

**Б.І. Приймак**, канд. техн. наук (Каталонський політехнічний ун-т, Барселона).

## **ОЦІНЮВАННЯ ПОТОКУ РОТОРА АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З ВРАХУВАННЯМ НЕЛІНІЙНОСТІ МАГНІТНОГО КОЛА**

*Праця стосується теми поліпшення показників якості асинхронного електропривода (АЕП) завдяки врахуванню ефекту насичування асинхронного двигуна (АД). Отримано оцінювач вектора потокозчеплення ротора, де враховується нелінійність кривої намагнічування двигуна. Проведено чисельні дослідження впливу насичування АД на точність оцінювання потоку ротора для режиму енергетично ефективного керування АЕП.*

*Работа относится к теме улучшения показателей качества асинхронного электропривода (АЭП) благодаря учету эффекта насыщения асинхронного двигателя (АД). Получено устройство оценки вектора потокозцепления ротора, где учитывается нелинейность кривой намагничивания двигателя. Проведены численные исследования влияния насыщения АД на точность оценки потока ротора для режима энергетически эффективного управления АЭП.*

**1. Вступ.** Останнім часом фахівцями в галузі керування електромеханічними системами на основі асинхронних двигунів (АД) приділяється чимала увага врахуванню ефектів, пов'язаних з магнітним насиченням двигуна [4]-[8]. Перспективою на цьому шляху є поліпшення показників якості асинхронних електроприводів (АЕП), оскільки в межах класичної теорії частотного та векторного керування АД магнітне коло двигуна розглядається як лінійне.

Вплив нелінійності кривої намагнічування АД стає істотним в режимах роботи двигуна, де виникає потреба у значних змінах магнітного потоку. До таких режимів належить режим роботи у зоні швидкостей, що перевищують номінальну, де потік зменшується у зворотно-пропорційній залежності щодо швидкості двигуна (т.з. режим роботи з постійною вихідною потужністю). Сюди належать і режими оптимального керування приводом, зокрема режим енергетично оптимального керування АЕП, де магнітний потік зазнає змін у широкому діапазоні.

Відомо, що якість векторно-керованих АЕП визначальним чином залежить від точності функціонування оцінювача потокозчеплення ротора (ОПР), за вихідними сигналами якого в системі керування приводом відбувається орієнтування рухомих координат  $(d, q)$ . А саме в цих координатах за умови, що вісь  $d$  співпадає з вектором потокозчеплення ротора, є справедливою математична модель АД, яка береться за основу при синтезі алгоритму

керування ним. Виходячи з важливості цієї ролі, що відіграє ОПР в процесах керування АД, є актуальними два завдання.

Перше завдання полягає у детальних дослідженнях точності оцінювання вектора потокозчеплення ротора за умов параметричних варіацій, зокрема тих, що пов'язані із змінами магнітного стану двигуна. В [6] проведені такі дослідження при зниженні потоку на високих швидкостях в режимі роботи АЕП з постійною потужністю. Разом з цим є необхідним також вивчення впливу магнітного насичування на точність роботи ОПР в режимах енергетично ефективного керування АЕП, які мають важливе практичне значення.

Друге завдання полягає у побудові таких ОПР, що будуть здатними забезпечувати високу точність при істотних змінах рівня намагнічування АД. У відомих варіантах оцінювачів на основі фільтра Калмана [3] та спостерігача Луенбергера [9], [11] нелінійність магнітного кола АД не враховується. В працях [5], [7] запропоновано ряд схем ОПР, що враховують нелінійну характеристику намагнічування АД. Проте ці схеми не позбавлені деяких недоліків, що робить доцільним пошук більш раціонального рішення.

В даній статті побудовано ОПР із врахуванням насичування АД по головному магнітному шляху, який має певні переваги щодо відомих аналогів. Проведено чисельне дослідження впливу нелінійності магнітного кола на точність функціонування ОПР для режиму енергоефективного керування потоком, де метою є мінімізація втрат потужності в ustalених режимах роботи двигуна. У дослідженні розглянуто систему керування АЕП з двома варіантами оцінювачів.

**2. Математичний опис АД та система керування.** Традиційно розв'язання задач синтезу та аналізу векторно-керованих АЕП базується на математичному описі ідеалізованої асинхронної машини. В системі рухомих координат  $(d, q)$ , що обертається з кутовою швидкістю  $\omega_0$ , ідеалізований короткозамкнений АД описуватиметься системою рівнянь (1)-(10) [2], [10]:

$$d\Psi_{sd}/dt - \omega_0\Psi_{sq} + R_s I_{sd} = U_{sd}; \quad (1)$$

$$d\Psi_{sq}/dt + \omega_0\Psi_{sd} + R_s I_{sq} = U_{sq}; \quad (2)$$

$$d\Psi_{rd}/dt - \omega_{sl}\Psi_{rq} + R_r I_{rd} = 0; \quad (3)$$

$$d\Psi_{rq}/dt + \omega_{sl}\Psi_{rd} + R_r I_{rq} = 0; \quad (4)$$

$$\Psi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd}; \quad \Psi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq}; \quad (5)$$

$$\Psi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd}; \quad \Psi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq}; \quad (6)$$

