

8. Пат 303 Україна. Статор електричної машини / В.І. Смородін, В.А. Крамарський, І.Я. Черемісов та ін.; Заявл. 26.02.90; Опубл. 30.04.93, Бюл. № 1.
9. Das J.C. Power system analysis: short-circuit load flow and harmonics. – New York: Taylor & Francis, 2002. – 868 p.

УДК 621.313.332

А.І. Титко, чл.-корр. НАН України, **Н.Д. Мышастый, А.І. Воронин, Д.І. Хвалин**

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, Україна, 03057

Экспериментальные исследования эффективности экранов зубцово-пазовой конструкции статоров турбогенераторов

На основе выполненных экспериментов на физической модели турбогенератора показано, что электропроводящие экраны, которые повторяют геометрию сегментов железа статора, эффективно защищают и зубцовую зону, и спинку сердечника статора от полей рассеяния, а их применение существенно повысит механическую устойчивость крайних пакетов. В результате экранирования в электромагнитном поле многослойными структурами исследовано канал-эффект. Обосновано идею структурного электромагнитного экранирования как наиболее эффективного. Библи. 9, рис. 15.

Ключевые слова: турбогенератор, аксиальный поток, экран зубцово-пазовой конструкции.

O.I. Titko, N.D. Myshasty, A.I. Voronin, D.I. Hvalin

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

Experimental studies of the effectiveness of tooth-slot design screens of Turbo generators stators

Shown on the basis of experiments performed at a physical model of Turbo generator that conductive screens being repeat geometry of the stator iron segments are effectively protect against of scattering fields both the tooth zone and back stator core, and their application will significantly increase the mechanical stability of the front package. As a result of the screening in the electromagnetic field of multilayer structures the channel effect is investigated. The idea of the structure electromagnetic shielding as the most effective is substantiated. References 9, figures 15.

Key words: turbo generator, axial flow, tooth-slot design screens.

Надійшла 22.11.2016

Received 22.11.2016

УДК 62-52 : 621.313.33

ДЕЯКІ ОСОБЛИВОСТІ ЗАДАЧІ МАКСИМІЗАЦІЇ МОМЕНТУ ВЕКТОРНО-КЕРОВАНИХ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ У РЕЖИМІ ОСЛАБЛЕННЯ ПОЛЯ

Б.І. Приймак, канд. техн. наук

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського",
пр. Перемоги, 37, Київ-56, 03056, Україна
e-mail: bp-08@ukr.net

Досліджено особливості максимізації моменту векторно-керованих асинхронних двигунів за ослаблення поля. Отримано аналітичний вираз для межової швидкості ротора, з якої слід починати зниження потоку. Встановлено, що межові швидкості, які виокремлюють зони оптимізації моменту з різними умовами визначення екстремуму, суттєво залежать від максимального струму статора. Якщо обмеження струму статора перевищує критичне значення, то зона оптимізації В, де обмежуються водночас напруга та струм, зникає, а залишаються зони А та С, де обмежуються лише струм та напруга відповідно. У цьому разі перестає зростати показник відносного приросту моменту двигуна, який визначає ступінь поліпшення властивостей привода внаслідок максимізації моменту. Для обчислень використано дані двох двигунів, потужності яких відрізняються у двадцять разів. Біблі. 10, рис. 6, таблиця.

Ключові слова: асинхронний двигун, векторне керування, ослаблення поля, оптимізація, межева швидкість.

Вступ. Асинхронні електроприводи (АЕП) з векторним керуванням, що використовуються у моталках, верстатах, електротранспорті тощо, мають працювати на низьких та значно вищих від номінальної швидкостях ротора. В області номінальної швидкості асинх-

ронного двигуна (АД) напруга на виході силового перетворювача обмежується напругою живильної мережі, тому подальше підвищення швидкості потребує ослаблення магнітного поля двигуна. За використання класичного алгоритму ослаблення поля магнітний потік змінюється зворотно пропорційно до швидкості двигуна, що дає змогу підтримувати постійною ЕРС обертання ротора [9]. Проте такий алгоритм не дає змоги повною мірою використати енергетичні ресурси привода за обмежень струму та напруги статора двигуна.

На тему поліпшення властивостей АЕП у зоні високих швидкостей ротора на сьогодні відомо чимало робіт [1, 3-6, 8, 10]. У [3] запропоновано алгоритм визначення оптимального потоку ротора на основі ідеалізованої моделі АД. У роботі [10] розглядається проблема низької швидкодії контура регулювання потоку у порівнянні зі змінами моменту двигуна. Для поліпшення динаміки задіяно комбінований регулятор потоку ротора. У праці [6] пропонується оптимізація АЕП за двома критеріями – мінімумом втрат потужності та максимумом моменту двигуна. У роботах [4, 5, 8] розглядаються алгоритми ослаблення поля із підвищеною параметричною робастністю. В статті [1] для розширеної моделі АД отримано граничні характеристики та показано істотне зростання переважувальної здатності привода.

