УДК 62-83:621.313.333 DOI https://doi.org/10.35546/kntu2078-4481.2025.3.1.26

Б. І. ПРИЙМАК
кандидат технічних наук, доцент,
доцент кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
ORCID: 0000-0001-7680-8565

СИСТЕМА АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ З ПОКРАЩЕНИМИ ЕНЕРГЕТИЧНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

У статті розглянуто проблему підвищення енергетичної ефективності асинхронних електроприводів, які займають провідне місце у промисловості і характеризуються значними сумарними енерговитратами. Проаналізовано сучасні підходи до оптимізації роботи електроприводу, серед яких пошукові екстремальні системи та системи аналітичної оптимізації втрат. Перші відзначаються малою параметричною чутливістю, але мають низьку швидкодію, що обмежує їх застосування в механізмах із часто повторюваними динамічними режимами. Другі забезпечують високу швидкодію та стабільність, проте вони потребують досить точних параметрів моделі втрат потужності.

У роботі запропоновано систему автоматичного керування асинхронним електроприводом із аналітичною оптимізацією втрат, яка враховує омічні втрати у статорі й роторі, а також магнітні втрати в осерді статора. Використано векторне керування з орієнтацією рухомих координат за потокозчепленням ротора, що є поширеним у промислових застосуваннях. На основі математичного аналізу моделі втрат отримано алгоритм оптимізації, що функціонує за сигналами швидкості ротора та q-компонента вектора струму статора. Цей алгоритм достатньо простий для реалізації на сучасних мікроконтролерах у реальному часі. Проведено моделювання системи керування на прикладі асинхронного двигуна загальнопромислового призначення потужністю 0,75 кВт. Досліджено її статичні та динамічні характеристики при зміні навантаження та швидкості двигуна. Отримані результати свідчать, що оптимізація забезпечує істотне зниження втрат у різних режимах роботи. Перехідні процеси мінімізації втрат тривають 0,1–0,2 с, що суттєво менше порівняно із часом знаходження екстремуму у пошукових системах. Таким чином, розроблена система забезпечує енергоефективну роботу асинхронного електроприводу не лише у тривалих усталених режимах, а й у технологічних процесах із короткими інтервалами статичного стану, де застосування пошукових методів стає непрактичним.

Ключові слова: *електропривод, асинхронний двигун, векторне керування, втрати потужності, екстремум, оптимізація енерговитрат.*

B. I. PRYYMAK
Candidate of Technical Sciences, Associate Professor,
Associate Professor at the Department of Automation
of Electromechanical Systems and the Electric Drive
National Technical University of Ukraine
“Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”
ORCID: 0000-0001-7680-8565

AUTOMATIC CONTROL SYSTEM OF INDUCTION MOTOR DRIVE WITH IMPROVED ENERGY CHARACTERISTICS

In this paper, the problem of improving the energy efficiency of induction motor drives, which play a leading role in industry and are characterized by significant total energy consumption, is considered. Modern approaches to drive optimization are analyzed, including search-based extremum control systems and analytical loss minimization systems. The former are distinguished by low parametric sensitivity but demonstrate low response speed, which limits their application in mechanisms with frequently recurring dynamic modes. The latter provide high speed and stability but require sufficiently accurate parameters of the power loss model.

The paper proposes an automatic control system of an induction motor drive with analytical loss optimization, which accounts for copper losses in the stator and rotor as well as iron losses in the stator core. Vector control with coordinate orientation by the rotor flux linkage, which is widely used in industrial applications, is applied. Based on mathematical analysis of the loss model, an optimization algorithm is derived that operates using rotor speed signals and the q-component of the stator current vector. This algorithm is simple enough for implementation on modern microcontrollers in real time. The control

© Приймак Б. І., 2025
Стаття поширюється на умовах ліцензії CC BY 4.0

system was simulated using a 0.75 kW general-purpose induction motor. Its static and dynamic characteristics were investigated under varying load and motor speed. The obtained results show that the proposed optimization ensures a significant reduction of losses in different operating modes. The transient processes of loss minimization last 0.1–0.2 s, which is significantly shorter compared to the extremum search time in search-based systems. Thus, the developed system ensures energy-efficient operation of the induction motor drive not only under long-term steady-state conditions but also in technological processes with short intervals of static state, where the application of search-based methods becomes impractical.