$$\Psi_{md} = L_m I_{md}; \quad \Psi_{mq} = L_m I_{mq}; \quad (7)$$

$$I_{md} = I_{sd} + I_{rd}; \quad I_{mq} = I_{sq} + I_{rq}; \quad (8)$$

$$M_E = (3z_p/2)K_r(\Psi_{rd}I_{sq} - \Psi_{rq}I_{sd}); \quad (9)$$

$$d\omega/dt = (M_E - M_H)/J, \quad (10)$$

де змінними є компоненти узагальнених векторів напруги статора  $\bar{U}_s = [U_{sd}, U_{sq}]^T$ , струму статора  $\bar{I}_s = [I_{sd}, I_{sq}]^T$ , струму ротора  $\bar{I}_r = [I_{rd}, I_{rq}]^T$ , струму намагнічування  $\bar{I}_m = [I_{md}, I_{mq}]^T$ , потокозчеплення статора  $\bar{\Psi}_s = [\Psi_{sd}, \Psi_{sq}]^T$ , потокозчеплення ротора  $\bar{\Psi}_r = [\Psi_{rd}, \Psi_{rq}]^T$ ; головного потокозчеплення  $\bar{\Psi}_m = [\Psi_{md}, \Psi_{mq}]^T$ ;  $M_E$  – електромагнітний момент двигуна;  $M_H$  – момент навантаження;  $J$  – сумарний момент інерції АЕП;  $z_p$  – кількість пар полюсів АД;  $\omega$  – кутова швидкість обертання ротора двигуна;  $\omega_{sl} = \omega_0 - z_p\omega$  – кутова швидкість ковзання АД;  $R_s, R_r$  – відповідно активні опори фаз статора та ротора, зведеного до статора;  $L_m$  – взаємна індуктивність між статором та ротором;  $L_s = L_m + L_{s\sigma}$ ,  $L_r = L_m + L_{r\sigma}$  – повні індуктивності фаз, а  $L_{s\sigma}, L_{r\sigma}$  – індуктивності від полів розсіювання статора та ротора відповідно;  $K_r = L_m/L_r$ .

Опис (1)-(10) отримано для припущення, що всі параметри моделі є сталими. Проте, як відомо, в дійсності ці параметри можуть зазнавати суттєвих варіацій внаслідок змін теплового та магнітного станів АД. Вплив магнітного чинника, саме який нас цікавитиме у даній статті, найбільшою мірою проявлятиметься у вигляді змін взаємної індуктивності  $L_m$ . Індуктивності розсіювання  $L_{s\sigma}, L_{r\sigma}$  в нормальних режимах роботи АД змінюються досить мало і тому зазвичай вважаються сталими.

Залежна від рівня насичення головного магнітного кола АД індуктивність  $L_m$  може бути визначеною у функції головного потокозчеплення як  $L_m(\Psi_m) = \Psi_m / I_m(\Psi_m)$ , де  $\Psi_m = |\bar{\Psi}_m|$ ,  $I_m = |\bar{I}_m|$ ;  $I_m(\Psi_m)$  – обернена крива намагнічування АД. Для нелінійної функції  $L_m(\Psi_m)$  зручно використовувати поліноміальну апроксимацію

$$L_m = L_{mn} \sum_{i=0}^p a_i \Psi_m^{p-i}, \quad (11)$$

де  $L_{mn}$  - значення  $L_m$  в номінальному режимі роботи АД (індексом “n” в статті позначатимуться номінальні значення величин),  $a_i$  - коефіцієнти поліному,  $p$  - степінь поліному, що визначає точність апроксимації. Опис (1)-(11) відображає усталені та перехідні процеси в АД з врахуванням насичування двигуна по головному магнітному шляху.

Якщо рухомі координати  $(d, q)$  зорієнтовані за вектором потокозчеплення ротора, що математично виражається у вигляді умов

$$\Psi_{rq} = 0; \quad d\Psi_{rq}/dt = 0; \quad \Psi_{rd} = \Psi_r = |\overline{\Psi}_r|, \quad (12)$$

то із (1)-(10) отримаємо модель АД у вигляді системи диференціальних рівнянь (13)-(16)

$$d\Psi_r/dt = -\Psi_r/T_r + I_d L_m/T_r; \quad (13)$$

$$dI_d/dt = -I_d R'_s/L'_s + U_{sd}/L'_s + (\omega_0 L'_s I_q + K_r \Psi_r/T_r)/L'_s; \quad (14)$$

$$dI_q/dt = -I_q R'_s/L'_s + U_{sq}/L'_s - (\omega_0 L'_s I_d + K_r \Psi_r z_p \omega)/L'_s; \quad (15)$$

$$d\omega/dt = (M_E - M_H)/J, \quad (16)$$

де  $I_d \equiv I_{sd}$ ,  $I_q \equiv I_{sq}$  - відповідно потокова та моментна компоненти вектора струму статора АД;  $\Psi_r = |\overline{\Psi}_r|$ ;  $T_r = L_r/R_r$  - стала часу ротора;  $L'_s = L_{s\sigma} + K_r L_{r\sigma}$ ;  $R'_s = R_s + K_r^2 R_r$ . При цьому швидкість обертання  $\overline{\Psi}_r$  дорівнюватиме  $\omega_0 = \omega_{sl} + z_p \omega$ , де швидкість ковзання

$$\omega_{sl} = K_r R_r I_q / \Psi_r, \quad (17)$$

а електромагнітний момент двигуна в (16) визначатиметься як

$$M_E = (3z_p/2) K_r I_q \Psi_r. \quad (18)$$

На основі (13)-(18) реалізується традиційне векторне керування АД. Типова структура системи векторного керування АЕП представлена на рис.1. Вона складається із енергетичної

та керуючої частин. До енергетичної частини відносяться силовий випрямляч СВ, напівпровідниковий інвертор напруги з широтно-імпульсною модуляцією ІН та власне АД. Керуюча частина у свою чергу умовно може бути поділена на підсистеми регулювання, векторних перетворень та на інформаційну підсистему.

