

©Journal of the Technical University at Plovdiv
“Fundamental Sciences and Applications”, Vol. 13(4), 2006
Anniversary Scientific Conference’ 2006
BULGARIA

OPTIMIZATION OF A CLASS OF INDUCTION DRIVES WITH RESPECT TO EFFICIENCY AND POWER FACTOR

IVAN KOSTOV, RUMEN MISHKOV

Abstract. The paper presents a thorough analysis of vector induction electrical drives class, orientated along the rotor flux linkage, with respect to power factor, efficiency and power losses. Mathematical models and respective realization software have been created modeling different single and combined criteria of optimality for the steady-state system modes, including the power factor, the efficiency, and different power losses in the machines. Special attention is focused on the work of loose drives in dependence of the speed and excitation current. The influence of power losses in the iron on the energy specifications is considered. Combined models in four dimensional space, based on both power factor and efficiency, have been created revealing the extremal domains.

Keywords: Vector Control, Optimal Control, PWM Inverter, Induction Motors, Park and Clark Transformations, Power Factor, Efficiency.

ОПТИМИЗАЦИЯ НА КЛАС АСИНХРОННИ ЗАДВИЖВАНИЯ ПО ОТНОШЕНИЕ НА КОЕФИЦИЕНТ НА ПОЛЕЗНО ДЕЙСТВИЕ И ФАКТОР НА МОЩНОСТТА

1. Въведение

Асинхронните двигатели (АД) намират широко приложение в промишлеността. Повече от половината от консумираната електроенергия се преобразува чрез тях в механична [5]. Наред с нерегулируемите електрозадвижвания все повече се увеличава делът на висококачествените регулируеми задвижвания с честотни преобразуватели. Коефициентът на полезно действие (КПД) на тези електрозадвижвания се променя значително в зависимост от режимите на работа и, следователно, икономия на електроенергия може да се постигне чрез прилагане на оптимални управляващи стратегии [1,3]. Загубите в АД включват [7] загуби в медта, стоманата и механични загуби. При малки натоварвания КПД намалява заради нарушаване на съотношението между загубите в медта и стоманата. Следователно, икономия на енергия може да бъде постигната чрез подходящ избор на стойността на магнитния поток в машината. Различните енергийно-спестяващи системи за управление използват следните методи за постигане на целите на управлението [2,6]:

◆ Метод на търсенето. Регулаторът търси такава работна точка, че консумираната електроенергия да бъде минимална, запазвайки постоянна изходната мощност. Понеже връзката между консумираната мощност и магнитния поток близо до

точката на минималните загуби е доста плоска, консумираната мощност трябва да се измерва прецизно, за да се избегнат колебателни режими на работа.

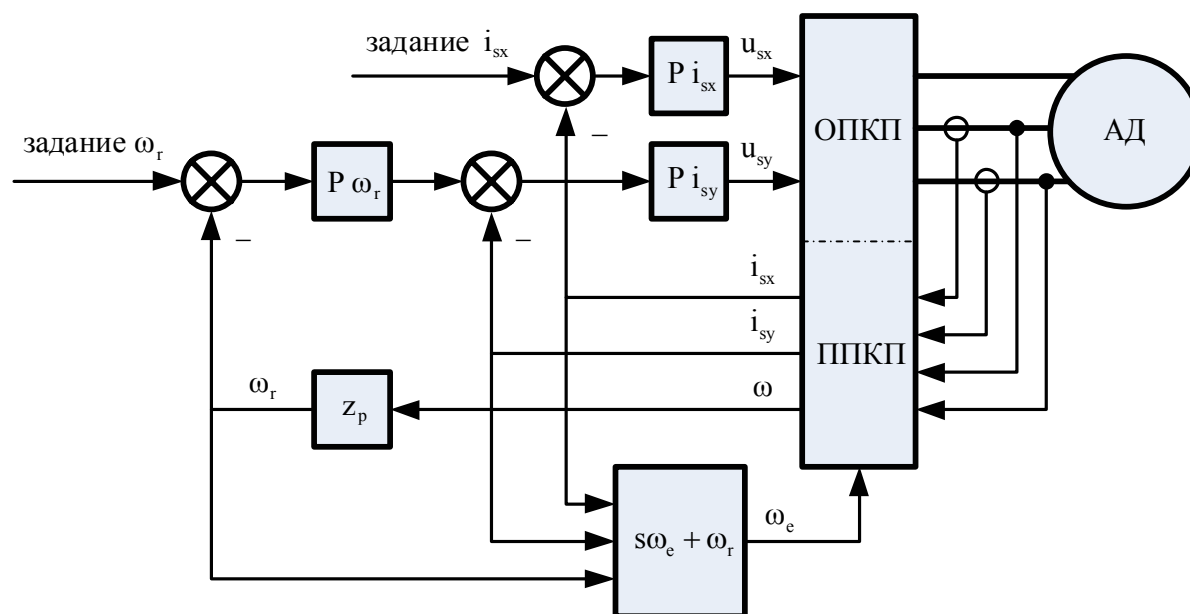
♦ Метод на модела на загубите. Понеже загубите в мотора при работа в оптималната точка са уравновесени, регулаторът принуждава системата да работи в тази равновесна точка. За този метод е необходим модел на загубите в двигателя.

♦ Метод на фактора на мощността. Този метод използва интересното свойство на асинхронния двигател, когато работи при постоянна скорост да притежава постоянен и нечувствителен към измененията на товара фактор на мощността, ако работи в режим на минимални загуби. Регулаторът лесно се настройва и информация за параметрите на двигателя не е необходима. Процесът на търсене на оптималното задание изисква време, което е ограничение на метода.

В тази статия е направен анализ на статичните режими на работа на векторно асинхронно електрозадвижване в ориентирана ортогонална координатна система с астатични регулатори по скорост и ток. Направена е оценка на възможностите за синтез на енергийно-ефективни електрозадвижвания. Отчетени са допълнителни мощностни фактори в машините – загуби от хистерезис и вихрови токове. Захранващият честото-преобразувател е с безкрайна мощност и влиянието на хармониците се пренебрегва.