Однак ще чимало властивостей АЕП з максимізацією моменту двигуна не досліджено. Зокрема, важливим і актуальним є питання впливу максимального струму статора на межові швидкості, які виділяють на граничних характеристиках АД зони оптимізації моменту з різними умовами визначення максимуму. Це питання розглядається у пропонуємі статті.

Метою роботи є дослідження особливостей максимізації моменту векторно-керованих АД у режимі ослаблення поля у частині залежності межових швидкостей зон оптимізації від рівня обмеження струму статора.

Математична модель АД та схема АЕП. Короткозамкнений АД у зорієнтованих за вектором потокозчеплення ротора $\bar{\Psi}_r$ координатах (d, q) при врахуванні втрат у залізі та кривої намагнічування можна описати системою рівнянь [1, 2]

$$\begin{aligned} dI_{sd}/dt &= L_{s\sigma}^{-1} \left[-(R_s + R_z) I_{sd} - R_z L_{r\sigma}^{-1} \Psi_{rd} + T_z^{-1} L_r L_{r\sigma}^{-1} \Psi_{md} + U_{sd} \right] + \omega_0 I_{sq}; \\ dI_{sq}/dt &= L_{s\sigma}^{-1} \left[-(R_s + R_z) I_{sq} + T_z^{-1} L_r L_{r\sigma}^{-1} \Psi_{mq} + U_{sq} \right] - \omega_0 I_{sd}; \\ d\Psi_{rd}/dt &= T_z^{-1} (-\Psi_{rd} + \Psi_{md}); \\ d\Psi_{md}/dt &= R_z \left(I_{sd} + \Psi_{rd} / L_{r\sigma} - L_r L_m^{-1} L_{r\sigma}^{-1} \Psi_{md} \right) + \omega_0 \Psi_{mq}; \\ d\Psi_{mq}/dt &= R_z \left(I_{sq} - L_r L_m^{-1} L_{r\sigma}^{-1} \Psi_{mq} \right) - \omega_0 \Psi_{md}; \\ d\omega/dt &= J^{-1} (M_e - M_H), \end{aligned} \quad (1)$$

де змінними є компоненти узагальнених векторів напруги статора \bar{U}_s , струму статора \bar{I}_s , потокозчеплення ротора $\bar{\Psi}_r$, головного потокозчеплення $\bar{\Psi}_m$; ω_0 – швидкість обертання поля ротора; z_p – кількість пар полюсів; ω – швидкість ротора; R_s, R_r – опори статора та ротора; $R_z = R_z(\omega_0, \omega)$ – еквівалентний опір, що відображає втрати потужності у залізі двигуна; $L_m = L_m(\Psi_m)$ – індуктивність намагнічування; $L_{s\sigma}, L_{r\sigma}$ – індуктивності розсіювання; $L_r = L_m + L_{r\sigma}$, $T_{r\sigma} = L_{r\sigma} / R_r$, $T_z = L_m / R_z$; M_e, M_H – моменти двигуна та навантаження відповідно; J – сумарний момент інерції. Враховуючи те, що в зорієнтованих координатах $\Psi_{rd} = |\bar{\Psi}_r| \equiv \Psi_r$, момент двигуна та швидкість координат в (1) обчислюються як

$$M_e = 1,5 z_p L_{r\sigma}^{-1} \Psi_r \Psi_{mq}; \quad \omega_0 = z_p \omega + \omega_{sl}, \quad (2)$$

де $\omega_{sl} = \Psi_{mq} / (T_{r\sigma} \Psi_r)$ – швидкість ковзання.

Насичення магнітопроводу по головному магнітному шляху в (1) враховується за рахунок нелінійної функції $L_m = L_m(\Psi_m)$, отриманої на основі кривої намагнічування двигуна та апроксимованої поліноміальним виразом

$$L_m = L_{mn} \sum_{i=0}^k a_i \Psi_m^{k-i}, \quad (3)$$

де a_i – коефіцієнти полінома; k – степінь полінома; L_{mn} – номінальне значення індуктивності намагнічування (індексом “ n ” далі позначатимуться номінальні значення величин); $\Psi_m = |\bar{\Psi}_m|$. Магнітний опір в (1) визначається за виразом

$$R_z = \left(K_h (1 + |s|) / f_0 + K_e (1 + s^2) \right)^{-1}, \quad (4)$$

де K_h, K_e – коефіцієнти втрат від гістерезису та вихрових струмів; $f_0 = |\omega_0| / 2\pi$ – частота живлення АД; $s = (\omega_0 - z_p \omega) / \omega_0$ – ковзання двигуна.