Підсистему регулювання складають пропорціонально-інтегральні (ПІ) регулятори швидкості, де завданням є  $\omega^*$ , потокозчеплення ротора, де завданням є  $\Psi_r^*$ , моментної та потокової компонент вектора струму статора, де завданням є сигнали  $I_q^*$  та  $I_d^*$  відповідно. Також сюди можна віднести блок компенсування зв'язків БКЗ, де здійснюється пряма компенсація внутрішніх нелінійних зв'язків моделі АД (компоненти рівнянь (14) та (15), що охоплені дужками). Частиною векторних перетворень складають перетворювачі координат ПК1 та ПК2. В ПК1 сигнали  $u_d, u_q$  формування компонент  $U_{sd}, U_{sq}$  вектора  $\bar{U}_s$  перетворюються із рухомої системи координат  $(d, q)$  в нерухому відносно статора систему  $(\alpha, \beta)$  і, далі, в сигнали  $u_A, u_B, u_C$  трифазної системи  $(A, B, C)$ . Останні задають миттєві значення фазних напруг живлення АД від ІН. В ПК2 сигнали  $I_A, I_B$  струмів фаз статора трансформуються в сигнали  $I_d, I_q$ .

Інформаційну підсистему складають давач швидкості ДШ, давачі струмів фаз статора, а також оцінювач потокозчеплення ротора ОПР. На вхід ОПР крім інших сигналів подається оцінка  $\hat{R}_r$  поточного значення опору ротора  $R_r$ . Сигнал  $\hat{R}_r$  використовується для адаптування системи до значних термічних змін  $R_r$  в процесі роботи привода, що, як відомо, є важливою умовою високоякісного функціонування систем керування АД. Оскільки питання ідентифікування  $R_r$  виходить за рамки цієї статті, вважатимемо, що завдяки застосуванню одного із відомих способів [10] значення  $\hat{R}_r$  є відомим.

**3. Побудова оцінювача  $\bar{\Psi}_r$  з врахуванням насичування АД.** Завданням ОПР являється оцінювання вектора потокозчеплення ротора  $\bar{\Psi}_r$  у вигляді визначення оцінки  $\hat{\Psi}_r$  модуля  $\Psi_r = |\bar{\Psi}_r|$  та оцінки  $\hat{\Theta}_0$  кута  $\Theta_0 = \arg(\bar{\Psi}_r)$  цього вектора. Вхідними для оцінювача є сигнали  $I_d, I_q, \omega$  та  $\hat{R}_r$ .

Схема широко відомого ОПР в АЕП [10], якого можна вважати класичним, у розгорнутому вигляді представлена на рис.2, де  $L_{rn} = L_{mn} + L_{r\sigma n}$ ,  $K_{rn} = L_{mn}/L_{rn}$ . Ця схема базується на диференціальному рівнянні (13) та виразі (17). Такий оцінювач може забезпечувати задовільне функціонування АЕП в режимах керування, де потік ротора стабілізується на постійному рівні. Проте в режимах роботи АД, де  $\Psi_r^*$  змінюється у широкому діапазоні, помилки оцінювання у класичному ОПР сягатимуть істотних значень, що буде показано нижче.

Для побудови оцінювача у якому враховується нелінійність кривої намагнічування АД визначимо компоненти  $\Psi_{md}$ ,  $\Psi_{mq}$ , виходячи з (7), (8) та (6)

$$\Psi_{md} = \Psi_{rd} - L_{r\sigma} I_{rd}; \quad \Psi_{mq} = \Psi_{rq} - L_{r\sigma} I_{rq}. \quad (19)$$

За виконання умов (12) із (3) матимемо  $I_{rd} = -R_r^{-1} d\Psi_{rd}/dt$ , а із (6) отримаємо  $I_{rq} = -K_r I_q$ . З врахуванням цих співвідношень вирази (19) запишуться як

$$\Psi_{md} = \Psi_r + L_{r\sigma} R_r^{-1} d\Psi_r/dt; \quad \Psi_{mq} = L_{r\sigma} K_r I_q. \quad (20)$$

Рівняння (13), (17) та (20), а також нелінійна залежність  $L_m(\Psi_m^2)$  складають математичну основу для побудови ОПР, схема якого зображена на рис.3. Функція  $L_m(\Psi_m^2)$ , що апроксимована поліномом 4-го порядку, представлена на рис.4.

Варто зазначити, що побудований нелінійний ОПР має деякі переваги у порівнянні з варіантами розв'язку аналогічної задачі, отриманих в [5], [7]. Це стосується, по-перше, безпосереднього визначення оцінок  $\hat{L}_m$  та  $\hat{L}_r$ , чого немає в зазначених джерелах, де використовується крива  $I_m(\Psi_m)$ . А ці оцінки можуть застосовуватися в інших частинах алгоритму керування АД, наприклад, при компенсуванні внутрішніх зв'язків моделі двигуна. По-друге, на відміну від [5], [7], завдяки використанню залежності  $L_m(\Psi_m^2)$  зникає потреба в обчисленні квадратного кореня  $\sqrt{\Psi_m^2}$ , що доцільно з огляду на мікропроцесорне реалізування оцінювача.

Побудований ОПР може бути дещо спрощений за рахунок нехтування пропорційною  $I_q$  компонентою  $\Psi_m$ , тобто приймаючи  $\Psi_m \approx \Psi_{md}$ . В усталених процесах, як випливає з (20), у цьому разі матимемо  $\Psi_m \approx \Psi_{md} = \Psi_r$ . Схема спрощеного варіанту нелінійного ОПР представлена на рис.5.

**4. Дослідження точності оцінювання  $\bar{\Psi}_r$ .** Вивченню підлягають усталені процеси в системі керування АЕП, що зображена на рис.1. Для АД використовується опис у вигляді нелінійної системи рівнянь (1)-(11). В обчисленнях застосовується двигун, дані якого наведені у додатку. Для кожного ОПР використовується опис згідно із його схемою. У функціональному нелінійному блоці оцінювачів застосовується функція, що зображена на рис.4. При обчисленнях бралось до уваги, що, виходячи із астатичного характеру регуляторів у системі керування (рис.1), в усталених процесах є справедливими співвідношення  $\hat{\Psi}_r = \Psi_r^*$ ;  $I_d = I_d^*$ ;  $I_q = I_q^*$ .