2. Постановка на задачата

Разглежда се затворената система на електрозадвижване с асинхронен двигател с регулатори на тока в постояннотоковата част на системата за управление и регулатор на скоростта – фиг. 1. Използваните във фигурата означения са както следва: АД – асинхронен двигател, ОПКП – обратни преобразувания на Кларк и Парк, ППКП – прави преобразувания на Кларк и Парк, $P i_{sx}$ – регулатор по i_{sx} , $P i_{sy}$ – регулатор по i_{sy} , $P \omega_r$ – регулатор по ω_r , z_p – брой на чифтовете полюси, s – хлъзгане.



Фиг. 1. Обобщена блокова схема на векторно електрозадвижване с ориентиране по роторното потокосцепление.

При тези условия за баланса на напреженията с помощта на пространствените вектори на обобщения асинхронен електромеханичен преобразувател може да се запише [4,5,7]:

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} + j\omega_e \boldsymbol{\psi}_s \quad (1a)$$

$$\mathbf{0} = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt} + j(\omega_e - \omega_r) \boldsymbol{\psi}_r \quad (1b)$$

Разгънатата система уравнения се получава чрез проекциите на тези вектори по осите на координатната система.

$$\begin{cases} u_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d\psi_{sx}}{dt} - \omega_e \psi_{sy} \\ u_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d\psi_{sy}}{dt} + \omega_e \psi_{sx} \\ 0 = R_r i_{rx} + \frac{d\psi_{rx}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{ry} \\ 0 = R_r i_{ry} + \frac{d\psi_{ry}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{rx} \end{cases} \quad (2)$$

Установеният режим на (2) се описва с уравненията

$$\begin{cases} u_{sx} = R_s i_{sx} - \omega_e \psi_{sy} \\ u_{sy} = R_s i_{sy} + \omega_e \psi_{sx} \\ 0 = R_r i_{rx} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{ry} \\ 0 = R_r i_{ry} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{rx} \end{cases} \quad (3)$$

В горните уравнения u_{sx} , u_{sy} , i_{sx} , i_{sy} , i_{rx} , i_{ry} , ψ_{sx} , ψ_{sy} , ψ_{rx} и ψ_{ry} са проекциите на статорното напрежение, статорния и роторния ток и потокосцепленията, R_s и R_r са статорното и приведеното роторно съпротивления, ω_e и ω_r са електрическата честота и приведената механична ъглова скорост.

Когато пространствените вектори от (1) се проектират в ориентирана по ψ_{rx} ($\psi_{ry} = 0$, $i_{rx} = 0$) координатна система, тогава установеният режим (3) ще изглежда така:

$$\begin{cases} u_{sx} = R_s i_{sx} - \omega_e \psi_{sy} \\ u_{sy} = R_s i_{sy} + \omega_e \psi_{sx} \\ 0 = R_r i_{ry} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{rx} \end{cases} \quad (4)$$

В този контекст възниква задачата да се определи подобластта от пространството $\{\omega, M, i_{sx}\}$, в която факторът на мощността (ФМ) и коефициентът на полезно действие (КПД) на затворената система, описана с уравненията (4), са близки до оптималните при отчитане и на загубите от хистерезис и вихрови токове. Тук възникват няколко варианта на тази задача в зависимост от това кой фактор е най-важен, тоест какъв е критерият за оптималност. Възможните критерии са оптималност по ФМ, по КПД и комбиниран критерий за оптималност по сумата или произведението от ФМ и КПД. За целите на настоящото разглеждане е необходимо да бъдат въведени съотношенията за ФМ, КПД, загубите от хистерезис и вихрови токове, и загубите в медта, които се описват със следните уравнения

$$C_\varphi = \cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{\mathbf{u}^T \mathbf{i}}{|\mathbf{u}| |\mathbf{i}|} \quad (5)$$

$$\eta = \frac{\omega M}{\omega M + \Delta P_{he} + \Delta P_{Cu}} \quad (6)$$

$$\Delta P_{he} = p + q = (k_h \omega_e + k_e \omega_e^2) (L_m^2 i_{sx}^2 + k_b i_{sy}^2)$$

$$\Delta P_{Cu} = R_s |i_s|^2 + R_r |i_r|^2$$

В системите с управление, ориентирано по роторното потокосцепление са в сила [4,5] следните връзки

$$M = M_C = k_d i_{sx} i_{sy} \quad (7a)$$

$$k_d = 3z_p \frac{L_m^2}{L_r} \quad (7b)$$

$$\psi_{sy} = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_{sy} \quad (7c)$$

$$\psi_{sx} = L_s i_{sx} \quad (7d)$$

$$\psi_{rx} = L_m i_{sx} \quad (7e)$$

$$i_{ry} = -\frac{L_m}{L_r} i_{sy} \quad (7f)$$

$$\omega_e - \omega_r = -\frac{R_r}{\psi_{rx}} i_{ry} = -\frac{R_r}{\psi_{rx}} \frac{L_m}{L_r} i_{sy} = \frac{i_{sy}}{i_{sx}} \frac{R_r}{L_r} = \frac{1}{k_d} \frac{R_r}{L_r} \frac{M}{i_{sx}^2} = s \omega_e \quad (7g)$$

Изразите за ФМ и КПД (5) и (6) с отчитане на уравненията на статиката (4) и връзките (7) придобиват окончателния вид

$$C_\varphi(\omega, M, i_{sx}) = \left(a \left(i_{sx}^2 + \frac{M^2}{k_d^2 i_{sx}^2} \right) + \frac{c}{k_d^2} \frac{M^2}{i_{sx}^2} + p + q + \frac{bz_p}{k_d} \omega M \right) \left(\left[a i_{sx} - \frac{dz_p}{k_d} \frac{\omega M}{i_{sx}} - \frac{e}{k_d^2} \frac{M^2}{i_{sx}^3} + \frac{p}{i_{sx}} \right]^2 + \left[\frac{a}{k_d} \frac{M}{i_{sx}} + fz_p \omega i_{sx} + \frac{c+e}{k_d} \frac{M}{i_{sx}} + qk_d \frac{i_{sx}}{M} \right]^2 \right)^{-\frac{1}{2}} \left(i_{sx}^2 + \left(\frac{M}{k_d i_{sx}} \right)^2 \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (8)$$

$$\eta(\omega, M, i_{sx}) = \frac{bz_p}{k_d} \omega M \left(a \left(i_{sx}^2 + \frac{M^2}{k_d^2 i_{sx}^2} \right) + \frac{c}{k_d^2} \frac{M^2}{i_{sx}^2} + p + q + \frac{bz_p}{k_d} \omega M \right)^{-1} \quad (9)$$