Key words: *electric drive, induction motor, vector control, power losses, extremum, optimization, energy consumption.*

Постановка проблеми

Проблема зниження енергетичних витрат в асинхронних електроприводах (АЕП), які кількісно займають домінуюче місце в промисловості, на сьогодні є важливою. Для підвищення енергетичної ефективності АЕП, поряд із екстремальними пошуковими системами, де відшукується мінімум споживаної приводом активної потужності чи струму статора асинхронного двигуна (АД) [1–3], значного застосування набувають системи аналітичної оптимізації на основі моделей втрат потужності в АЕП [4–7]. Останні мають такі переваги як відсутність потреби в давачеві потужності привода, високу швидкодію, надійність функціонування при різких та значних змінах навантаження і швидкості двигуна. До недоліків цих систем відносять потребу знати параметри моделі, чутливість до варіацій параметрів, а також певні обчислювальні затрати на здійснення оптимізації. Останнім із перелічених недоліків значною мірою можна пояснити те, що в роботах за даною темою часто застосовуються різного типу спрощені моделі втрат потужності. Відповідно якість оптимізації втрат при цьому падає.

Тому актуальною є задача побудови та дослідження системи автоматичного керування (САК) АЕП з аналітичною оптимізацією втрат потужності, яка характеризується поліпшеними якісними показниками.

Аналіз останніх досліджень і публікацій

Аналіз літературних джерел показує, що в задачах енергетичної оптимізації АЕП знаходять застосування досить різні моделі втрат. Так, в [4] враховуються лише втрати в міді двигуна, у [5] та [6] взяті до уваги втрати як в міді так і в залізі двигуна. Проте в [5] еквівалентний опір R_m у схемі заміщення двигуна, що враховує магнітні втрати, вважається пропорційним частоті живлення АД в степені 1,6, а в [6] опір R_m вважається пропорційним власне частоті живлення двигуна. У цьому контексті стає ясно, що доцільність наведених спрощень моделі втрат не є безсумнівною, оскільки з однієї сторони, внаслідок спрощення моделі знижується точність оптимізації, а з іншої сторони, сучасні промислові мікроконтролери здатні виконувати досить значний обсяг обчислень в реальному часі.

В даній роботі розглядається модель втрат потужності, що включає активні втрати у статорі та роторі, а також магнітні втрати у залізі статора двигуна, причому для втрат у залізі АД використано базову формулу із коефіцієнтами втрат на гістерезис та на вихрові струми. Векторне керування АД здійснюється на основі способу орієнтування рухомих координат за полем ротора двигуна, що на практиці застосовується найчастіше. Отримана функціональна залежність оптимального потокозчеплення від швидкості обертання ротора та q-компонента вектора струму статора двигуна. Шляхом математичного моделювання системи керування АЕП досліджено її статичні та динамічні властивості.

Формулювання мети дослідження

Метою роботи є побудова та дослідження системи автоматичного керування швидкістю АЕП, у якій, завдяки аналітичній оптимізації втрат, забезпечується енергетично ефективне функціонування АД в усталених режимах роботи та високі динамічні показники процесів мінімізації втрат у перехідних режимах при змінах навантаження чи швидкості двигуна.

Викладення основного матеріалу дослідження

У зорієнтованій за результуючим вектором потокозчеплення ротора двигуна $\overline{\Psi}_r$ рухомій системі координат d-q ідеалізований АД описується наступною системою диференційних рівнянь [8]:

$$\begin{aligned}
&d\Psi_r/dt = -\Psi_r/T_r + I_d L_m/T_r \\
&dI_d/dt = -I_d/T_s + U_d/L'_s + \left(\omega_0 L'_s I_q + K_r \Psi_r/T_r\right)/L'_s \\
&dI_q/dt = -I_q/T_s + U_q/L'_s - \left(\omega_0 L'_s I_d + K_r \Psi_r z_p \omega\right)/L'_s \\
&d\omega/dt = \left(M_E - M_H\right)/J,
\end{aligned} \tag{1}$$

де Ψ_r, I_d, I_q, ω – відповідно модуль вектора потокозчеплення ротора АД, d-компонент та q-компонент вектора струму статора, кутова швидкість обертання ротора двигуна; U_d, U_q – d- та q-компоненти вектора напруги статора; ω_0 – кутова швидкість обертання магнітного поля ротора; $M_E = K_M \Psi_r I_q$ – електромагнітний момент двигуна; M_H – момент навантаження привода; z_p – кількість пар полюсів АД; J – момент інерції привода, зведений до вала двигуна; $T_s = L'_s/R'_s$, $T_r = L_r/R_r$ – відповідно сталі часу статора та ротора АД; $L'_s = L_{ss} + K_r L_{rs}$; $R'_s = R_s + K_r^2 R_r$;