Застосовувались два варіанти формування завдання потокозчеплення  $\Psi_r^*$ . Перший варіант відповідає енергетично оптимальному значенню  $\Psi_r^o$  модуля вектора  $\bar{\Psi}_r$ , що визначається за виразом

$$\Psi_r^o = \arg \left( \frac{\partial P(\Psi_r, \omega, M_E)}{\partial \Psi_r} \Big|_{\omega, M_E} = 0 \right), \quad (21)$$

де  $P$  - функція втрат потужності, що включає всі основні складники втрат в АД. Детальніше ця функція описана в [1]. При чисельному розв'язанні (21) враховувалась нелінійність магнітного кола АД за виразом (11). Другий варіант завдання потокозчеплення є енергетично оптимальним значенням з обмеженням  $\Psi_r^{oo}$ , що визначається як

$$\Psi_r^{oo} = \begin{cases} \Psi_r^o & \text{при } \Psi_r^o \leq \Psi_{r,\text{lim}}; \\ \Psi_{r,\text{lim}} & \text{при } \Psi_r^o > \Psi_{r,\text{lim}}, \end{cases} \quad (22)$$

де  $\Psi_{r,\text{lim}} = \min\{\Psi_{rn}, \Psi_{rn} \omega_n / |\omega|\}$ .

Запишемо умови, за яких нижче здійснюватиметься дослідження:

а) множина значень  $M_E$  та  $\omega$  вибрана як  $\Omega(\omega, M_E) = \{\omega \in [0,02, 3,0]\omega_n; M_E \in [0,035, 3,5]M_{En}\}$ ;

б) при обчисленнях використовуються номінальні значення індуктивностей розсіювання  $L_{s\sigma} = L_{s\sigma n}; L_{r\sigma} = L_{r\sigma n}$ , опору статора  $R_s = R_{sn}$  та опору ротора  $\hat{R}_r = R_r = R_{rn}$ .

Шляхом чисельного розв'язання рівняння (21) на множині  $\Omega(\omega, M_E)$  побудована поверхня  $\Psi_r^o(M_E, \omega)$ . Ця поверхня зображена на рис.6, де одиницями вимірювання на координатних осях є відносні одиниці (в.о.). Поверхня на рис.6 відповідає закону зміни  $\Psi_r$  за критерієм мінімуму втрат потужності в АД без обмеження величин. Аналогічним чином, розв'язуючи (21) з врахуванням (22) отримана поверхня  $\Psi_r^{oo}(M_E, \omega)$ , що зображена на рис.7. Дана поверхня відображає закон зміни  $\Psi_r$  за критерієм мінімуму втрат потужності в АД із зменшенням потоку при  $|\omega| > \omega_n$  у відповідності з режимом постійної вихідної потужності АЕП.

При дослідженні нас цікавитимуть такі величини як відхилення  $\Delta\Psi_r = (\Psi_r - \hat{\Psi}_r) / \Psi_{rn}$  між модулями векторів  $\bar{\Psi}_r$  та  $\hat{\Psi}_r$ , та кутове відхилення  $\Delta\Theta_0 = \arctan(\Psi_{rq} / \Psi_{rd})$  між цими векторами. Ці відхилення (помилки) відповідно означимо для варіанту завдання потокозчеплення  $\Psi_r^* = \Psi_r^o$  як  $\Delta\Psi_r^o, \Delta\Theta_0^o$ , а для варіанту завдання потокозчеплення  $\Psi_r^* = \Psi_r^{oo}$  як  $\Delta\Psi_r^{oo}, \Delta\Theta_0^{oo}$ .

На першому етапі досліджувалась точність оцінювання  $\bar{\Psi}_r$  при застосуванні в системі керування АЕП класичного ОПР, схема якого представлена на рис.2. Отримані для цього випадку на множині  $\Omega(\omega, M_E)$  сукупності усталених значень помилок оцінювання  $\Delta\Psi_r^o(M_E, \omega), \Delta\Theta_0^o(M_E, \omega), \Delta\Psi_r^{oo}(M_E, \omega)$  та  $\Delta\Theta_0^{oo}(M_E, \omega)$  зображені відповідно на рис.8 – рис.11. Представлені поверхні дозволяють скласти добре уявлення про характери та діапазони змін помилок. Екстремальні значення тут дорівнюють:  $\max\{\Delta\Psi_r^o\} = 0,12$  в.о.;  $\min\{\Delta\Psi_r^o\} = -0,11$  в.о.;  $\max\{\Delta\Theta_0^o\} = 0,137$  ел.рад;  $\min\{\Delta\Theta_0^o\} = -0,11$  ел.рад;  $\max\{\Delta\Psi_r^{oo}\} = 0,12$  в.о.;  $\min\{\Delta\Psi_r^{oo}\} = -0,012$  в.о.;  $\max\{\Delta\Theta_0^{oo}\} = 0,014$  ел.рад;  $\min\{\Delta\Theta_0^{oo}\} = -0,11$  ел.рад. Аналізуючи ці дані можна зазначити, що як при формуванні

завдання  $\Psi_r^* = \Psi_r^o$ , так і при  $\Psi_r^* = \Psi_r^{oo}$  відхилення модуля та аргументу вектора  $\widehat{\Psi}_r$  від модуля та аргументу вектора  $\overline{\Psi}_r$  сягають істотних значень.