В горните изрази участват следните променливи

$$a = R_s, \quad b = \frac{L_m^2}{L_r}, \quad c = R_r \frac{L_m^2}{L_r}, \quad d = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r}, \quad e = R_r \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r^2}, \quad f = L_s, \quad g = R_r \frac{L_s}{L_r} = e + c,$$

$$p = (k_h \omega_e + k_e \omega_e^2) k_c i_{sx}^2, \quad q = (k_h \omega_e + k_e \omega_e^2) k_b \left(\frac{M}{k_d i_{sx}} \right)^2, \quad k_b = \left(\frac{(L_r - L_m) L_m}{L_r} \right)^2, \quad k_c = L_m^2.$$

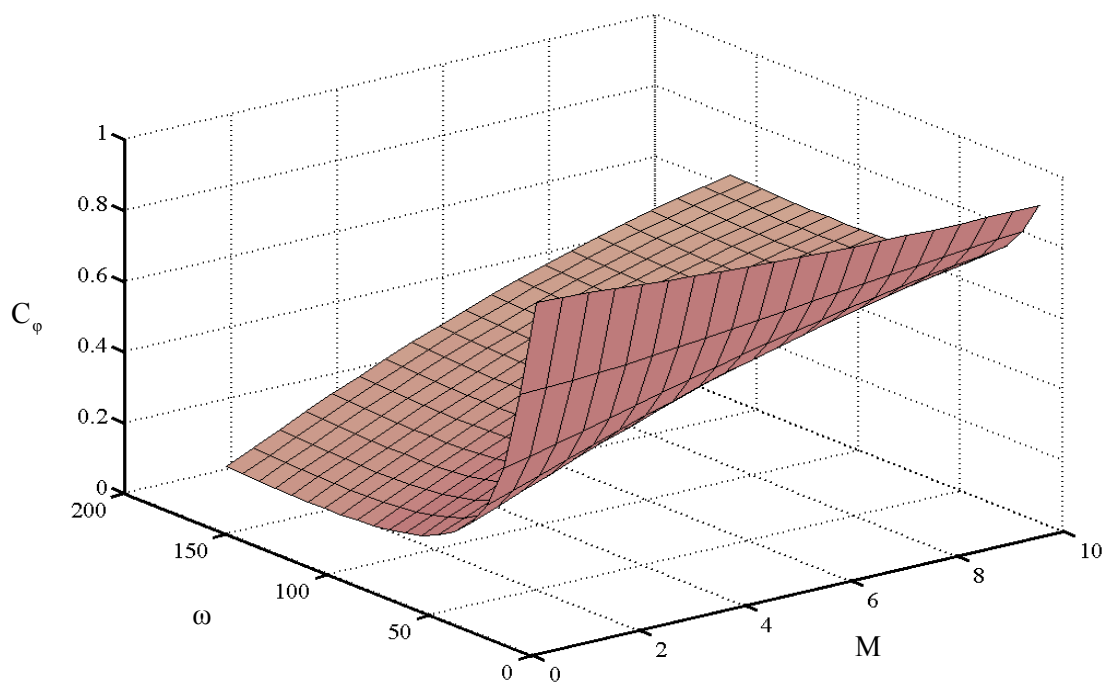
Тези зависимости са изследвани за обектния клас електрозадвигания с данните за конкретен асинхронен двигател, показани в приложението.

3. Създаване на тримерни и четиримерни модели за ФМ и КПД

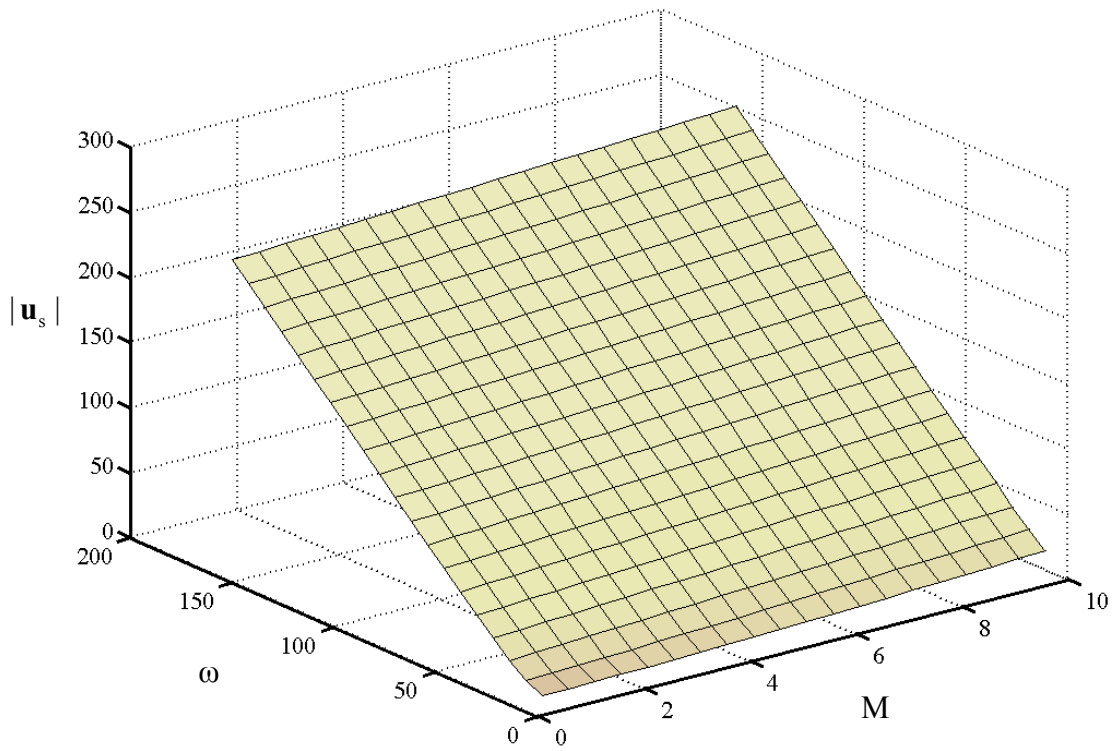
Първите шест фигури представят тримерни модели на съществени величини в задвижването във функция от механичната ъглова скорост и момента в диапазона $\{\omega, M; 1 \leq \omega \leq 157.08, 0.1 \leq M \leq 10\}$ при номинален възбудителен ток $i_{sx} = 3$ А. Вижда се, че ФМ $C_\varphi(\omega, M)$ нараства с нарастването на момента, което е силно нелинейно при ниски ъглови скорости и се дължи на намаляването на индуктивното съпротивление във функция от ω . Модулът на статорното напрежение $|u_s(\omega, M)|$ е функция близка до равнина с постоянен наклон, който се изменя нелинейно само в околността на началото на равнината (ω, M) . В тримерния модел на електрическата честота $\omega_e(\omega, M)$ се наблюдава същата зависимост, която за ω_e остава линейна в целия диапазон на