R_s, R_r – активні опори фаз статора та ротора відповідно; $K_r = L_m/L_r$; $K_м = 3z_pK_r/2$; L_{ss}, L_{rs} – індуктивності від полів розсіювання; L_m, L_r – індуктивність намагнічування та повна індуктивність фази ротора відповідно. Кутова швидкість ω_0 вектора $\overline{\Psi}_r$ визначається як

$$\omega_0 = z_p\omega + \omega_s, \tag{2}$$

де $\omega_s = K_rR_rI_q/\Psi_r$ – швидкість ковзання двигуна.

Серед втрат потужності електромагнітної природи в АД виділяються наступні: активні (омічні) втрати у статорі, активні втрати у роторі, магнітні втрати у статорі, магнітні втрати у роторі та додаткові втрати. Традиційно активні втрати також називають втратами у міді, а магнітні втрати – втратами у сталі або в залізі двигуна. Важливо зазначити, що домінуючими серед п'яти названих типів втрат є перші три, які ми і розглядатимемо нижче.

Омічні втрати у статорі та роторі двигуна, нехтуючи впливом на активні опори обмоток поверхневим ефектом та зважаючи на те, що у зорієнтованій за полем ротора АД системі координат модуль вектора струму ротора $I_r = K_rI_q$, визначаються як

$$P_{cu} = 1,5\left[(I_d^2 + I_q^2)R_s + I_q^2K_r^2R_r\right]. \tag{3}$$

Магнітні втрати у залізі (осерді) статора АД обчислюються за виразом

$$P_{fe} = 1,5\Psi_m^2\left(K_h\left|\omega_0\right| + K_e\omega_0^2\right), \tag{4}$$

де Ψ_m – модуль вектора потокозчеплення у повітряному проміжку АД; K_h – коефіцієнт втрат від гістерезису; K_e – коефіцієнт втрат від вихрових струмів. Як відомо, у зорієнтованій за $\overline{\Psi}_r$ системі координат $\Psi_m^2 = \Psi_r^2 + I_q^2K_r^2L_{rs}^2$. Проте, оскільки значення L_{rs} є малим, а $K_r < 1$, то для нормальних режимів роботи АД можна прийняти $Y_m \cong \Psi_r$. У цьому разі із (4) отримаємо

$$P_{fe} \cong 1,5\Psi_r^2\left(K_h\left|\omega_0\right| + K_e\omega_0^2\right). \tag{5}$$

Сумарні втрати потужності у двигуні

$$P = P_{cu} + P_{fe}. \tag{6}$$

Для усталених процесів із (1) та (2) матимемо

$$I_d = \Psi_r/L_m, \quad I_q = M_Е/\left(K_м\Psi_r\right), \quad \omega_s = K_rR_rM_Е/\left(K_м\Psi_r^2\right). \tag{7}$$

Підставивши співвідношення (3) та (5) у (6) з урахуванням (7) одержимо вираз для втрат потужності у функції модуля вектора потокозчеплення ротора

$$P = \frac{3}{2}\left(\left(\frac{\Psi_r^2}{L_m^2} + \frac{M_Е^2}{K_м^2\Psi_r^2}\right)R_s + \frac{M_Е^2}{K_м^2\Psi_r^2}K_r^2R_r + \Psi_r^2K_h\left(\left|z_p\omega + \frac{K_rR_rM_Е}{K_м\Psi_r^2}\right|\right) + \Psi_r^2K_e\left(z_p\omega + \frac{K_rR_rM_Е}{K_м\Psi_r^2}\right)^2\right). \tag{8}$$

Тепер, знайшовши похідну та розв'язавши рівняння $dP/d\Psi_r = 0$, дістанемо алгоритм оптимізації втрат у вигляді

$$\Psi_r^{opt} = \left|I_q\right|\sqrt{\frac{R_s + K_r^2R_r(1 + K_eR_r)}{R_a/L_m^2 + K_hz_p\left|\omega\right| + K_ez_p^2\omega^2}}, \tag{9}$$

де Ψ_r^{opt} – енергетично оптимальне значення модуля вектора потокозчеплення ротора двигуна. Використання в (9) абсолютних значень ω та I_q уможливлює отримання Ψ_r^{opt} при роботі АД як у рушійному режимі, так і в режимі рекуперативного гальмування за обох напрямків обертання ротора. Аналізуючи вираз (9), можна зазначити, що він є достатньо компактний і не складний для обчислення мікроконтролером у реальному часі.