Другий етап дослідження точності оцінювання  $\overline{\Psi}_r$  стосується застосування в системі керування АЕП нелінійного спрощеного ОПР, схема якого подана на рис.5. Отримані для цього випадку на множині  $\Omega(\omega, M_E)$  сукупності усталених значень помилок оцінювання  $\Delta\Psi_r^o(M_E, \omega)$ ,  $\Delta\Theta_0^o(M_E, \omega)$ ,  $\Delta\Psi_r^{oo}(M_E, \omega)$  та  $\Delta\Theta_0^{oo}(M_E, \omega)$  зображені відповідно на рис.12 – рис.15. Побудовані поверхні виявляють характерні зміни та рівні помилок. Екстремальні значення тут дорівнюють:  $\max\{\Delta\Psi_r^o\} = 0,00012$  в.о.;  $\min\{\Delta\Psi_r^o\} = -0,016$  в.о.;  $\max\{\Delta\Theta_0^o\} = 0,0144$  ел.рад;  $\min\{\Delta\Theta_0^o\} = -0,00041$  ел.рад;  $\max\{\Delta\Psi_r^{oo}\} = 0,00161$  в.о.;  $\min\{\Delta\Psi_r^{oo}\} = -0,0156$  в.о.;  $\max\{\Delta\Theta_0^{oo}\} = 0,015$  ел.рад;  $\min\{\Delta\Theta_0^{oo}\} = -0,0029$  ел.рад. Порівнюючи ці дані із тими, що були отримані для класичного ОПР, можна зазначити значне зменшення помилок. Для моменту двигуна  $M_E \leq M_{En}$  абсолютне значення відхилення модуля  $\overline{\Psi}_r$  не перевищує 0,2 %, а при подальшому збільшенні моменту аж до  $M_E = 3,5M_{En}$ , яке може відбуватися в динамічних процесах розгону-гальмування АЕП, воно сягає 1,6 %. З огляду на залежність між помилкою потокозчеплення та точністю оптимізації втрат потужності в АД, такі значення помилки можуть вважатися прийнятним. Абсолютне значення відхилення кута  $\overline{\Psi}_r$  на зображених на рис.13 та рис.15 поверхнях помилок не перевищує 0,015 ел. рад, що є досить небагато.

Отже, на основі отриманих даних можна зробити висновок, що спрощений нелінійний ОПР для діапазону змін моменту  $|M_E| \leq (2,5 \div 3,5)M_{En}$  дозволяє отримувати достатньо низький рівень помилок оцінювання вектора  $\overline{\Psi}_r$  і може застосовуватися в АЕП з енергоефективним керуванням. Разом з цим варто нагадати, що в проведеному дослідженні, де метою було виявити вплив насичування магнітопровода АД на точність оцінювання  $\overline{\Psi}_r$ , вважалося, що  $\hat{R}_r = R_r$ . Проте наявність розходження  $\hat{R}_r \neq R_r$  вноситиме свій вклад на додаток до отриманих вище значень помилок оцінювання  $\overline{\Psi}_r$ , як при використанні класичного, так і нелінійного спрощеного ОПР. Також у цьому разі з'являться певні

помилки оцінювання і при використанні не спрощеного нелінійного ОПР, схема якого подана на рис.3.

**5. Підсумки.** В статті вивчаються аспекти поліпшення показників якості АЕП за рахунок врахування насичування АД по головному магнітному шляху. Побудовано оцінювач вектора потокозчеплення ротора, де враховується нелінійність кривої намагнічування двигуна. Проведено чисельні дослідження впливу насичування АД на точність оцінювання, а, відповідно, і регулювання потоку ротора в умовах енергоефективного керування АЕП за критерієм мінімуму втрат потужності.

**Додаток.** В статті використовувався двигун з номінальними потужністю 1,5 кВт, кількістю обертів вала 1413 об/хв, струмом фази 3,56 А, напругою фази 220 В, що характеризується наступними параметрами моделі:

$R_{sn}=6,46$  Ом;  $R_{rn}=3,87$  Ом;  $L_{son}=0,0155$  Гн;  $L_{ron}=0,0238$  Гн;  $L_{mn}=0,374$  Гн.

1. *Приймак Б.І., Морено-Егілаз Х.М., Перакаула Х.* Нейромережний підхід до розв'язання задачі енергозбереження в асинхронному електроприводі // Технічна електродинаміка. – 2003.–№ 1. – С. 19-23.
2. *Рудаков В.М., Столяров И.М., Дартау В.* Асинхронные электроприводы с векторным управлением.- Л.: Энергоатомиздат, Лен. отд., 1987. - 136 с.
3. *Atkinson D.J., Acarnley P.P., Finch J.W.* Observers for induction motor state and parameter estimation, IEEE Trans. Ind. Applicat., 1991, Vol. 27, No 6, P. 1119 –1127.
4. *Levi E.* A unified approach to main flux saturation modelling in D-Q axis models of induction machines, IEEE Trans. Energy Conversion, Vol.10 No.3, 1995, P. 455–461.
5. *Levi E., Vuckovic V.* Rotor flux computation in saturated field-oriented induction machines, Electric Machines and Power Systems, Vol. 21, No 6, 1993, P. 741-754.
6. *Levi E., Vuckovic V., Vukosavic S.* Study of main flux saturation effects in field-oriented induction motor drives, Proceed. of IECON'89, IEEE, 1989, Vol.1, P. 219-224.
7. *Levi E., Vukosavic S., Vuckovic V.* Saturation compensation schemes for vector controlled induction motor drives, Proceed. of Power Electronics Specialists Conference PESC'90, IEEE, 1990, P. 591 –598.
8. *Lorenz R.D., Novotny D.W.* Saturation effects in field-oriented induction machines, IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 26, No. 2, 1990, P. 283 –289.
9. *Roboam X., Andrieux C., de Forne B., et al.* Rotor flux observation and control in squirrel-cage induction motor: reliability with respect to parameters variations, IEE Proc. D., 1992, Vol. 139, P. 363 –370.
10. *Vas P.* Vector control of AC machines, Oxford University Press, Oxford, 1994.
11. *Verghese G.C., Sanders S.R.* Observers for flux estimation in induction machines, IEEE Trans. Ind. Elec., 1988, Vol. 35, No 1, P. 85 –94.

