

ЕНЕРГОЕФЕКТИВНЕ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОДВИГУНОМ З УРАХУВАННЯМ ВТРАТ В СТАЛІ

Калугін Д. В., студент, Толочко О. І., д.т.н., проф.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

Вступ. При розробці енергоефективних систем керування асинхронним двигуном (АД) зазвичай враховують сумарні втрати в міді (в статорі та роторі) або навіть тільки втрати в міді статора (критерій ММА – максимальний момент на ампер). Шляхом для подальшого підвищення коефіцієнта корисної дії (ККД) є мінімізація втрат не тільки в міді, але і втрат у сталі. Важливість врахування втрат у сталі визначається їх істотним внеском в сумарні втрати машини. Так, наприклад, для АД російського виробництва серії 4А втрати в сталі можуть становити більше 20% від повних втрат при номінальному режимі роботи і більше 50% від повних втрат на холостому ході [1]. Алгоритми мінімізації сумарних втрат запропоновані в багатьох джерелах [2]. Але для перевірки їх працездатності необхідно ускладнювати математичну модель АД.

Мета роботи. Розробка методу мінімізації втрат в міді і сталі АД та перевірка його працездатності на математичній моделі АД, яка враховує втрати у сталі.

Матеріали і результати досліджень. До основних втрат енергії в АД належать втрати в міді, втрати у сталі, механічні та додаткові втрати.

Вважається, що найбільші втрати при роботі у першій зоні регулювання складають втрати в міді, а найменшими є додаткові. Додаткові втрати як правило неможливо зменшити унаслідок того, що ці втрати пов'язані з багатьма процесами які неможливо врахувати ні під час виготовлення машини, а ні у процесі експлуатації, і складають ці втрати від 1% до 5% від загальних втрат машини. Механічні втрати зумовлені наявністю сухого та в'язкого тертя. На ці втрати можна вплинути на стадії розробки машини шляхом застосування спеціальних підшипників зі зменшеним тертям. Ці втрати складають у номінальному режимі роботи 4-5% від номінальної потужності машини. Оцінити механічні втрати від в'язкого тертя можна за формулою (1).

$$W_{mech} = K_m \omega_r^2 \quad (1)$$

K_m – коефіцієнт механічних втрат.

Для побудови ефективних алгоритмів керування асинхронним електроприводом необхідно враховувати втрати у сталі які підрозділяються на втрати від гістерезису і вихрових струмів. Ці втрати у деяких режимах роботи можуть досягати до 50% від загальних втрат у машині. Унаслідок того, що втрати на гістерезис набагато менші, ніж втрати на вихрові струми, то, як правило, при розробці математичної моделі двигуна ними нехтують, що значно спрощує математичну модель і дозволяє більш точно отримати наближені результати процесів які протікають у реальній машині [3].

Електромагнітні втрати в магнітному колі двигуна можна визначити за емпіричною формулою:

$$W_{Fe} = \frac{3}{2} \left[K_e \omega_e^2 \Psi_r^2 \right] \quad (2)$$

де K_e – коефіцієнт втрат на вихрові струми.

Втрати в міді складаються зі втрат в обмотках статора і ротора:

$$W_{cu} = \frac{3}{2} \left[\left(i_{qs}^2 + i_{ds}^2 \right) r_s + \left(i_{qr}^2 + i_{dr}^2 \right) r_r \right] \quad (3)$$

Так як механічні і додаткові втрати неможливо зменшити шляхом керування, то при мінімізації загальних втрат не будемо їх враховувати.

Отже, загальні втрати визначаються як:

$$W_{total} = \frac{3}{2} \left[\left(i_{qs}^2 + i_{ds}^2 \right) r_s + \left(i_{qr}^2 + i_{dr}^2 \right) r_r \right] + \frac{3}{2} \left[K_e \omega_e^2 \Psi_r^2 \right], \quad (4)$$

а ККД обчислюється за формулою

$$\eta = \frac{T_e \omega_r}{T_e \omega_r + W_{total}} \quad (5)$$

де T_e – електромагнітний момент.