В описі АД необхідно врахувати обмеження модуля вектора напруги статора $U_s = |\bar{U}_s|$ на рівні U_{\max} та модуля вектора струму статора $I_s = |\bar{I}_s|$ на рівні I_{\max} у вигляді

$$0 \leq U_s \leq U_{\max}; \quad 0 \leq I_s \leq I_{\max}. \quad (5)$$

Функціональна схема векторно-керованого АЕП у спрощеному вигляді зображена на

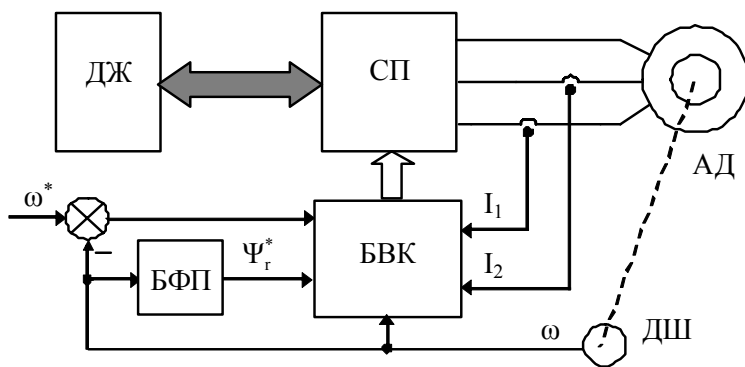


Рис. 1

рис. 1. Задачею привода є стабілізація швидкості ротора АД із приєднаним до нього механізмом у широкому діапазоні як вниз, так і вгору від номінальної швидкості. У блок векторного керування БВК надходять сигнали зворотних зв'язків із давачів струмів фаз I_1, I_2 та давача швидкості ДШ. Різниця завдання швидкості ω^* та швидкості ω подається на вхід регулятора швидкості, що знаходиться у БВК.

У блоці формування потокозчеплення БФП залежно від ω та згідно із заданим алгоритмом визначається завдання модуля вектора потокозчеплення ротора Ψ_r^* , яке разом зі зворотним зв'язком, отриманим у спостерігачі сигналом оцінки потокозчеплення, надходить на вхідний суматор розташованого у БВК регулятора потокозчеплення. Джерело живлення приводу ДЖ може бути мережею змінного струму або акумуляторною батареєю у поєднанні з суперконденсатором. Силовий перетворювач СП забезпечує двосторонній обмін енергією між ДЖ та АД. Використовуючи широтно-імпульсну модуляцію, СП живить обмотки статора АД трифазною імпульсною напругою, амплітуда, частота та фаза першої гармоніки якої встановлюються сигналами керування, що надходять із БВК.

Отримання максимального моменту двигуна. У векторно-керуваних приводах зазвичай модуль вектора потокозчеплення ротора формується за класичним алгоритмом як

$$\Psi_{rc} = \begin{cases} \Psi_{rn} & \text{при } |\omega| \leq \omega_n, \\ \Psi_{rn} \omega_n / |\omega| & \text{при } |\omega| > \omega_n, \end{cases} \quad (6)$$

де Ψ_{rn} – номінальне значення потокозчеплення ротора. Сформулюємо задачу оптимізації моменту двигуна таким чином: для АД з описом (1)...(4) при врахуванні обмежень (5) для $0 \leq |\omega| \leq \omega_{\max}$, де ω_{\max} – максимально допустима швидкість двигуна, на інтервалі $0 < \Psi_r \leq \Psi_{rn}$ знайти оптимальний алгоритм зміни потокозчеплення ротора за критерієм $M_e \Rightarrow \max$ у рушійному та генераторному режимах (режим рекуперативного гальмування).

Оскільки опис (1)...(5) є суттєво нелінійним та має високий порядок, то з високою точністю цю задачу оптимізації можна розв'язати лише чисельно. У числових дослідженнях у

статті використано два типових АД потужністю 1,5 та 30 кВт, які далі матимуть назву відповідно Д1 та Д2. Номінальні дані цих двигунів наведено у таблиці, де P – вихідна потужність; U , I – напруга та струм фази статора (діючі значення); f , N – частота живлення та кількість обертів вала двигуна.