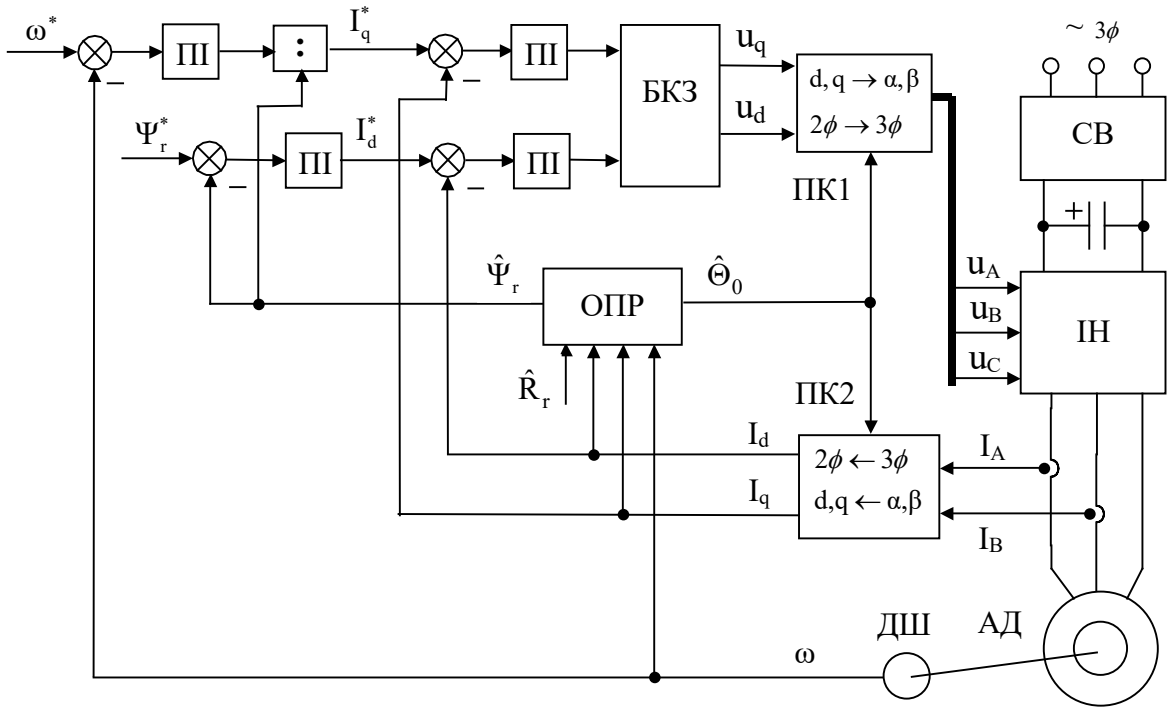


Рис. 1

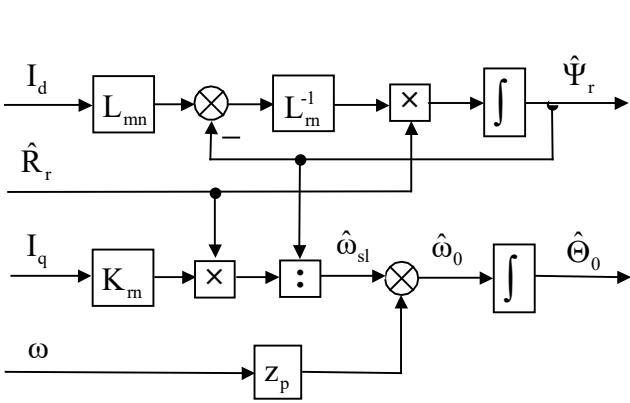


Рис. 2

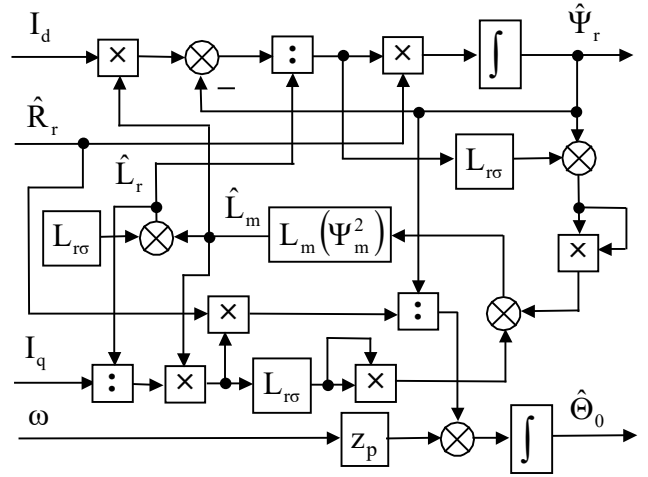


Рис. 3

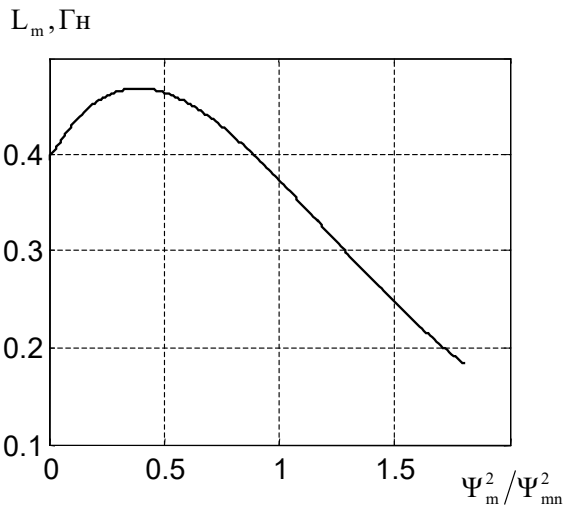


Рис. 4

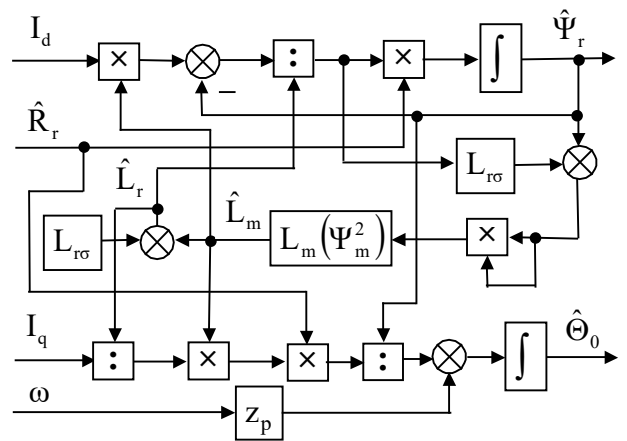


Рис. 5