На рис. 1 наведена функціональна схема системи керування швидкістю АЕП з оптимізацією енерговитрат. Система включає такі частини: силову, векторних перетворень, регулювання, енергетичної оптимізації.

Частину векторних перетворень системи складають перетворювачі фаз ПФ1, ПФ2, перетворювачі координат ПК1, ПК2, блок компенсації зв'язків БКЗ та підсистема оцінювання вектора потокозчеплення ротора АД. У ПФ2 вимірювані струми фаз статора I_A, I_B трифазної системи A, B, C перетворюються у сигнали струмів I_α, I_β двофазної системи α–β за виразами

$$I_\alpha = I_A; \quad I_\beta = (I_A + 2I_B)/\sqrt{3}. \tag{10}$$

За допомогою ПК2 I_α, I_β перетворюються у сигнали струмів I_d, I_q рухомої системи координат d–q згідно з рівняннями

$$I_d = I_\alpha\cos\Theta_0 + I_\beta\sin\Theta_0; \quad I_q = I_\beta\cos\Theta_0 - I_\alpha\sin\Theta_0, \tag{11}$$

де Θ_0 є кутовим положенням вектора $\overline{\Psi}_r$. У БКЗ визначаються сигнали $u_{dк}$, $u_{qк}$ компенсування внутрішніх перехресних зв'язків моделі АД згідно із отриманими з 2-го та 3-го рівнянь системи (1) виразами

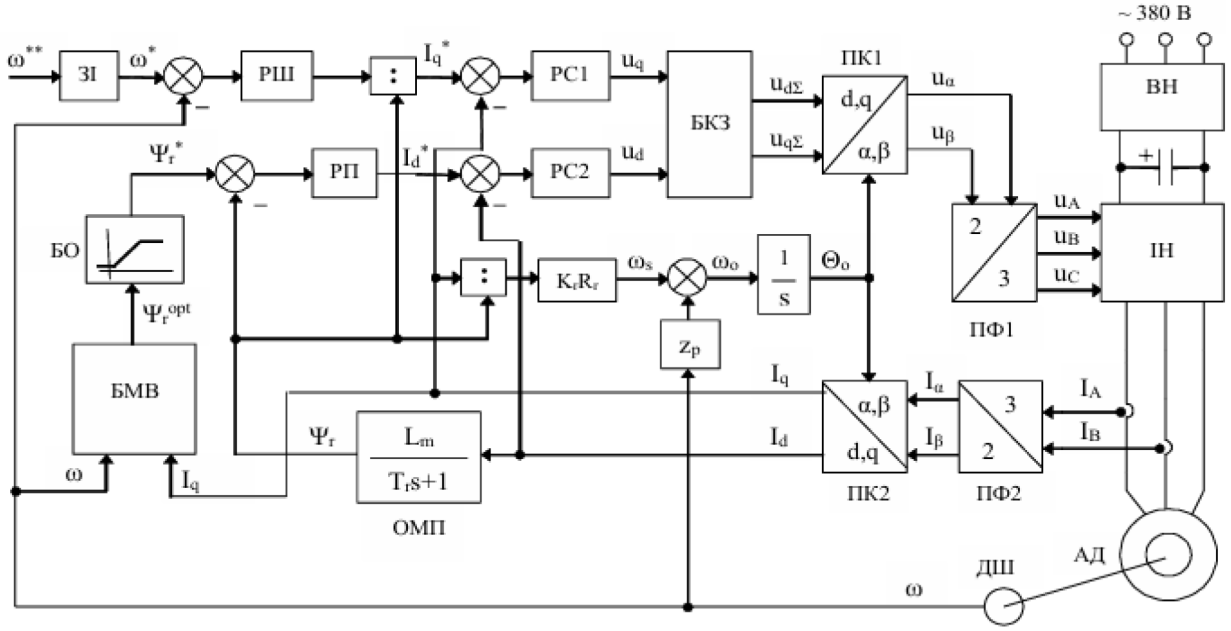

Рис. 1. Функціональна схема САК АЕП із оптимізацію енерговитрат

$$u_{dk} = -(L'_s\omega_0 I_q + K_r\Psi_r/T_r)/K_I; \quad u_{qк} = (L'_s\omega_0 I_d + K_r z_p\omega\Psi_r)/K_I, \tag{12}$$