Щоб мінімізувати загальні втрати у двигуні, виконаємо перетворення рівняння (4) у такий спосіб, щоб виразити втрати через електромагнітний момент, струм статора по d -осі та через синхронну швидкість. Після підстановки

$$\Psi_r = \frac{T_e}{K \cdot i_{qs}}; \quad i_{qs} = \frac{T_e}{K \cdot \Psi_r}; \quad i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs}; \quad K = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m^2}{L_r}. \quad (6)$$

у формулу (4) з урахуванням того, що мінімізація втрат здійснюється для статичного режиму роботи, в якому $i_{dr} = 0$, отримаємо наступний вираз для мінімізації загальних втрат:

$$W_{total} = \frac{3}{2} \left[\left(\left(\frac{T_e}{K \cdot \Psi_r} \right)^2 + i_{ds}^2 \right) r_s + \left(-\frac{L_m}{L_r} \frac{T_e}{K \cdot \Psi_r} \right)^2 r_r \right] + \frac{3}{2} \left[K_e \omega_e^2 \left(\frac{T_e}{K \cdot i_{qs}} \right)^2 \right]. \quad (7)$$

Диференціювання загальних втрат за струмом намагнічування та прирівнювання їх до нуля дає оптимальний струм статора d -осі, що мінімізує загальні втрати потужності[4]:

$$\frac{dW_{total}}{di_{ds}} = \frac{3}{2} \left[2x i_{ds} - \left(\frac{T_e}{K} \right)^2 \frac{2y}{i_{ds}^3} \right] = 0, \quad (8)$$

$$x = r_s + \left(k_e \omega_e^2 \right) L_m^2,$$

$$y = r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2} + k_e \omega_e^2 \frac{L_m^2}{L_r^2} (L_r - L_m)^2. \quad (9)$$

Знаходячи корені рівняння (8), отримаємо, що оптимальний струм намагнічування можна розрахувати за формулою:

$$i_{ds_optimum} = 4 \sqrt{\frac{y}{x} \left(\frac{T_e}{K} \right)^2} \quad (10)$$

Для перевірки цього алгоритму керування необхідно застосовувати модель АД, що враховує втрати у сталі. Існує декілька підходів до побудови схеми заміщення АД. Найбільш простий це приєднання до Т-подібної схеми заміщення АД паралельної гілки з активним опором, який буде враховувати втрати в сталі. Цей підхід є оправданим при нехтуванні втрат на гістерезис [5].

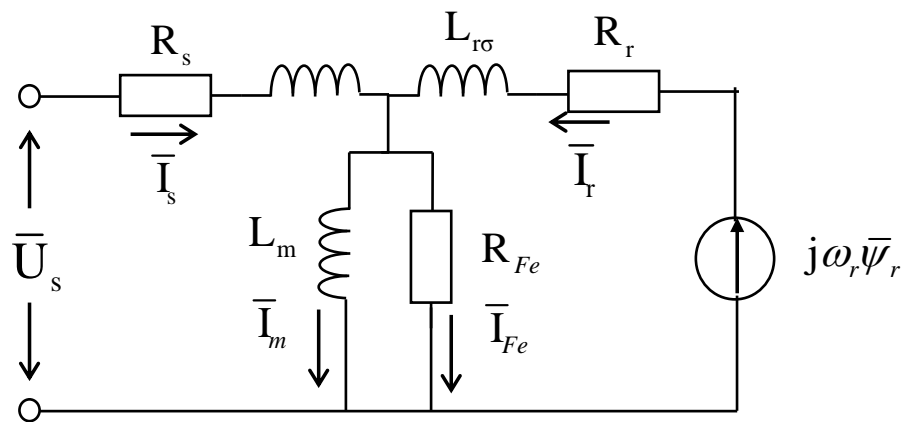


Рисунок 1 – Еквівалентна схема заміщення АД з урахуванням втрат у залізі

При розробці математичної моделі АД в ортогональній системі координат, орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора, необхідно щоб напрямок дійсної осі ортогональної системи координат у будь-який момент часу співпадав з напрямком узагальненого вектору потокозчеплення ротора, (тобто, система координат повинна обертатися синхронно з цим вектором). Вектор потокозчеплення ротора у ній буде мати тільки дійсну складову. Позначимо дійсну вісь цієї системи координат d , а уявну – q . Тоді передумови математичного опису АД у цих координатах матимуть вигляд:

$$\omega_k = \omega_{\psi_r} \quad (11)$$

$$\psi_{rd} = |\psi_r| = \psi_{rm} \quad (12)$$

Модель у системі координат $(d-q)$ є основною в системі векторного керування з коротко-замкненим АД. Тому в доповнення до передумов (11), (12), додамо ще

$$U_{rd} = U_{rq} = 0 \quad (13)$$

При живленні обмоток статора двигуна від джерела напруги система векторного керування має зворотні зв'язки за складовими струму статора та за

потокзчепленням ротора. Тому ще однією умовою для розробки цієї моделі буде наявність у ній перелічених сигналів.