аргументите. Тримерният модел на модула на статорния ток показва линейна зависимост от ъгловата скорост и параболична нелинейна зависимост от момента. Фиг. 6 представя тримерния модел на закона за честотното управление, като системата реализира известния закон $|u_s| \omega_e^{-1}(\omega, M) = \text{const}$, който се нарушава само в областта на ниските ъглови скорости и е по-изразено при ненатоварените задвижвания. Тримерният модел на КПД $\eta(\omega, M)$ потвърждава физическата логика на процесите в двигателя, който има плосък максимум на КПД при големите стойности на ъгловата скорост и момента.

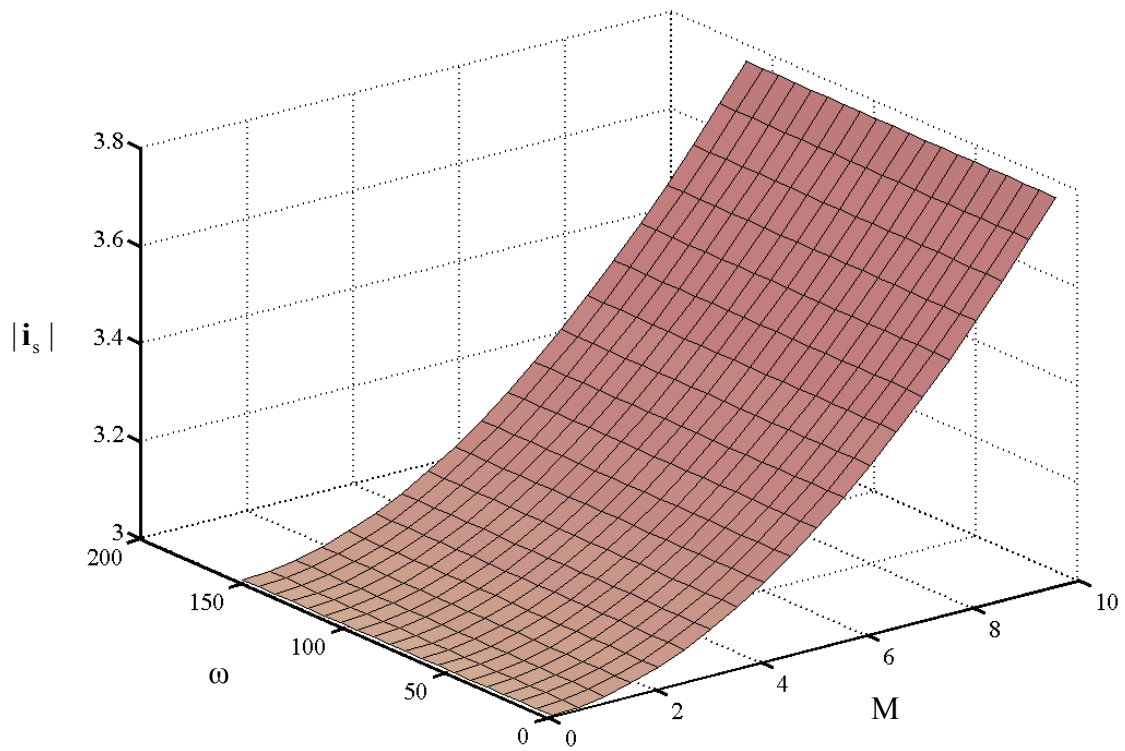
Втората група от шест тримерни модела са построени при постоянен момент $M = 6 \text{ Nm}$ във функция от механичната ъглова скорост и възбудителния ток в диапазона $\{\omega, M; 1 \leq \omega \leq 157.08, 0.2 \leq i_{sx} \leq 4\}$. ФМ има добре изразен максимум във вид на било, независещ от скоростта, за определена стойност на възбудителния ток. Модулът на статорното напрежение $|u_s(\omega, i_{sx})|$ има минимума в сеченията, получени за дадени постоянни стойности на ъгловата скорост, като тези минимума се получават за нелинейно нарастващи стойности на възбудителния ток. Модулът на статорния ток $|i_s(\omega, i_{sx})|$ има минимум, който е инвариантен спрямо ъгловата скорост и се получава за една и съща стойност на възбудителния ток. Фиг. 11 потвърждава факта, че електрическата честота ω_e зависи линейно от механичната ъглова скорост и нелинейно от възбудителния ток. Тримерният модел на закона за управление $|u_s| \omega_e^{-1}(\omega, i_{sx})$ има минимум в областите на малки възбудителни токове и нараства силно нелинейно при ниски ъглови скорости. Тримерният модел на КПД илюстрира факта, че $\eta(\omega, i_{sx})$ има максимум за всяка постоянна честота ω , който с намаляване на честотата се получава за по-големи стойности на възбудителния ток, като тази зависимост е слабо изразена. Третата група на четиримерни модели третира КПД, ФМ и тяхната комбинация