де K_I – коефіцієнт передачі ІН, що розглядається як статична пропорційна ланка. Після обчислення $u_{dк}$, $u_{qк}$ у БКЗ формуються завдання $u_{d\Sigma}$, $u_{q\Sigma}$ компонентів вектора напруги статора двигуна U_d, U_q як

$$u_{d\Sigma} = u_d + u_{dк}; \quad u_{q\Sigma} = u_q + u_{qк}. \tag{13}$$

Перетворення сигналів із системи координат d-q у систему координат α-β здійснюється в ПК1 згідно з виразами

$$u_\alpha = u_{d\Sigma}\cos\Theta_0 - u_{q\Sigma}\sin\Theta_0; \quad u_\beta = u_{d\Sigma}\sin\Theta_0 + u_{q\Sigma}\cos\Theta_0. \tag{14}$$

Сигнали u_α, u_β двофазної системи у ПФ1 перетворюються у сигнали завдання напруг статора двигуна u_A, u_B, u_C трифазної системи A, B, C як

$$u_A = u_\alpha; \quad u_B = (-u_\alpha + \sqrt{3}u_\beta)/2; \quad u_C = (-u_\alpha - \sqrt{3}u_\beta)/2. \tag{15}$$

У підсистемі оцінювання вектора потокозчеплення ротора АД визначається модуль Ψ_r та кут Θ_0 вектора $\overline{\Psi}_r$ згідно із отриманими з 1-го рівняння системи (1) та з (2) виразами

$$\Psi_r(s) = I_d(s)\cdot\frac{L_m}{T_r s+1}; \quad \Theta_0(t) = \int_0^t \omega_0(\tau)d\tau, \tag{16}$$

де s – оператор перетворення Лапласа. Ця підсистема включає оцінювач модуля потокозчеплення ОМП, де визначається Ψ_r, та сукупність ланок для обчислення Θ_0.

Частину регулювання зображеної на рис. 1 системи складають чотири ПІ-регулятори – два регулятори компонентів вектора струму статора двигуна РС1, РС2, регулятор швидкості РШ та регулятор потокозчеплення РП, а також давач швидкості ДШ та задавач інтенсивності зміни швидкості ЗІ. Останній забезпечує трансформацію прямокутної форми командного сигналу ω^{**} у трапецевидну форму сигналу ω^* завдання швидкості АД.

Частину енергетичної оптимізації системи керування АЕП складають блок мінімізації втрат БМВ та блок обмеження БО. Завданням БМВ є отримання Ψ_r^{opt} згідно з (9). БО здійснює обмеження вхідного сигналу зверху на рівні номінального значення потокозчеплення, а також знизу на певному рівні, щоб унеможливити повне розмагнічування магнітопроводу двигуна. З виходу БО сигнал Ψ_r^* завдання потокозчеплення поступає на вхід РП. За необхідності зробити процеси оптимізації втрат потужності більш плавними, між БМВ та БО може бути введено фільтр у вигляді аперіодичної ланки 1-го порядку.

Необхідно зазначити, що успішне функціонування даної системи можливе за умови здійснення адаптації параметрів оцінювача $\overline{\Psi}_r$ до реальних значень опору ротора АД, який зазнає значних варіацій при змінах теплового стану двигуна. Проте, оскільки розгляд алгоритмів адаптування до змін R_r виходив за межі даної статті, підсистема адаптації на рис. 1 не відображена. Приклади реалізації такої підсистеми наявні у [5], [8].

Для моделювання системи керування АЕП було використано АД загальнопромислового призначення з наступними характеристиками.

Паспортні дані двигуна: потужність – 750 Вт; частота живлення – 50 Гц; фазна напруга статора – 220 В; струм фази статора – 2,16 А; швидкість обертання ротора – 1387 об/хв.