Д1			Д2		
$P=1,5$ кВт	$U=220$ В	$I=3,56$ А	$P=30$ кВт	$U=220$ В	$I=56,8$ А
$f=50$ Гц	$N=1413$ об/хв	$\cos\varphi=0,83$	$f=50$ Гц	$N=1467$ об/хв	$\cos\varphi=0,88$
$R_s = 6,46$ Ом	$R_r = 3,87$ Ом	$R_z = 1380$ Ом	$R_s = 0,1376$ Ом	$R_r = 0,0862$ Ом	$R_z = 187$ Ом
$L_s = 0,389$ Гн	$L_r = 0,398$ Гн	$L_m = 0,374$ Гн	$L_s = 43,14$ мГн	$L_r = 43,64$ мГн	$L_m = 41,83$ мГн

Для максимізації моменту АД з описом (1)...(5) було застосовано генетичний алгоритм числової оптимізації [7], що є одним із кращих засобів параметричної оптимізації на сьогодні. Обмеження напруги та струму статора були встановлені $U_{\max} = U_n = 311$ В (1 в.о.), $I_{\max} = 1,5I_n$ (1,5 в.о.), де U_n , I_n – номінальні напруга та струм фази статора; в.о. – відносні одиниці. На рис. 2 а зображені отримані граничні характеристики Д1 при класичному (6), а на рис. 2 б – при оптимальному алгоритмах формування потокозчеплення ротора, де змінні U_s (крива 1), I_s (крива 2), Ψ_r (крива 3), M_e (крива 4) та ω нормовані щодо своїх номінальних значень і вимірюються у відносних одиницях.

Зіставлення кривих 3 на рис. 2 засвідчує істотну відмінність між модулями вектора потокозчеплення ротора, що відповідають класичному та оптимальному алгоритмам. А порівняння кривих 4 на рис. 2 підтверджує суттєве зростання електромагнітного моменту АД завдяки оптимізації. Аналізуючи рис. 2, варто зазначити, що за максимізації моменту двигуна в умовах обмеження напруги та струму статора на граничних характеристиках електроприводу наявні три зони оптимізації моменту, які можна назвати зонами А, В і С. Межам зон А, В та В, С відповідають межові швидкості, які на рис. 2 позначені як ω_A та ω_B . Важливим є те, що в кожній із вказаних зон оптимізації електромагнітного моменту двигуна умови визначення максимуму є різними. Зокрема, в зоні А максимальний момент двигуна визначається за обмеження струму статора, в зоні В – за обмежень як струму, так і напруги статора, а в зоні С – за обмеження напруги статора.

Уточнимо означення межових швидкостей зон оптимізації моменту двигуна: ω_A – швидкість, за якої оптимальне потокозчеплення ротора стає меншим, ніж номінальне значення; ω_B – швидкість, за якої струм статора стає меншим від свого максимального значення.

Наведені на рис. 2 граничні характеристики АД побудовані залежно від швидкості ротора ω , яка є незалежною змінною. Проте аналогічні характеристики можуть бути побудовані у функції швидкості обертання магнітного поля ротора ω_0 , яка залежить від оптимального значення модуля вектора потокозчеплення ротора. Такі характеристики за формою будуть досить подібні до зображених на рис. 2. При цьому межам зон А, В та В, С відповідатимуть межові швидкості поля ротора ω_{0A} та ω_{0B} .

Аналітичне визначення межових швидкостей. Межова швидкість ω_A відіграє важливу роль, оскільки в алгоритмі ослаблення поля при максимізації моменту двигуна саме з неї треба починати зменшення потокозчеплення. Цю швидкість можна отримати числовим

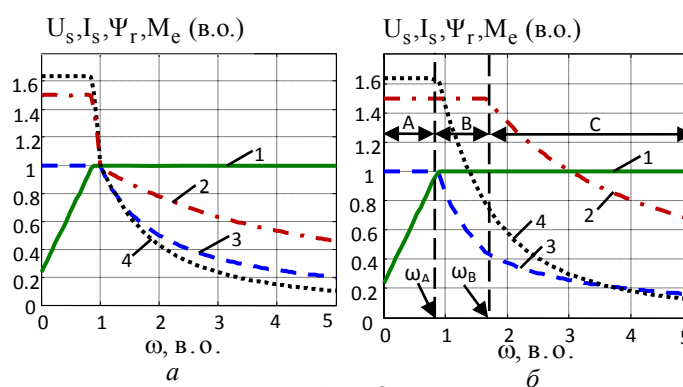


Рис. 2

способом шляхом оптимізації опису двигуна. Проте для задач аналізу властивостей АЕП та для налаштування параметрів алгоритму екстремального векторного керування корисно мати аналітичний вираз для визначення ω_A . Щоб віднайти такий вираз, можна використати опис усталених електромагнітних процесів ідеалізованого АД [9]. У цьому описі намагнічувальна індуктивність вважається постійною величиною $L_m = \text{const} = L_{mn}$. Для спрощення введемо такі позначення: $I_d = I_{sd}$; $I_q = I_{sq}$; $U_d = U_{sd}$; $U_q = U_{sq}$. Як відомо, у зорієнтованих за $\bar{\Psi}_r$ координатах (d, q) момент АД та швидкість поля ротора дорівнюють