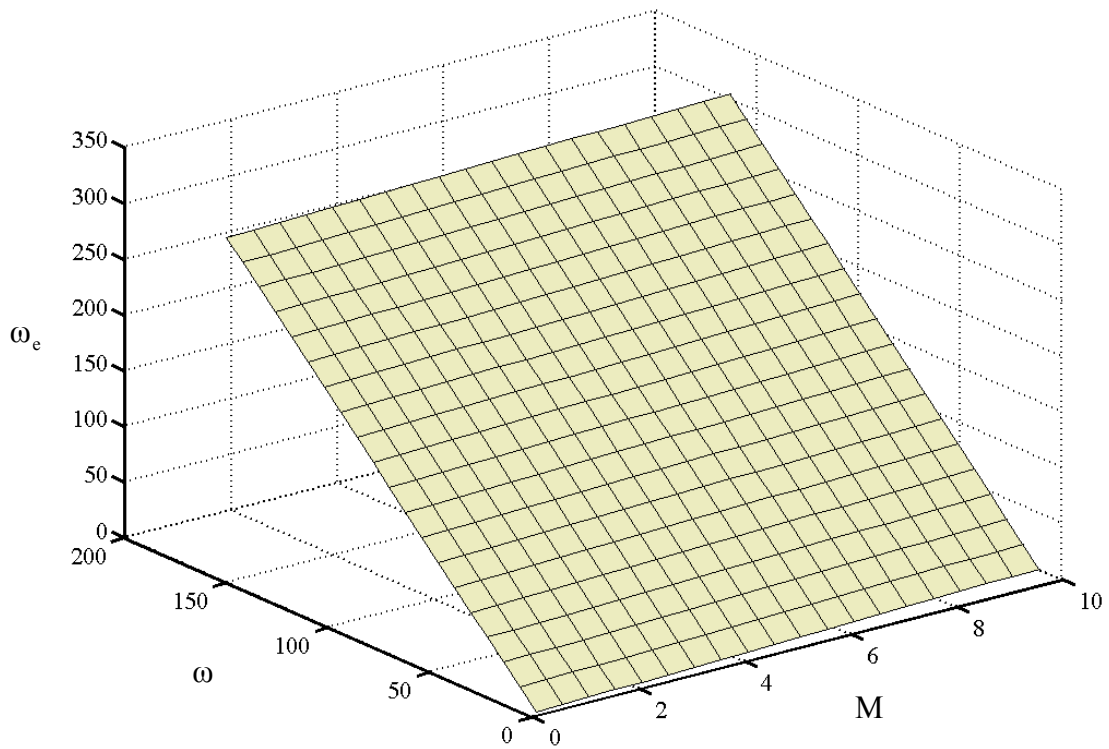
Фиг. 2. Тримерен модел на фактора на мощността $C_\phi(\omega, M)$.



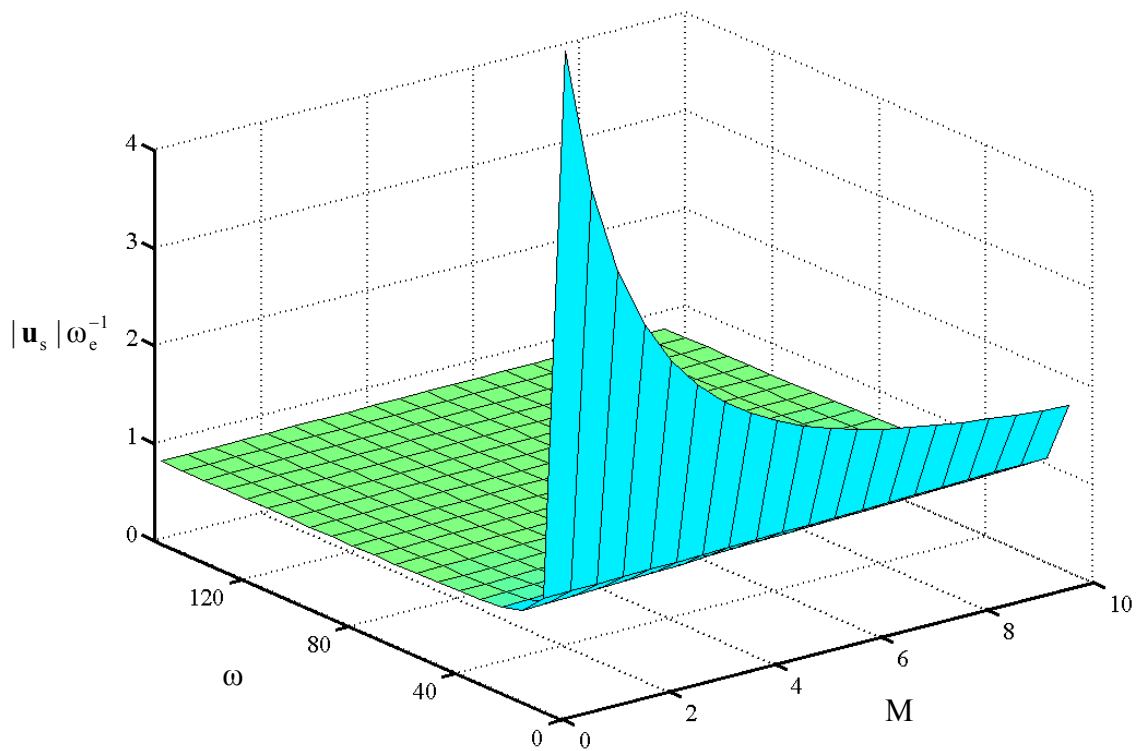
Фиг. 3. Тримерен модел на статорното напрежение $|u_s(\omega, M)|$.