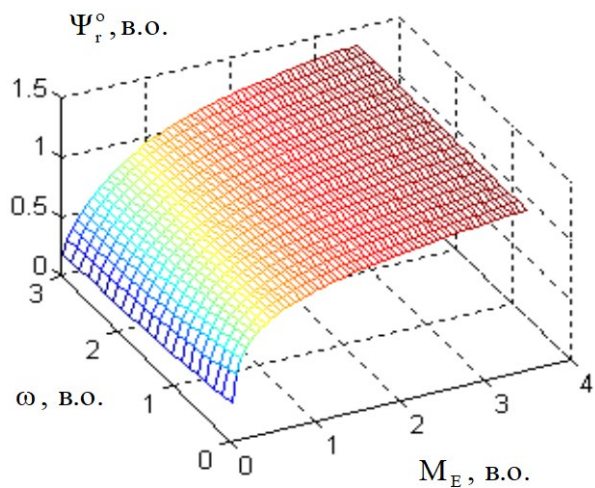


Рис. 6

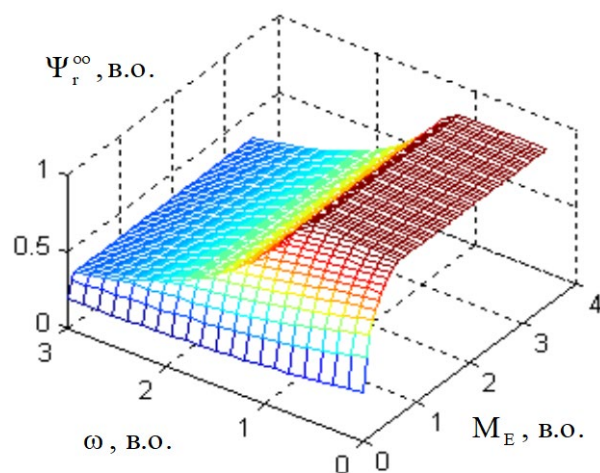


Рис. 7

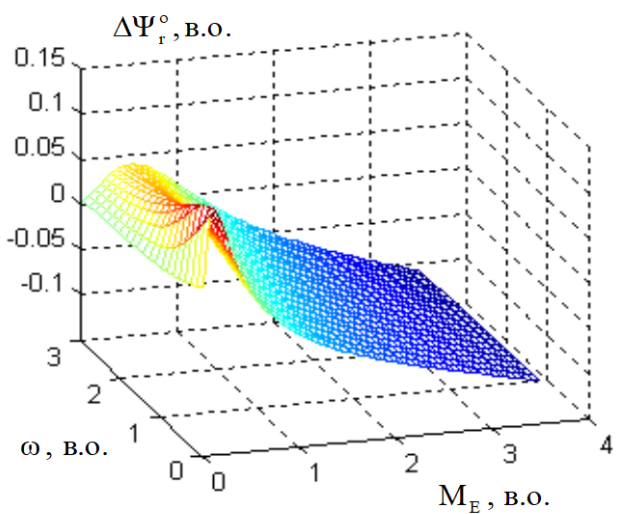


Рис. 8

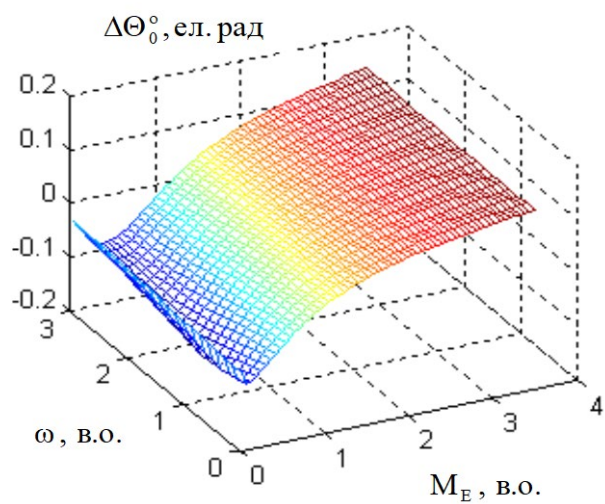


Рис. 9

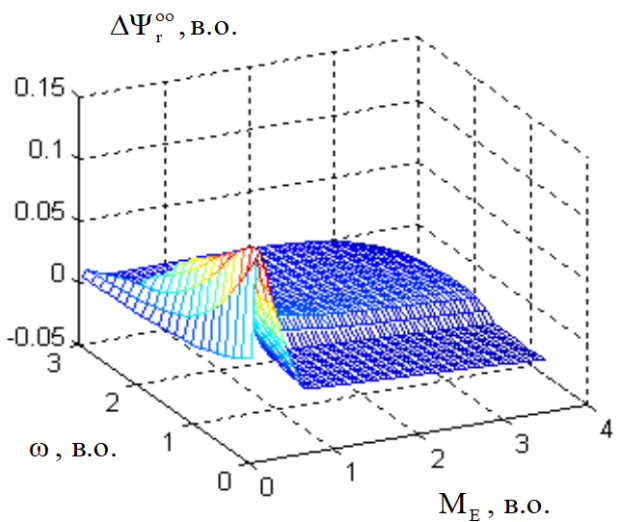


Рис. 10