$$M_e = K_m \Psi_r I_q; \quad (7)$$

$$\omega_0 = z_p \omega + K_r R_r I_q / \Psi_r, \quad (8)$$

де $K_r = L_m / L_r$; $K_m = 3z_p K_r / 2$. Обмеження струму та напруги статора визначаються як

$$I_d^2 + I_q^2 \leq I_{\max}^2; \quad (9)$$

$$U_d^2 + U_q^2 \leq U_{\max}^2. \quad (10)$$

Рівняння статора для усталених процесів мають вигляд [9]

$$R_s I_d - \omega_0 \sigma L_s I_q = U_d; \quad (11)$$

$$R_s I_q + \omega_0 L_s I_d = U_q, \quad (12)$$

де L_s – індуктивність статора; $\sigma = 1 - L_m^2 / L_r L_s$ – коефіцієнт розсіювання.

Отримаємо аналітичний вираз для межової швидкості поля ротора ω_{0A} та відповідної їй межової швидкості ротора ω_A . Для межі між зонами А та В є справедливою умова $\Psi_r = \Psi_{rn}$, тому $I_d = I_{dn} = \Psi_{rn} / L_m$. У цьому разі за виразом (9) моментна компонента струму статора визначиться як

$$I_{qA} = \pm \sqrt{I_{\max}^2 - I_{dn}^2}. \quad (13)$$

Підставляючи (11), (12) у (10) та враховуючи (13), після алгебричних перетворень отримаємо рівняння

$$a_0 \omega_0^2 + a_1 \omega_0 + a_2 = 0, \quad (14)$$

де $a_0 = L_s^2 (I_{dn}^2 + \sigma^2 I_{qA}^2)$; $a_1 = 2R_s L_s I_{dn} I_{qA} (1 - \sigma)$; $a_2 = R_s^2 I_{\max}^2 - U_{\max}^2$. Додатний розв'язок (14)

$$\omega_{0A} = \left(-a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4a_0 a_2} \right) / 2a_0. \quad (15)$$

Формула (15) дає змогу отримати межову швидкість поля ротора у рушійному та генераторному режимах роботи АД. Для цього у першому випадку при обчисленні (13) слід використовувати додатні значення, а у другому – від'ємні.

Тепер за виразами (8), (13) та (15) дістанемо вираз для визначення межової швидкості ротора

$$\omega_A = \left(\omega_{0A} - K_r R_r I_{qA} / \Psi_{rn} \right) z_p^{-1}. \quad (16)$$

Вплив рівня обмеження струму на межові швидкості. Використовуючи опис двигуна (1)...(5), за допомогою генетичного алгоритму розраховано сімейства граничних характеристик двох АД у рушійному режимі, і за ними отримано залежності межових швидкостей ротора від рівня обмеження струму статора. Результати для Д1 представлені на рис. 3 а, а для Д2 – на рис. 3 б, де криві 1 відповідають ω_A , а криві 2 – ω_B . З цих рисунків видно, що за збільшення обмеження струму статора I_{\max} швидкості ω_A та ω_B зменшуються, причому інтенсивність зменшення останньої значно вища. При досягненні $I_{\max} = I_{AB}$, який назвемо критичним обмеженням струму статора, межові швидкості стають рівними $\omega_B = \omega_A$. За подальшого збільшення I_{\max} швидкість ω_B продовжує зменшуватися, а швидкість ω_A за-

лишається постійною. Отже, за $I_{\max} > I_{AB}$ межові швидкості співвідносяться як $\omega_B < \omega_A$. Дане співвідношення засвідчує те, що зона оптимізації B (рис. 2 б) зникає. Критичне обмеження струму статора, як видно з рис. 3, для Д1 дорівнює $I_{AB} \cong 2,5$ в.о., а для Д2 – $I_{AB} \cong 3,25$ в.о.

Граничні характеристики Д1 для $I_{\max} > I_{AB}$ представлені на рис. 4.

Вони отримані при максимізації моменту двигуна за обмежень напруги та струму статора $U_{\max} = 1$ в.о., $I_{\max} = 3,5$ в.о. Усі позначення на рис. 4 співпадають з позначеннями на рис. 2. Як видно з цього рисунка, зони B немає, але є зони A та C , що розмежовуються ω_B .

Виявлені особливості межових швидкостей зон оптимізації моменту АД дають змогу уточнити умову застосування формул (15) та (16). Це уточнення полягає у тому, що для випадку $I_{\max} > I_{AB}$ у виразі (13) замість I_{\max} слід застосовувати критичне обмеження струму I_{AB} .