Математичний опис моделі у векторах АД у відповідності до схеми на рис. 1. має вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{U}_s = \bar{I}_s R_s + \frac{d}{dt} \left(\frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r + \sigma L_s \bar{I}_s + \frac{L_{\sigma r} L_m}{L_r} \bar{I}_{Fe} \right) + j\omega_k \left(\frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r + \sigma L_s \bar{I}_s + \frac{L_{\sigma r} L_m}{L_r} \bar{I}_{Fe} \right) \\ \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\bar{\Psi}_r - L_m (\bar{I}_s - \bar{I}_{st})) - j(\omega_k - \omega_r) \bar{\Psi}_r \\ T_e = \frac{3}{2} Z_p k_r (\Psi_r \times (\bar{I}_s - \bar{I}_{Fe})) \\ T_e - T_{load} = J \frac{d\omega}{dt} \end{array} \right. \quad (14)$$

де \bar{U}_s, \bar{I}_s вектори напруги та струму статора; \bar{I}_r, \bar{I}_{Fe} – вектори струму ротора і струму через контур втрат в залізі; ω_k – електрична частота обертання ротора; $L_s = L_m(1 + \sigma_s)$ – індуктивність статора; $L_r = L_m + L_{r\sigma} = L_m(1 + \sigma_r)$ – індуктивність ротора; $\bar{\Psi}_r$ вектор потокзчеплення ротора; L_m взаємна індуктивність; R_s, R_r – активний опір статора і ротора; $\omega_r = Z_p \omega$ – частота обертання ротора; T_e, T_{load} – електромагнітний та статичний моменти двигуна; J – момент інерції; Z_p – число пар полюсів.

З системи рівнянь (14) можна отримати систему у координатах $d-q$:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_d = I_{sd} R_s + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_r}{dt} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{L_{\sigma r} L_m}{L_r} \frac{dI_{Fed}}{dt} - \sigma \omega_k L_s I_{sq} - \omega_k \frac{L_{\sigma r} L_m}{L_r} I_{sq} \\ U_q = I_{sq} R_s + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \frac{L_{\sigma r} L_m}{L_r} \frac{dI_{Feq}}{dt} + \omega_k \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_r}{dt} - \omega_k \frac{L_{\sigma r} L_m}{L_r} I_{sd} + \omega_k \sigma L_s I_{sd} \\ \tau_r \frac{d\Psi_r}{dt} = -\Psi_r + L_m (I_d - I_{Fe}) \\ \omega_s = \frac{L_m}{T_r} \frac{I_q - I_{Fe}}{\Psi_r} \\ M = \frac{3}{2} Z_p k_r (\Psi_r (\bar{I}_s - \bar{I}_{Fe})) \\ T_e - T_{load} = J \frac{d\omega}{dt} \end{array} \right. \quad (15)$$

Система рівнянь (15) описує АД у системі координат $d-q$ з урахуванням втрат в сталі.

У модель АД, представлений на рис. 2, ще додано сухе тертя, яке складає 5% від номінальної потужності двигуна, що дозволяє отримати систему більш близьку до реальної.

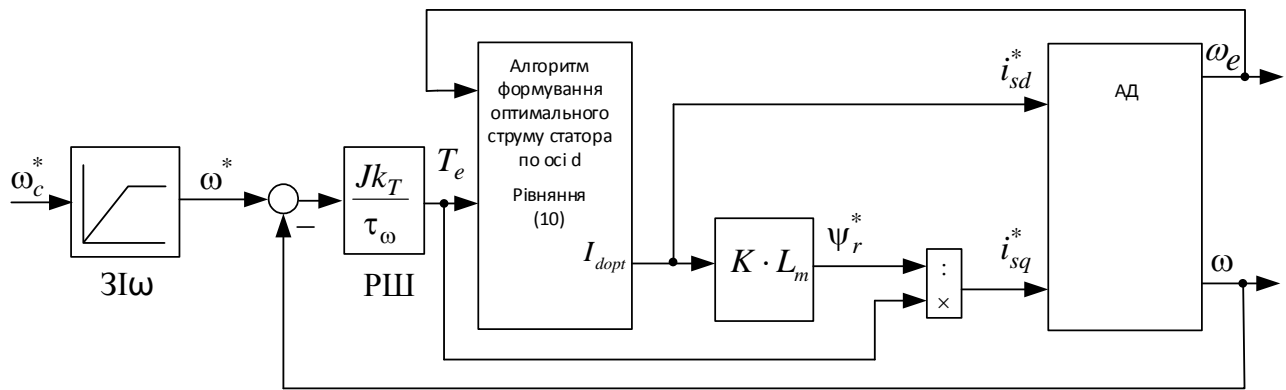


Рисунок 2 – Структурна схема прямого векторного керування АД за оптимальним законом формування струму по осі d