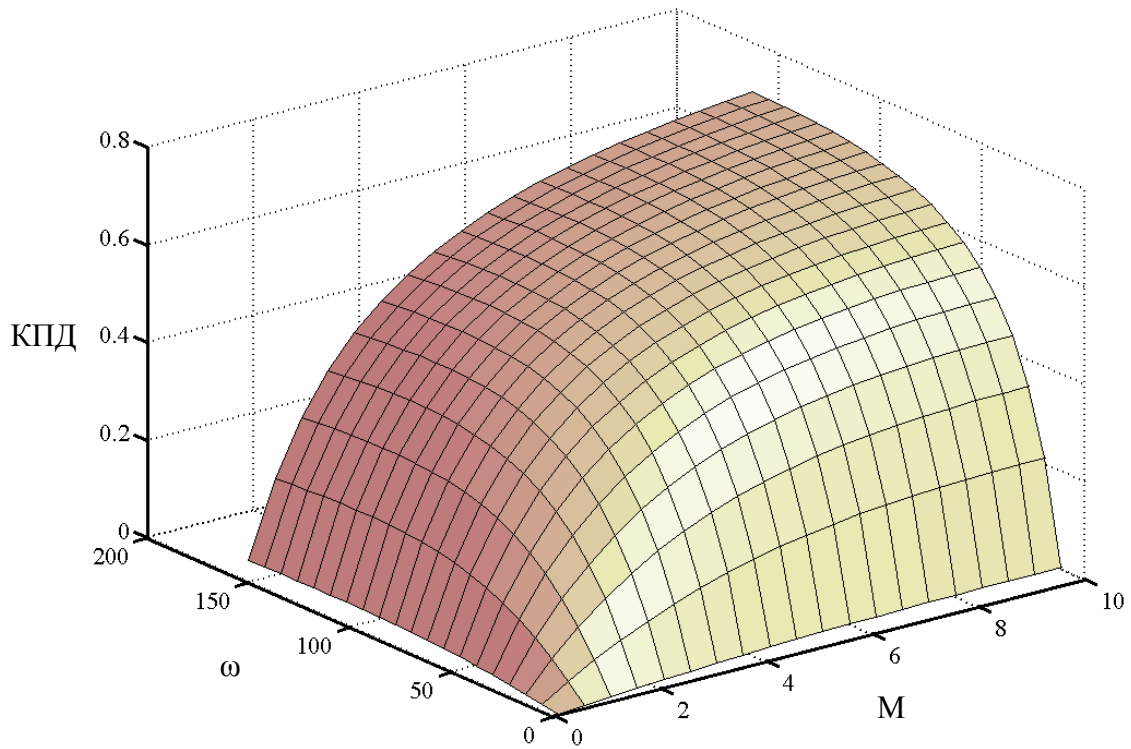
Фиг. 4. Тримерен модел на статорния ток $|i_s(\omega, M)|$.



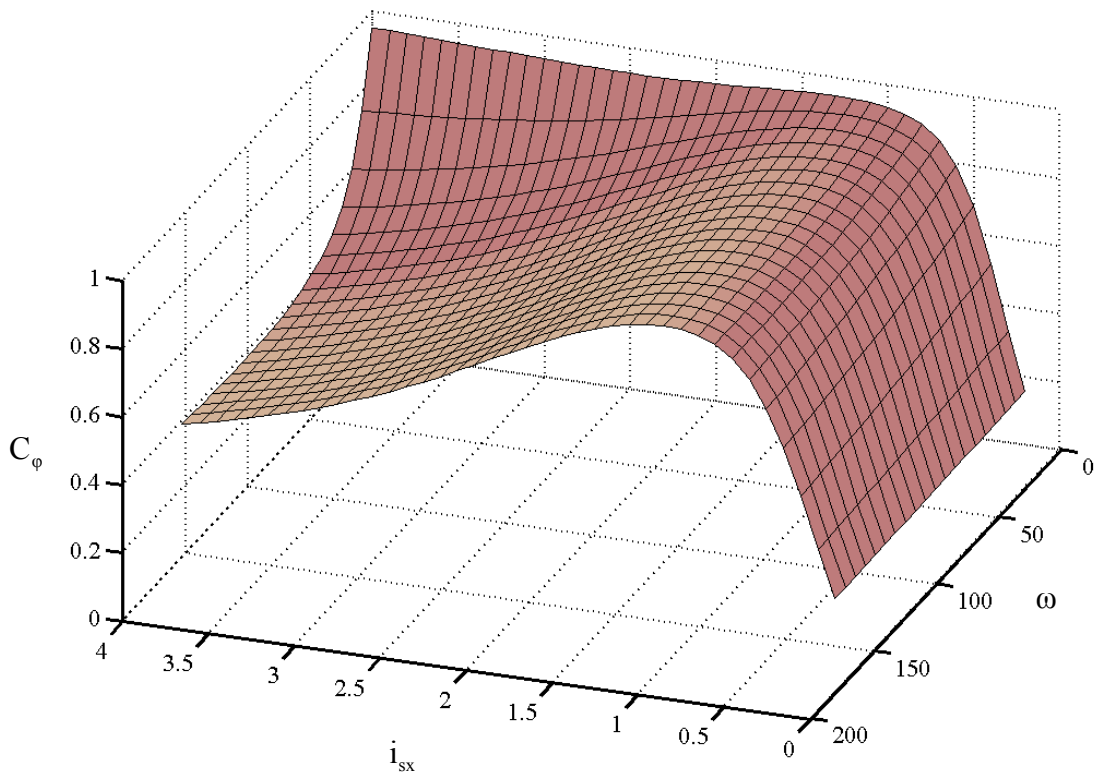
Фиг. 5. Тримерен модел на електрическата честота $\omega_e(\omega, M)$.



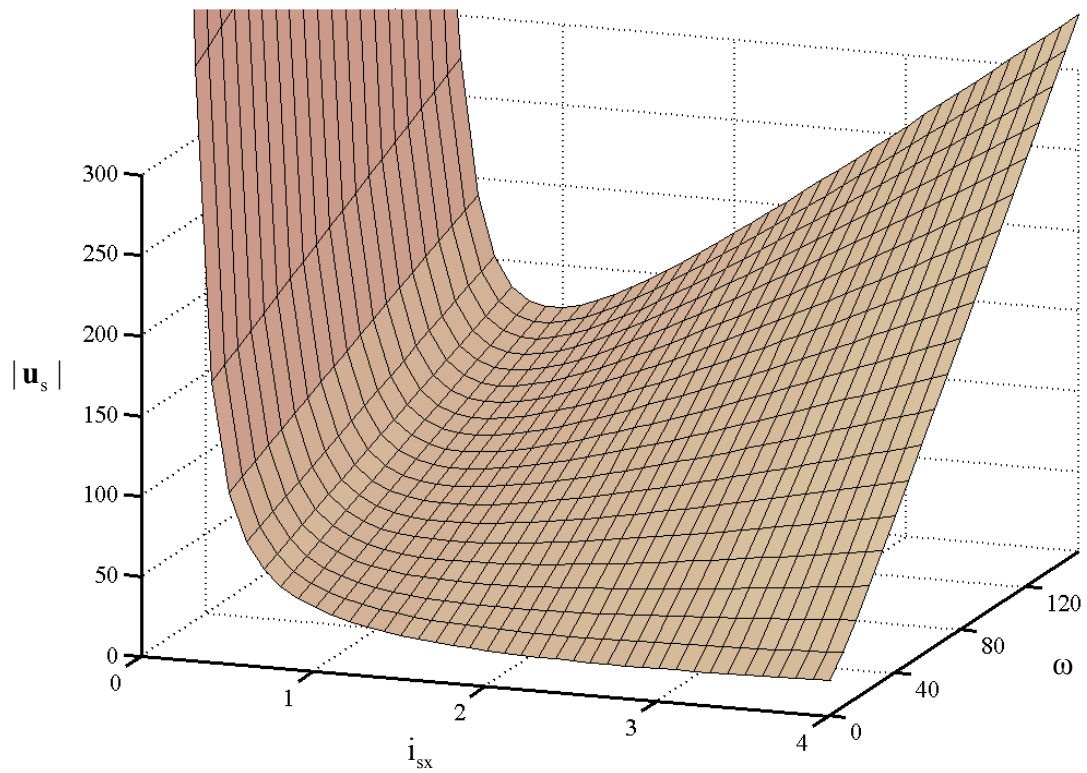
Фиг. 6. Тримерен модел на закона за управление $|u_s| \omega_e^{-1}(\omega, M)$.