Вплив явища зникнення зони оптимізації B можна оцінити шляхом аналізу показника відносного приросту моменту. Цей показник характеризує ступінь поліпшення властивостей приводу внаслідок максимізації моменту двигуна і обчислюється як

$$k_{\mu}(\omega) = M_{eo}(\omega) / M_{ec}(\omega),$$

де M_{eo}, M_{ec} – відповідно моменти двигуна за оптимального та класичного алгоритму ослаблення поля. Визначені для Д1 показники відносного приросту моменту зображені на рис. 5, де крива 1 відповідає $I_{\max} = 1,0$ в.о., крива 2 – $I_{\max} = 1,5$ в.о., крива 3 – $I_{\max} = 2,0$ в.о., а крива 4 – $I_{\max} = 2,5$ в.о. З рис. 5 видно, що при збільшенні I_{\max} і відповідно зменшенні зони B , ступінь зростання k_{μ} зменшується. Криві 3 та 4 уже відрізняються досить мало, а криві, що відповідають $I_{\max} > 2,5$ в.о., практично зливаються з кривою 4.

Отже, можна зробити висновок, що наслідком явища зникнення зони оптимізації B є зупинка зростання показника відносного приросту моменту двигуна. Очевидно саме зона B , де обмежуються водночас напруга та струм статора, містить резерв для отримання більшого значення моменту АД у процесі оптимізації.

Доцільно навести геометричну інтерпретацію пошуку максимуму моменту АД. На площині $(I_d - I_q)$ з виразу (9) для обмеження струму отримаємо рівняння кола

$$(I_d / I_{\max})^2 + (I_q / I_{\max})^2 = 1, \tag{17}$$

а з (10)...(12) матимемо рівняння еліпса

$$\left((R_s I_d - \omega_0 \sigma L_s I_q) / U_{\max} \right)^2 + \left((R_s I_q + \omega_0 L_s I_d) / U_{\max} \right)^2 = 1, \tag{18}$$

що відповідає обмеженню напруги статора для певного значення ω_0 . В усталених процесах

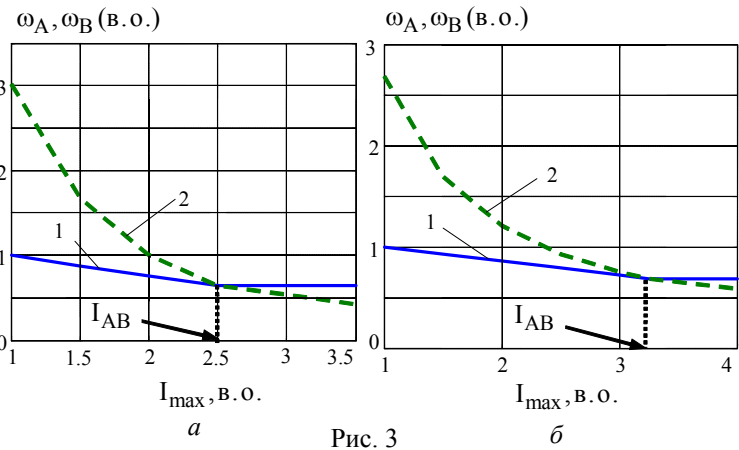


Рис. 3

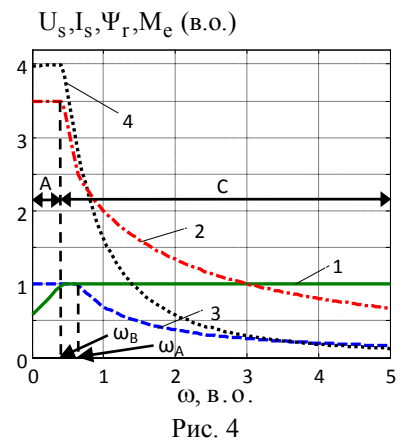


Рис. 4

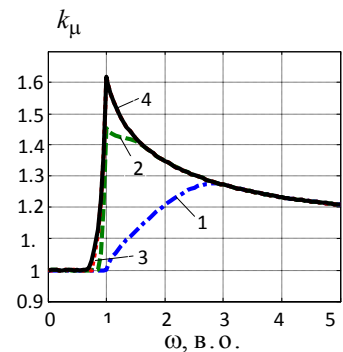


Рис. 5

модуль вектора потокозчеплення ротора дорівнює $\Psi_r = L_m I_d$. Отже, рівняння моменту (7) може бути записане як

$$M_e = K_m L_m I_d I_q. \tag{19}$$

На основі (16)...(19) з використанням даних Д1 було отримано представлені на рис. 5 геометричні інтерпретації пошуку максимуму моменту АД для варіантів, коли обмеження струму статора є меншим або більшим від критичного струму.