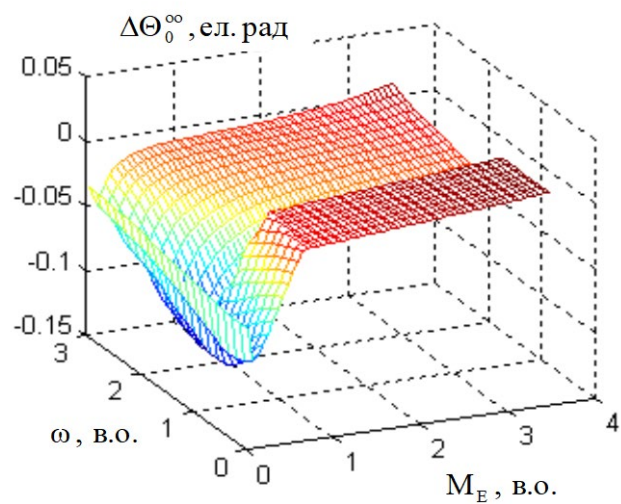


Рис. 11

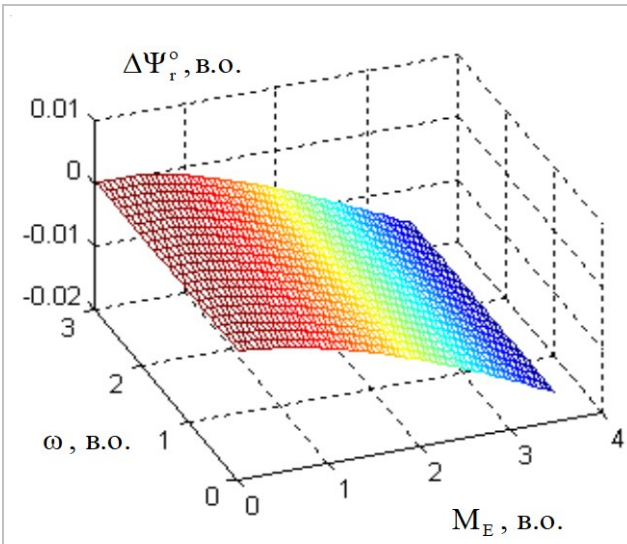


Рис. 12

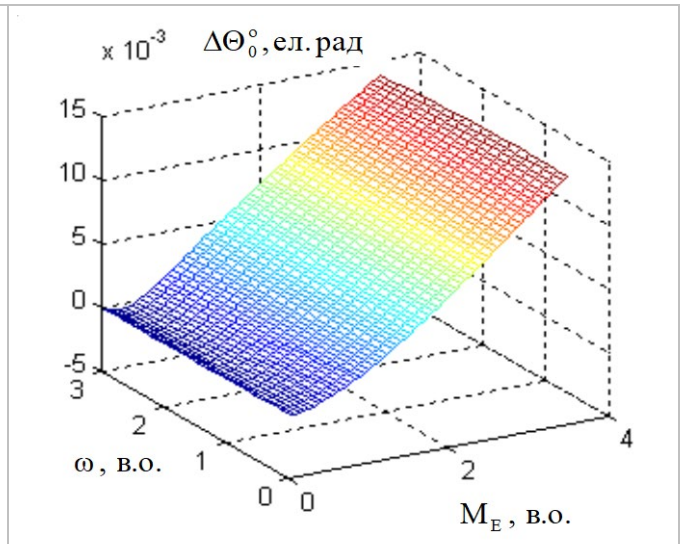


Рис. 13

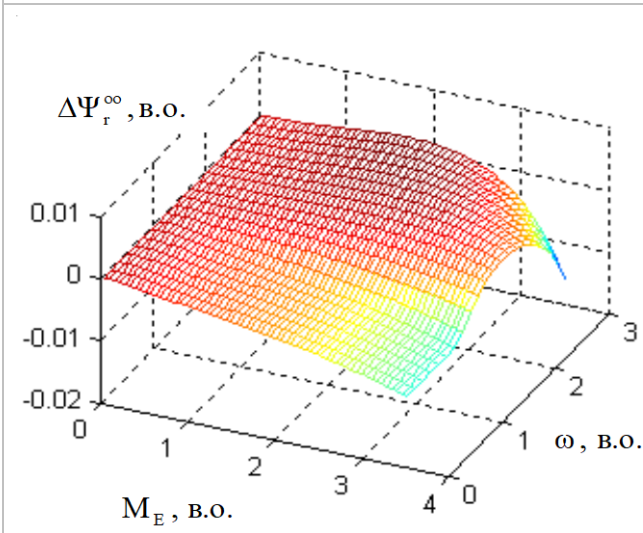


Рис. 14

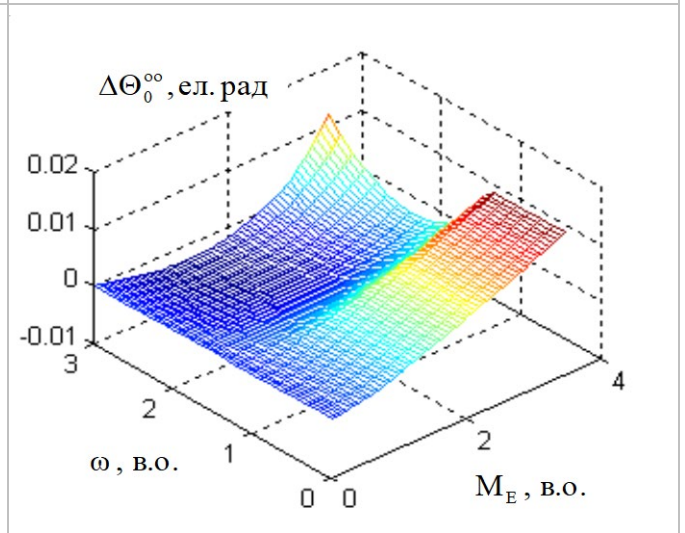


Рис. 15