На рис. 2 показано спрощену структурну схему прямого векторного керування АД з формуванням оптимального струму по осі d за законом (8). Для двигуна з параметрами: $P_n = 4 \text{ кВт}$, $I_n = 9,1 \text{ А}$, $\omega_n = 149 \text{ рад/с}$, $R_s = 1,405 \text{ Ом}$, $R_r = 1,395 \text{ Ом}$, $R_{Fe} = 500 \text{ Ом}$, $L_m = 0,172 \text{ Гн}$, $L_r = 0,0058 \text{ Гн}$, $L_s = 0,0058 \text{ Гн}$ виконано моделювання даної системи при різних моментах навантаження при роботі на номінальній швидкості. На рис. 3–4, показано графіки перехідних процесів для оптимальної системи та для класичної системи векторного керування відповідно.

Усі величини показані на графіках у відносних одиницях.

$$\bar{T}_e(t) = \frac{T_e}{T_{eH}}; \bar{\omega}(t) = \frac{\omega}{\omega_H}; \bar{\psi}_r(t) = \frac{\psi_r}{\psi_{rH}}; \quad (16)$$

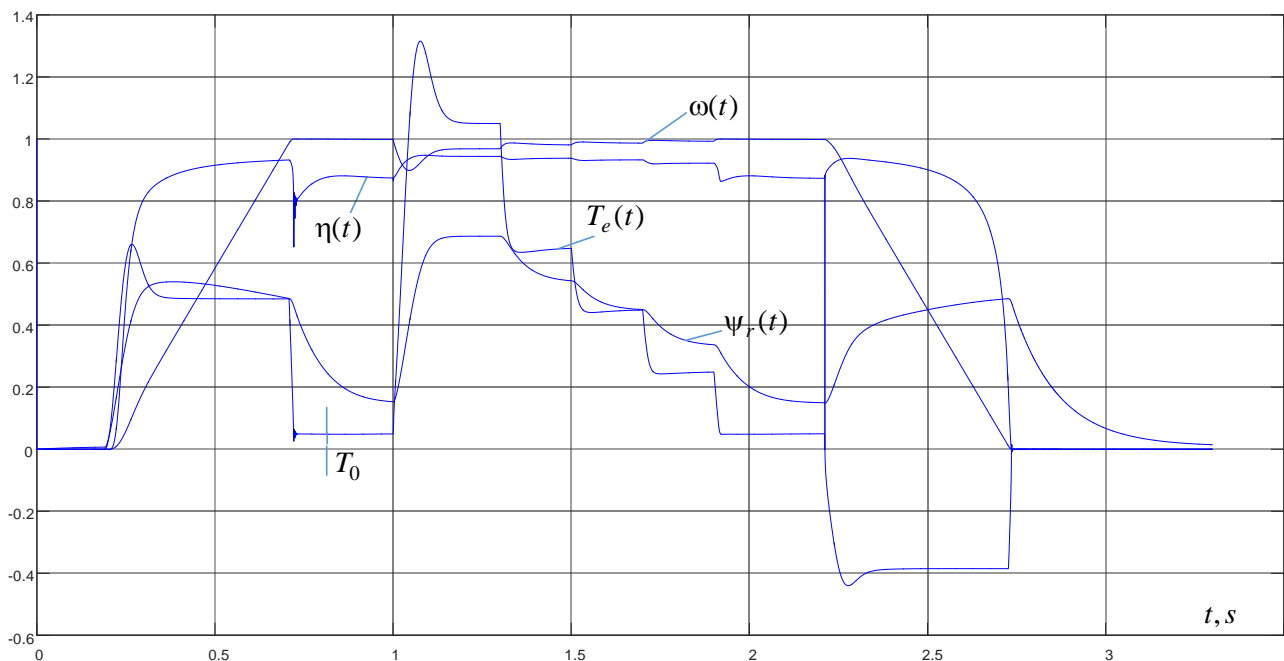


Рисунок 3 – Графіки перехідних процесів для векторного керування з мінімізацію загальних втрат