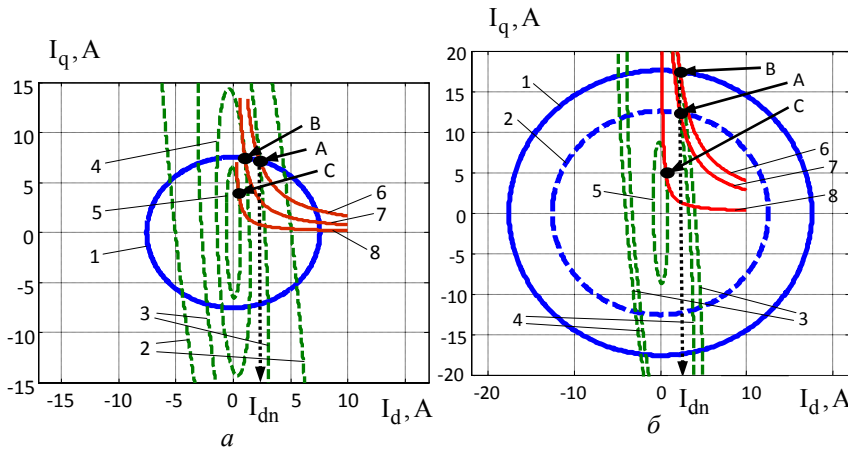


Рис. 6

– побудовані за (19) гіперболічні лінії постійного значення моменту двигуна $M_e = const$. Чорними точками *A*, *B* та *C* на рисунку відмічені розв’язки задачі оптимізації моменту. Через точки *A* та *B* проходять еліпси, отримані відповідно за $\omega_0 = \omega_{0A}$ та $\omega_0 = \omega_{0B}$, де $\omega_{0A} = z_p \omega_A + \omega_{s1A}$, $\omega_{0B} = z_p \omega_B + \omega_{s1B}$ є межовими швидкостями поля ротора; ω_A , ω_B є межовими швидкостями ротора, що відмічені на рис. 2 б; ω_{s1A} , ω_{s1B} є відповідними швидкостями ковзання. Через точку *C* проходить еліпс, отриманий за $\omega_0 = \omega_{0C}$, де ω_{0C} є довільною швидкістю поля ротора у межах однойменної зони. На рисунку відмічена абсциса точки *A*, що дорівнює номінальному значенню потокової компоненти струму статора $I_d = I_{dn} = \Psi_{rn} / L_m$. Аналіз рис. 6 а засвідчує, що максимумами моменту двигуна для швидкостей $\omega_{0A} < \omega_0 \leq \omega_{0B}$ (зона *B*) є точками перетину кола, еліпса та гіперболи, а для швидкостей $\omega_{0B} < \omega_0$ (зона *C*) є точками перетину або дотику еліпса та гіперболи.

Другому варіанту, де $I_{max} > I_{AB}$, відповідають фігури на рис. 6 б. Вони отримані за обмежень $U_{max} = 1$ в.о., $I_{max} = 3,5$ в.о., саме для яких на рис. 4 побудовані граничні характеристики двигуна. Усі позначення на рис. 6 б співпадають з позначеннями на рис. 6 а за винятком кривої 2, що являє собою одержане за (17) коло граничного струму статора $I_{max} = I_{AB} = 2,5$ в.о. Абсциси точок *A* та *B* тут дорівнюють I_{dn} , а зони оптимізації *B* не існує. Аналіз рис. 6 б засвідчує, що максимумами моменту двигуна для швидкостей $\omega_0 \geq \omega_{0B}$ є точками перетину або дотику еліпса та гіперболи і лише для швидкостей $\omega_0 = \omega_{0B}$ та $\omega_0 = \omega_{0A}$ є точками перетину еліпса, гіперболи та кола 1 чи 2 відповідно.

Висновки. Представлені дослідження дали можливість розкрити важливі особливості максимізації моменту векторно-керованих АД у режимі ослаблення поля за умов обмежень напруги та струму статора. Отримано аналітичний вираз для межової швидкості ротора, за якої оптимальний потік зрівнюється з номінальним і починається ослаблення поля. Виявлено, що межові швидкості, які виокремлюють зони оптимізації моменту з різними умовами визначення екстремуму, істотно залежать від обмеження струму статора. Якщо максимальний струм статора перевищує критичне значення, то зона оптимізації *B*, де обмежуються водночас напруга та струм, зникає, а залишаються зони *A* та *C*, де обмежується лише струм

Зображені на рис. 6 а фігури відповідають варіанту $I_{max} < I_{AB}$. Вони отримані за обмежень $U_{max} = 1$ в.о., $I_{max} = 1,5$ в.о., саме для яких на рис. 2 б побудовані граничні характеристики двигуна. На рис. 6 а крива 1 – одержане за (17) коло обмеження струму статора, криві 2–5 – отримані за (18) при $\omega_0 = var$ еліпси обмеження напруги статора, а криві 6–8

та напруга відповідно. Явище зникнення зони *B* призводить до зупинки зростання показника відносного приросту моменту двигуна, який визначає міру поліпшення властивостей приводу. Критичне обмеження струму статора збільшується при зростанні потужності двигуна.