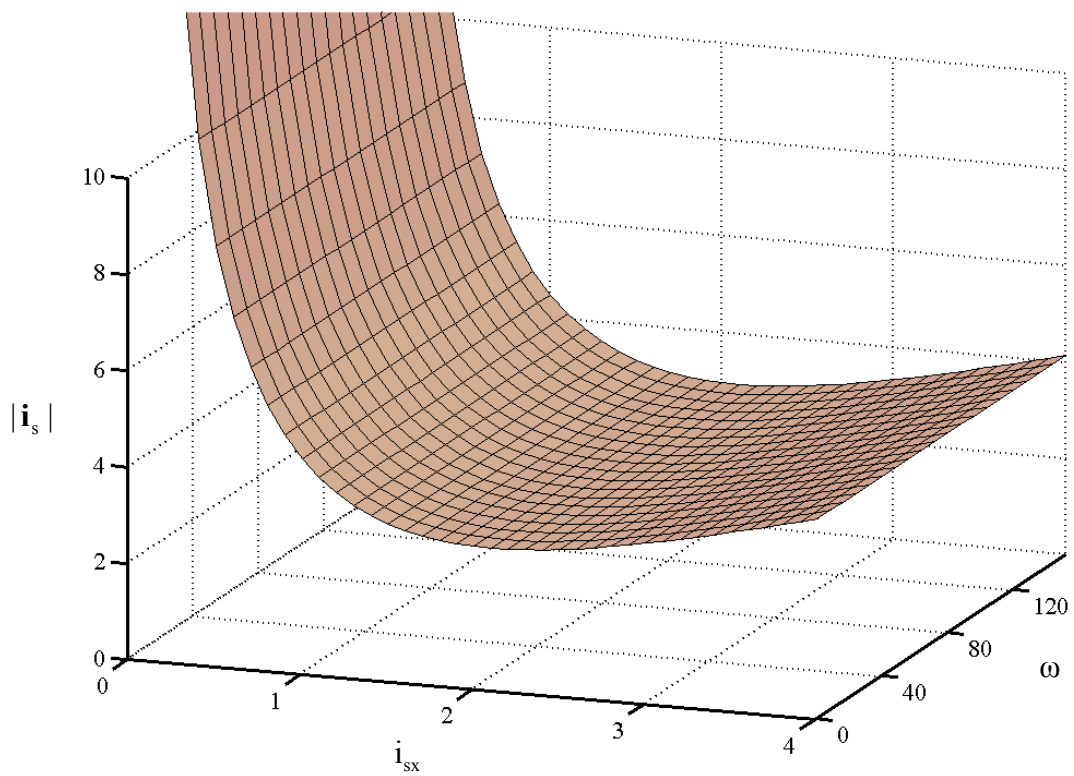
Фиг. 7. Тримерен модел на КПД $\eta(\omega, M)$.



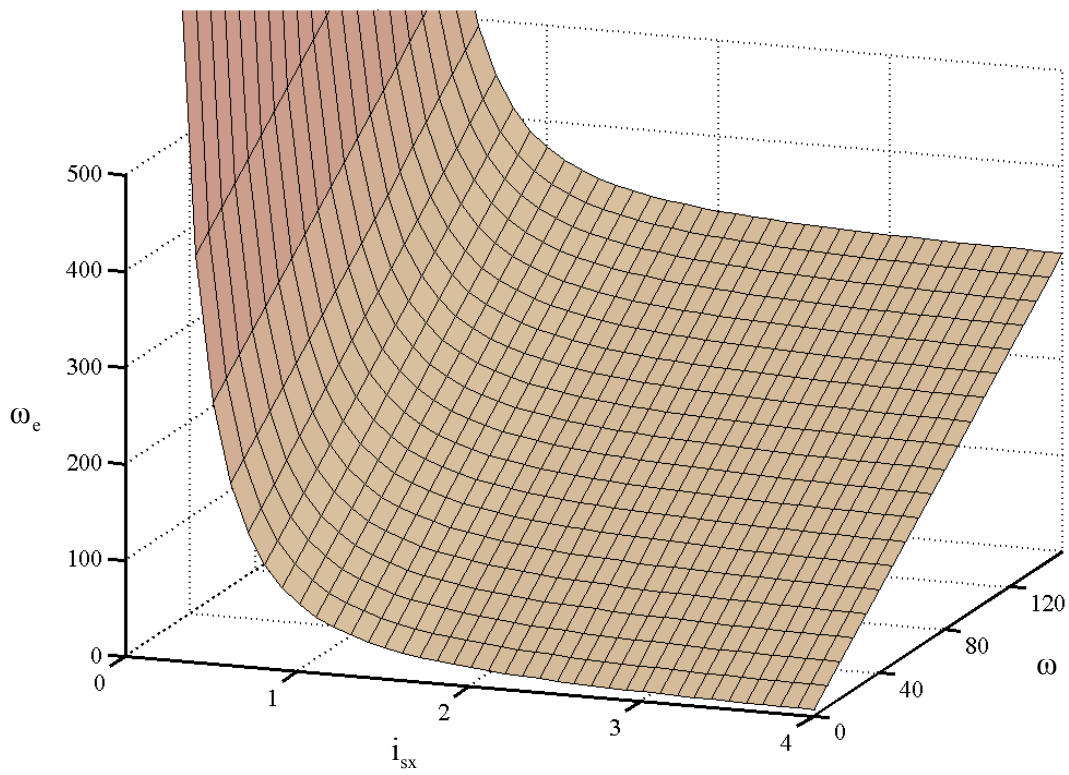
Фиг. 8. Тримерен модел на фактора на мощността $C_\varphi(\omega, i_{sx})$.