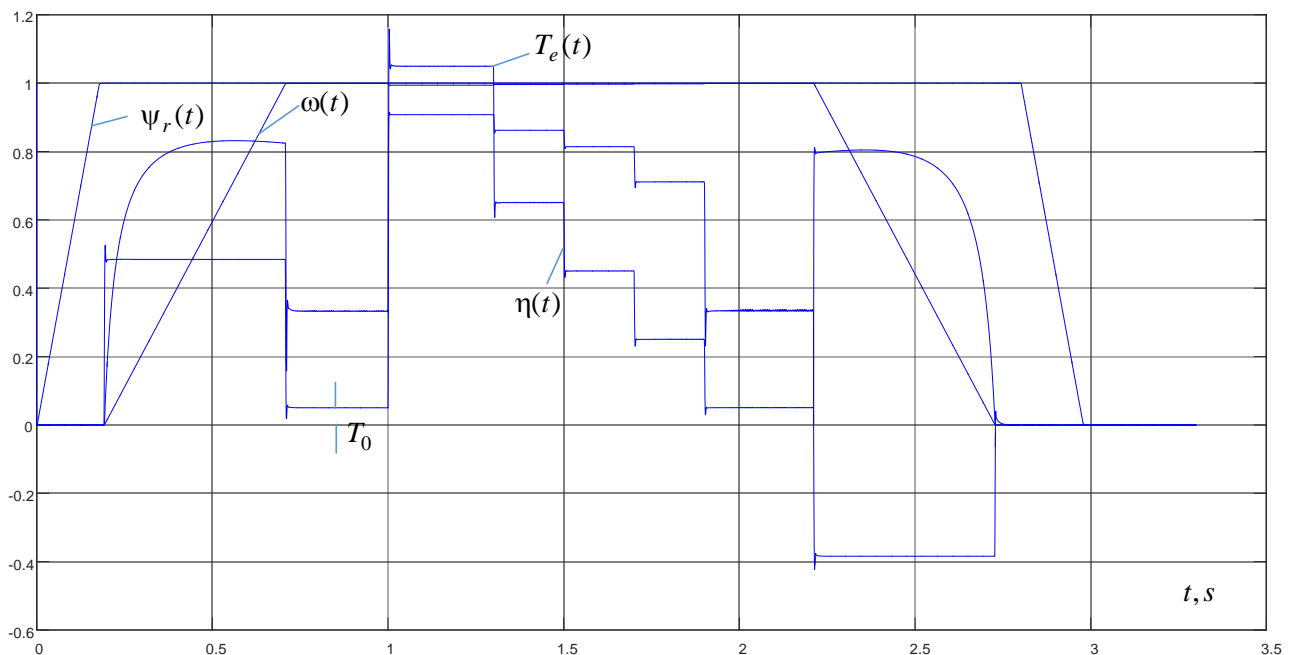


Рисунок 4 – Графіки перехідних процесів для класичної системи векторного керування

Висновок. Даний підхід дає можливість мінімізувати втрати в сталі, які зазвичай у класичних системах векторного керування не враховуються. Серед недоліків даної системи можна виділити те, що при такому керуванні попередньо двигун не намагнічується і під час розгону ми отримуємо гірші перехідні процеси, ніж у звичайній системі векторного керування.

Перелік посилань

1. Виноградов, А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока /А.Б. Виноградов. – ГОУ ВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина». – Иваново, 2008. – 298с.
2. Mini Sreejeth, Madhusudan Singh, Parmod Kumar . Efficiency Optimization of Vector Controlled Induction Motor Drive // IECON 2012, 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1746-1753.
3. Ali M. Bazzi, Veysel T. Buyukdegirmenci, Philip T. Krein. System-level power loss sensitivity to various control variables in vector-controlled induction motor drives // IEEE Trans. Ind. Appl. May/June 2003, vol. 49, no.3, pp. 32–37.
4. Juergen F. Fuchsloch, William R. Finley, Reinhard W. Walter. Next generation motor: Designing a new approach to improve the energy efficiency of NEMA Premium motors // IEEE Industry Applications Magazine, January/February 2008, pp. 103-110.
5. M. Nasir Uddin, and Sang Woo Nam. New online loss-minimization-based control of an induction motor drive // Tamkang Journal of Science and Engineering 2003., Vol. 6, No. 2, pp. 103-110.