1. *Приймак Б.І.* Властивості асинхронного електроприводу з максимізацією моменту у зоні високих швидкостей ротора // Вісник Нац. техн. ун-ту "Харківський політехн. ін-т". Темат. вип. «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика. Силова електроніка та енергоефективність». 2015. – С. 142–146.
2. *Приймак Б.І.* Математичні моделі асинхронної машини з врахуванням втрат у залізі // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2005. – № 3 (12). – С. 60–66.
3. *Bodson M., Chiasson J.N., Novotnak R.T.* A systematic approach to selecting flux references for torque maximization in induction motors // IEEE Trans. on Control Sys. Technol. – Vol. 3, No.4, Dec. 1995. – P. 388–397.
4. *Casadei D., Mengoni M., Serra G., Tani A., Zarri L.* A control scheme with energy saving and DC-link overvoltage rejection for induction motor drives of electric vehicles // IEEE Trans. Ind. Applicat. – 2010. – Vol. 46, No 4. – P. 1436–1446.
5. *Harnefors L., Pietilainen K., Gertmar L.* Torque-maximizing field-weakening control: design, analysis, and parameter selection // IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 48, No.1, Feb. 2001. – P. 161–168.
6. *Lim S., Nam K.* Loss-minimizing control scheme for induction motors // Proc. Inst. Elect. Eng., Vol. 151, No. 4, 2004. – P. 385–397.
7. *Man K.F., Tang K.S., Kwon S.* Genetic algorithms: concepts and applications // IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. 43, No.5, 1996. – P. 519–534.
8. *Mengoni M., Zarri L., Tani A., Serra G., Casadei D.* A comparison of four robust control schemes for field-weakening operation of induction motors // IEEE Trans. Power Elec. – 2012. – Vol. 27, No.1. – P. 307–320.
9. *Novotny D.W., Lipo T.A.* Vector control and dynamics of AC drives, Oxford: Clarendon Press, 1996. – 456 p.
10. *Wieser R.S.* Optimal rotor flux regulation for fast accelerating induction machines in the field weakening region // Proc. IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting IAS. – 1997. – Vol.1. – P. 401–409.

Б.І. Приймак, канд. техн. наук

Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт им. Игоря Сикорского", пр. Победы, 37, Киев-56, 03056, Украина

Некоторые особенности задачи максимизации момента векторно-управляемых асинхронных двигателей в режиме ослабления поля

*Исследованы особенности максимизации момента векторно-управляемых асинхронных двигателей при ослаблении поля. Получено аналитическое выражение для граничной скорости ротора, с которой следует начинать снижение потока. Установлено, что граничные скорости, которые разделяют зоны оптимизации момента с различными условиями определения экстремума, существенно зависят от максимального тока статора. Если ограничение тока статора превышает критическое значение, то зона оптимизации *B*, где ограничиваются одновременно напряжение и ток, исчезает, а остаются зоны *A* и *C*, где ограничиваются только ток и напряжение соответственно. В этом случае перестает расти показатель относительного прироста момента двигателя, который определяет степень улучшения свойств привода за счет максимизации момента. Для вычислений использованы данные двух двигателей, мощности которых отличаются в двадцать раз. Библ. 10, рис. 6, таблица.*

Ключевые слова: асинхронный двигатель, векторное управление, ослабление поля, оптимизация, граничная скорость.

В.І. Прумак

National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Peremohy, 37, Kyiv-56, 03056, Ukraine

Some features of torque maximization of vector-controlled induction motors in field weakening mode

*The features of torque maximization of vector-controlled induction motors with field weakening are studied. An analytical expression is obtained for the boundary speed of the rotor with which the flux reduction should begin. It has been established that the boundary speeds that distinguish the zones of the torque optimization with different conditions for extremum determining depend strongly on the stator current maximum. If the stator current limitation exceeds the critical value, the optimization zone *B*, where both voltage and current are limited, disappears, and zones *A* and *C* remain where only the current and voltage are limited. In this case, the index of relative torque increase of the motor, which determines the degree of improvement in the drive properties due to the torque maximization, ceases to grow. For the calculations we used data from two motors whose power is twenty times different. References 10, figures 6, table.*

Key words: induction motor, vector control, field weakening, optimization, boundary speed.

Надійшла 22.03.2017

Received 22.03.2017