Параметри моделі АД: $R_s = 10{,}6$ Ом; $R_r = 9{,}57$ Ом; $L_s = 0{,}513$ Гн; $L_r = 0{,}551$ Гн; $L_m = 0{,}486$ Гн; $z_p = 2$; $J = 0{,}0028$ кг · м^2; $K_h = 7{,}95 \cdot 10^{-2}$ А/Вб; $K_e = 2{,}7 \cdot 10^{-4}$ А · с/Вб. Періоди дискретизації в цифрових регуляторах РС1 та РС2 дорівнюють 0,25 мс, в РШ та РП – 1 мс, а період обчислення Ψ_r^{opt} у БМВ встановлено рівним 5 мс. Параметри ЗІ вибрані такими, щоб час зміни ω^* від нуля до номінального значення дорівнював 0,25 с.

З метою дослідження статичних та динамічних властивостей системи були здійснені числові експерименти з її моделлю при змінах швидкості та навантаження АЕП, результати яких подані на рис. 2, 3. На цих рисунках для порівняння показані процеси у системі без оптимізації втрат, де $\Psi_r^* = \text{const}$ (криві проведені тонкою лінією), та з оптимізацією, де $\Psi_r^* = \text{var}$ (криві проведені потовщеною лінією).

На рис. 2 відображені процеси у системі при змінах швидкості від 0,6 до 0,8 в.о. (відносних одиниць) та навпаки, від 0,8 до 0,6 в.о. за момента навантаження двигуна, рівного 30 % від номінального.

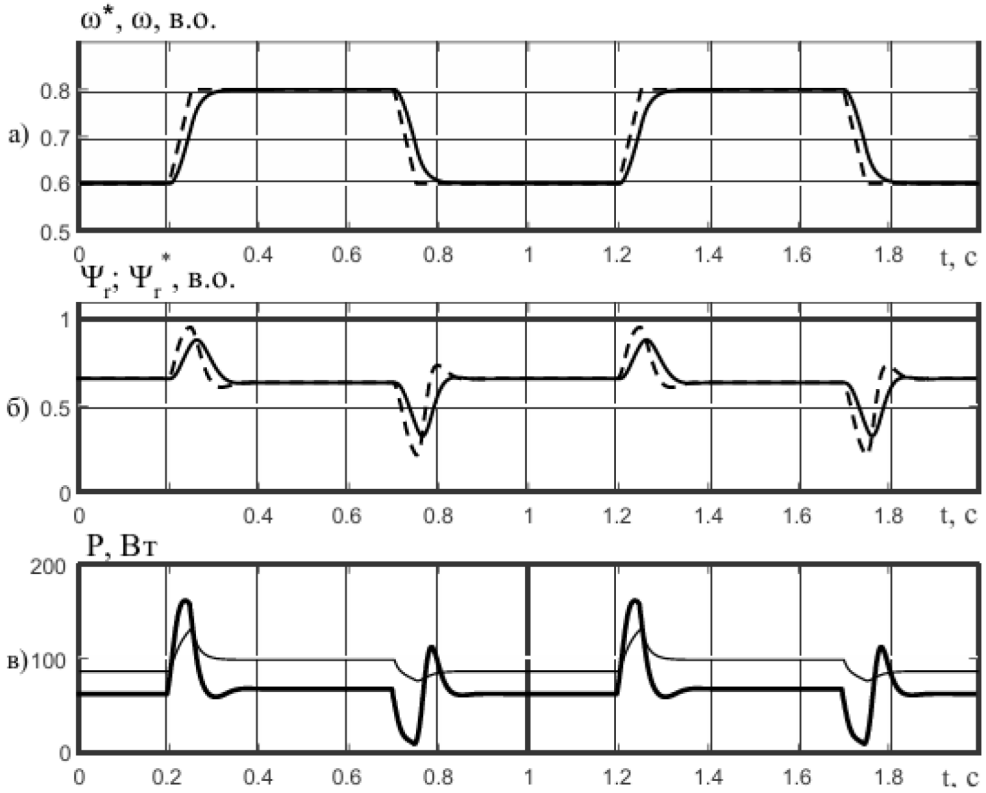

Рис. 2. Процеси керування та оптимізації втрат потужності в САК АЕП при змінах швидкості двигуна

Завдання швидкості ω^* (пунктирна лінія) та дійсна швидкість ω (суцільна лінія) наведені на рис. 2, *а*. На рис. 2, *б* відображено суцільною лінією сигнал модуля вектора потокозчеплення ротора Ψ_r, а штриховою лінією сигнал його завдання Ψ_r^*. Графіки втрат потужності в АД показані на рис. 2,в. Згідно з останнім рисунком, завдяки оптимізації в усталених процесах втрати потужності в АЕП зменшуються на 23,5 Вт при $\omega = 0{,}6$ в.о. і на 30,7 Вт при $\omega = 0{,}8$ в.о.

