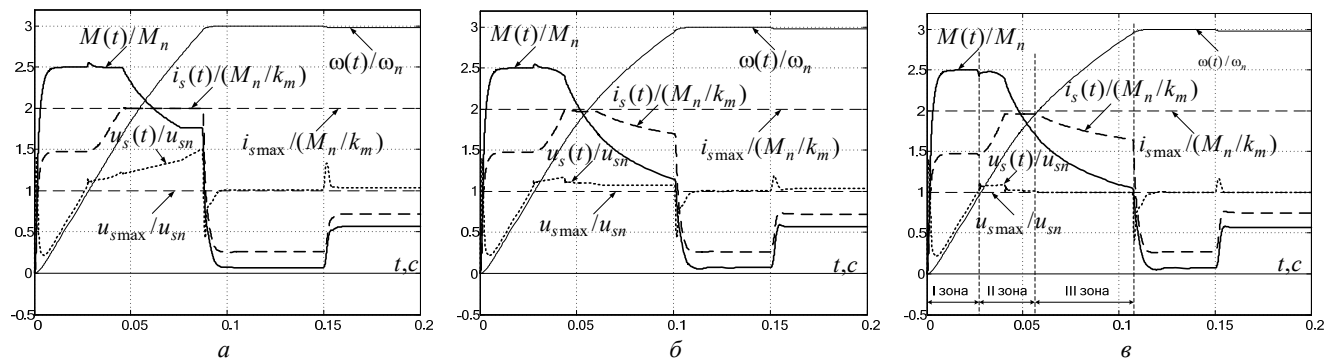


Рис. 2

На цих графіках струм статора не перевищує максимально припустимого значення $i_{s\max}$. Що стосується обмеження за напругою, то на рис. 2, а поточна напруга статора у другій і третій зонах має зростаючий характер і в кінці розгону перевищує номінальну напругу на 50%. На рис. 2, б напруга статора повільно збільшується тільки на ділянці зростання струму статора і в кінці цієї ділянки перевищує рівень обмеження на

15 %. Це пояснюється тим, що формула (14) отримана з приблизного рівняння (5), в якому не враховані падіння напруги на індуктивних елементах і активних опорах. На рис. 2, в перевищення напругою статора рівня обмеження має місце тільки в динамічних режимах, воно не перевищує 10 % і не накопичується. На інших ділянках обмеження напруги за формулою (15) є ідеальним. Відзначимо, що на практиці можна застосовувати обидва варіанти обмеження напруги (за формулами (14) і (15), тому що ланка постійного струму перетворювача частоти забезпечує двигун напругою з деяким запасом, необхідним для забезпечення високих динамічних та статичних показників системи. Для запобігання перевищення напругою двигуна напруги ланки постійного струму перетворювача u_{sim} вихідний сигнал регулятора струму РСq обмежено на рівні, що обчислюється блоком ДОН.

Висновки. У запропонованій структурній реалізації системи тризонного керування швидкістю синхронного двигуна з постійними магнітами, вбудованими у ротор, з оптимальним керуванням у першій та третій зонах досягнуто чіткого перемикання алгоритмів при переході з однієї зони в іншу та надійного обмеження напруги і струму при відсутності алгебраїчних контурів без застосування громіздких тривимірних таблиць та складних обчислень і без додаткового регулятора напруги.

УДК 62-83

ОГРАНИЧЕНИЕ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ СТАТОРА В СИСТЕМЕ ТРЕХЗОННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ОПТИМАЛЬНЫХ СТРАТЕГИЙ УПРАВЛЕНИЯ

О.И. Толочко, докт.техн.наук, В.С. Бовкунович, канд.техн.наук, О.О. Бурмелов

Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт им. И. Сикорского", пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина, e-mail: tolochko.ola@gmail.com

Для синхронных двигателей с встроенными в ротор постоянными магнитами предложен способ ограничения тока и напряжения статора в системе трехзонного регулирования скорости с применением стратегий оптимального управления «Максимальный момент на ампер» и «Максимальный момент на вольт» без применения дополнительных контуров. Идея заключается в последовательном включении в канал формирования задания на моментобразующую составляющую тока статора двух блоков динамического ограничения, первый из которых предотвращает превышение максимально допустимого значения амплитудой тока статора, а второй – амплитудой напряжения статора. Выведены формулы для расчета уровней ограничения без учета и с учетом падения напряжения статора на активных сопротивлениях. Библи. 6, рис. 2.

Ключевые слова: электропривод, синхронный двигатель, постоянные магниты, трехзонное регулирование скорости, оптимальное управление, максимальный момент на ампер, максимальный момент на вольт, ограничение координат.

CURRENT AND VOLTAGE STATOR LIMITATION IN THREE-ZONE SPEED CONTROL SYSTEM OF MOTOR WITH PERMANENT MAGNETS USING OPTIMAL CONTROL STRATEGIES

O.I. Tolochko, V.S. Bovkunovych, O.O. Burmelov

National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: tolochko.ola@gmail.com

The method of limiting stator current and voltage in a three-zone speed control system using the optimal control strategies "Maximum torque per ampere" and "Maximum torque per volt" without using additional circuits for interior permanent magnet synchronous machine is proposed. The idea is to consistently include two dynamic-limiting blocks in the torque-forming component of the stator current, the first of which prevents the maximum permissible value of the stator current amplitude from exceeding, and the second one - the amplitude of the stator voltage. Formulas are derived for calculating the levels of the constraint without taking into account and taking into account the voltage drop of the stator at the active resistances. References 6, figures 2.

Key words: electrical drive, synchronous motor, permanent magnets, three-zone speed control, optimal control, maximum torque per ampere, maximum torque per volt, stator current and voltage amplitude limitations.

1. Schröder D. Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen. Berlin, Heidelberg: Springer, 2009. 1336 p.
2. Bae B., Patel N., Schulz S., Sul S. New field weakening technique for high saliency interior permanent magnet motor. Conference Record of the Industry Applications Conference, 38th IAS Annual Meeting. October 2003. Vol. 2. Pp. 898–905.
3. Morimoto S., Sanada M., Takeda Y. Wide speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high performance current regulator. IEEE Trans. on Industry Applications. 1994. Vol. 30. No 4. Pp. 920–926.
4. Lee J.H., Lee, J.H. Field-weakening strategy in condition of DC-link voltage variation using on electric vehicle of IPMSM. 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). 2011. Pp. 1–6.
5. Babayomi O., Balogun A., Osheku C. Loss minimizing control of PMSM for electric power steering. 17th UKSIM-AMSS International Conference on Modelling and Simulation. 2015. Pp. 438-443.
6. Sue S.M., Pan C.T. Voltage-constraint-tracking-based field-weakening control of IPM synchronous motor drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics. January, 2008. Vol. 55. No 1. Pp. 340–347.

Надійшла 02.03.2018
Остаточний варіант 10.04.2018