На рис. 3 зображені процеси у системі при змінах момента навантаження двигуна за номінальної швидкості. Момент навантаження $M_н$, що змінюється стрибкоподібно від 0,1 в.о. до 0,5 в.о. та навпаки, показано на рис. 3, *а*. На рис. 3, *б* наведено сигнали Ψ_r (суцільна лінія) та Ψ_r^* (пунктирна лінія). Графіки втрат потужності в АД показані на рис. 3,в. Згідно з цими графіками, внаслідок оптимізації в усталених процесах втрати потужності в приводі при $M_н = 0{,}5$ в.о. зменшуються на 16,3 Вт, а при $M_н = 0{,}1$ в.о. – на 78 Вт.

У цілому наведені на рис. 2, 3 результати числових експериментів засвідчують, що енергоефективна система керування АЕП є стійкою та має високу швидкодію. Перехідні процеси мінімізації втрат потужності в АД протікають плавно та без коливань, їхня тривалість становить 0,1–0,2 с. Поряд з цим, згідно із наведеними у [2, 3] результатами експериментальних досліджень, у пошукових системах процеси мінімізації активної потужності

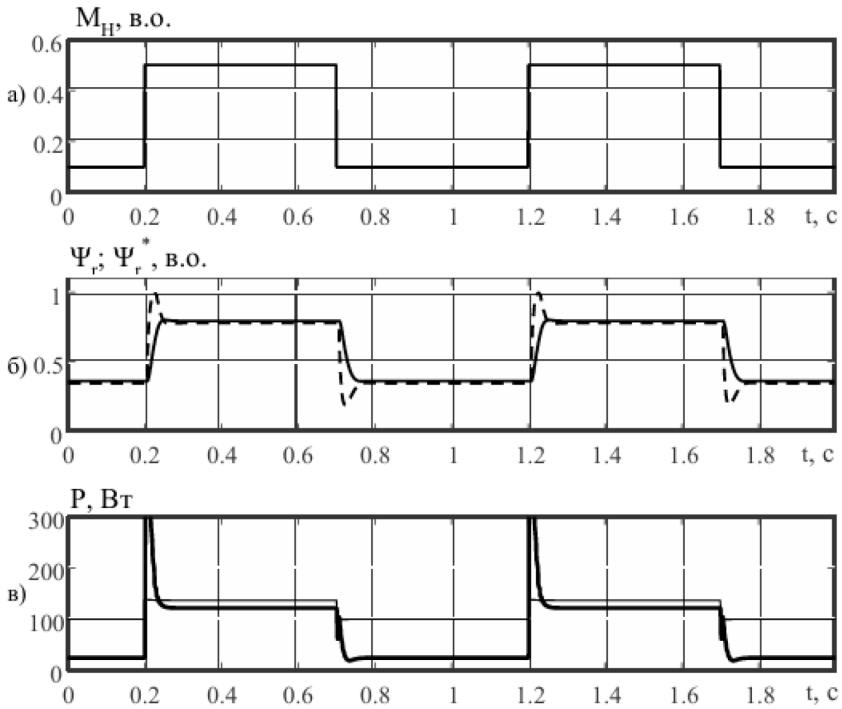

Рис. 3. Процеси керування та оптимізації втрат потужності в САК АЕП при змінах навантаження двигуна

привода тривають 5–10 с. Звідси випливає, що, у порівнянні із системами пошукової оптимізації, область застосування запропонованої САК АЕП є ширшою, оскільки вона придатна для технологічних процесів із усталеними режимами не тільки великої, а й малої тривалості.

Висновки

1. Отриманий алгоритм (9) оптимізації енерговитрат в асинхронному електроприводі враховує омічні втрати у статорі й роторі, а також магнітні втрати в осерді статора АД і є достатньо простим для реалізації на мікроконтролері у реальному часі.

2. Результати математичного моделювання САК АЕП підтверджують, що вона забезпечує енергетично ефективне функціонування двигуна в усталених режимах роботи та високі динамічні показники процесів мінімізації втрат потужності у перехідних режимах АД.

3. Завдяки малому часу перехідних процесів оптимізації втрат, який становить 0,1–0,2 с, запропонована енергоефективна САК АЕП може застосовуватись для технологічних процесів не лише із довгочасними, але й з короткочасними усталеними режимами тривалістю порядку декількох секунд.

Список використаної літератури

1. Лисенков М. Г., Козлик Г. О., Гагарін П. П. Пошукові системи енергозберігаючого керування асинхронним електроприводом. *Автоматизація виробничих процесів*, № 2, 2000. С. 36–41.

2. Kaboli S., Zolghadri M., Khajeh E., Homaifar A. A fast flux search controller for DTC-based induction motor drives. *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 54, no. 5, 2007, pp. 2407–2415. DOI: 10.1109/TIE.2007.900341

3. Karlovsky P., Lett J. and Bauer J. Optimum Flux Search Control on Induction Motor Drive with Predictive Torque Control. *21st International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*, Prague, Czech Republic, 2020, pp. 1–5, DOI: 10.1109/EPE51172.2020.9269212

4. Chang J.H., Kim B.K. Minimum-Time Minimum-Loss Speed Control of IM Under Field-Oriented Control. *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 44, no. 6, 1997, pp. 809–815. DOI: 10.1109/41.649942

5. Matsuse K., Yoshizumi T., Katsuta S. and Taniguchi S. High-Response Flux Control of Direct-Field-Oriented Induction Motor with High Efficiency Taking Core Loss into Account. *IEEE Transactions on industrial Applications*, vol. 35, no.1, 1999, pp.62-69. DOI: 10.1109/28.740846

6. Rasmussen K. S., Thogersen P. Model Based Energy Optimazer for Vector Controlled IMD. *Procced. of EPE' 97*, Trondheim, 1997, pp. 3.711–3.716.

7. Приймак Б.І. Векторне керування асинхронним електроприводом з нейромережною оптимізацією енерговитрат. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*, № 3 (21), 2008. С. 61–71.

8. Novotny D. W., Lipo T. A. Vector control and dynamics of AC drives. Oxford : Clarendon press, 2005, 440 p.

References

1. Lysenkov, M. G., Kozlyk, G. O., Gagarin, P. P. (2000) Search systems for energy-saving control of an asynchronous electric drive [Poshukovi systemy enerhozberihaiuchoho keruvannia asynkhronnym elektropryvodom]. *Automation of production processes*, 2, pp. 36–41. [in Ukrainian]
2. Kaboli, S., Zolghadri, M., Khajeh, E., Homaifar, A. (2007) A fast flux search controller for DTC-based induction motor drives. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 54(5), pp. 2407–2415. DOI: 10.1109/TIE.2007.900341
3. Karlovsky, P., Lett, J. Bauer, J. (2020) Optimum Flux Search Control on Induction Motor Drive with Predictive Torque Control. *21st International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*, Prague, Czech Republic, pp. 1–5, DOI: 10.1109/EPE51172.2020.9269212
4. Chang, J. H., Kim, B. K. (1997) Minimum-Time Minimum-Loss Speed Control of IM Under Field-Oriented Control. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 44(6), pp. 809–815. DOI: 10.1109/41.649942
5. Matsuse, K., Yoshizumi, T., Katsuta, S., Taniguchi, S. (1999) High-Response Flux Control of Direct-Field-Oriented Induction Motor with High Efficiency Taking Core Loss into Account. *IEEE Transactions on industrial Applications*, 35(1), pp. 62–69. DOI: 10.1109/28.740846
6. Rasmussen, K. S., Thogersen, P. (1997) Model Based Energy Optimazer for Vector Controlled IMD. *Procced. of EPE' 97*, Trondheim, pp. 3.711–3.716.
7. Pryymak, B. (2008) Vector control of an induction motor drive with neural network optimization of energy costs [Vektorne keruvannia asynkhronnym elektropryvodom z neiromerezhnoiu optymizatsiieiu enerhovytrat]. *Pratsi In-tu elektrodynamiky NAN Ukrainy*, 21, pp. 61-71. [in Ukrainian].
8. Novotny, D. W., Lipo, T. A. (2005) Vector control and dynamics of AC drives. Oxford: Clarendon press, 440 p.

Дата першого надходження рукопису до видання: 20.09.2025
Дата прийнятого до друку рукопису після рецензування: 14.10.2025
Дата публікації: 28.11.2025