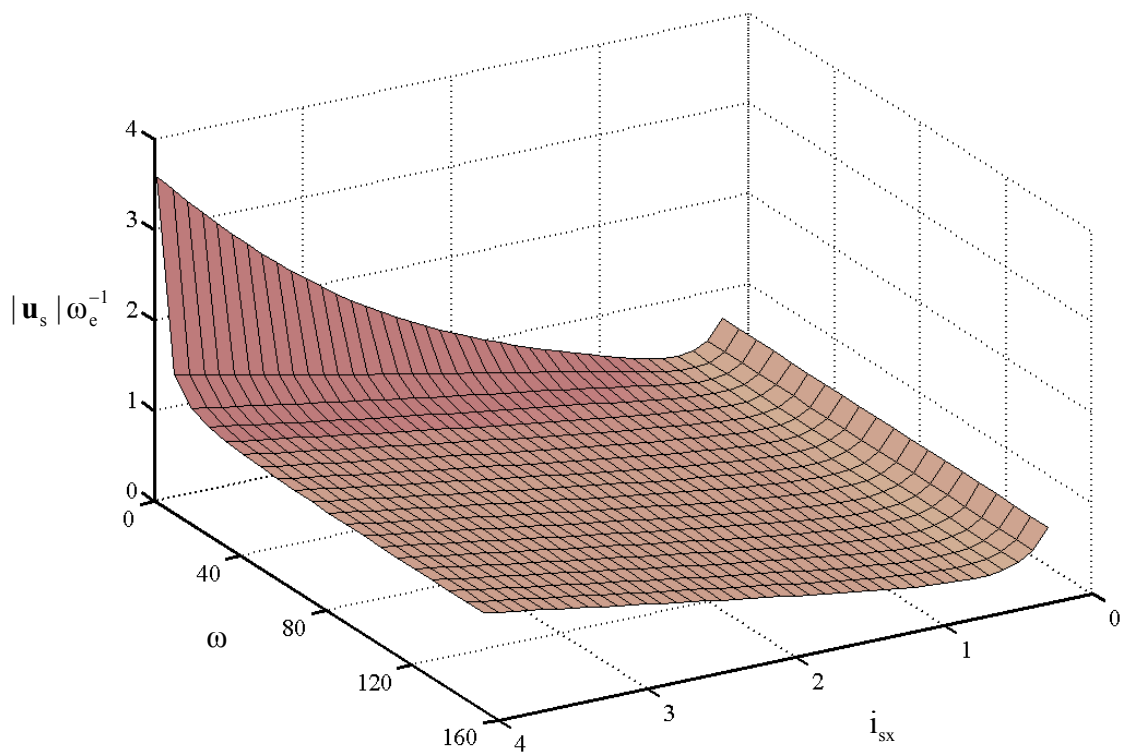
Фиг. 9. Тримерен модел на статорното напрежение $|u_s(\omega, i_{sx})|$.



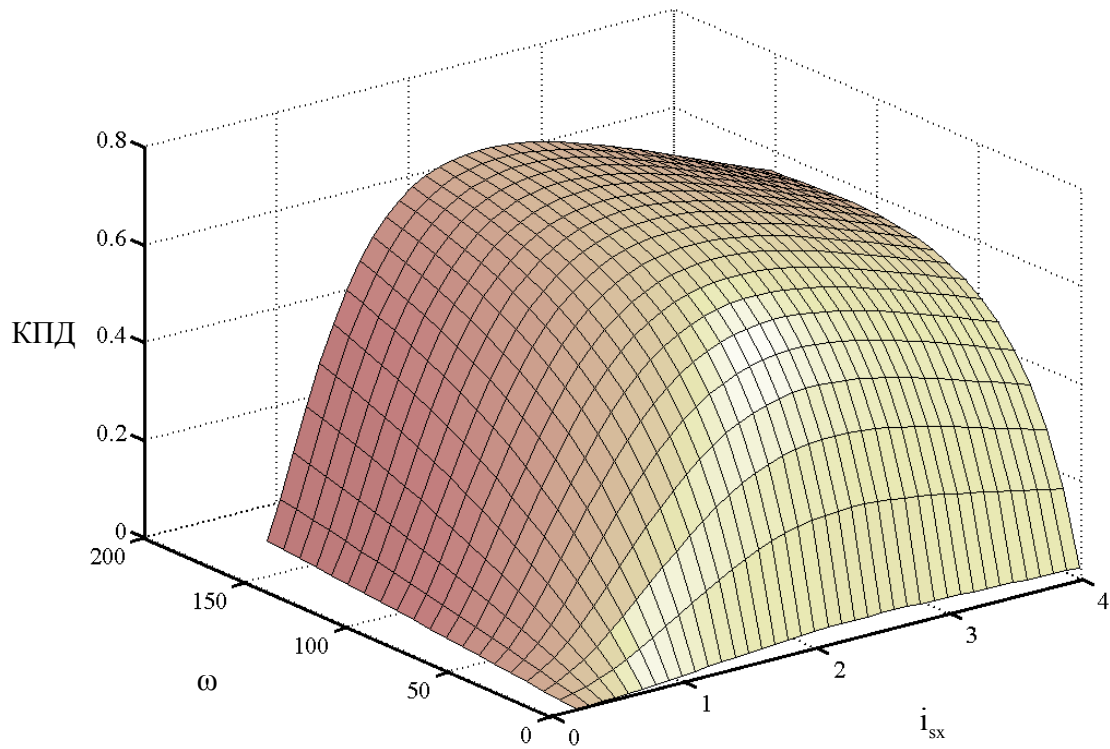
Фиг. 10. Тримерен модел на статорния ток $|i_s(\omega, i_{sx})|$.



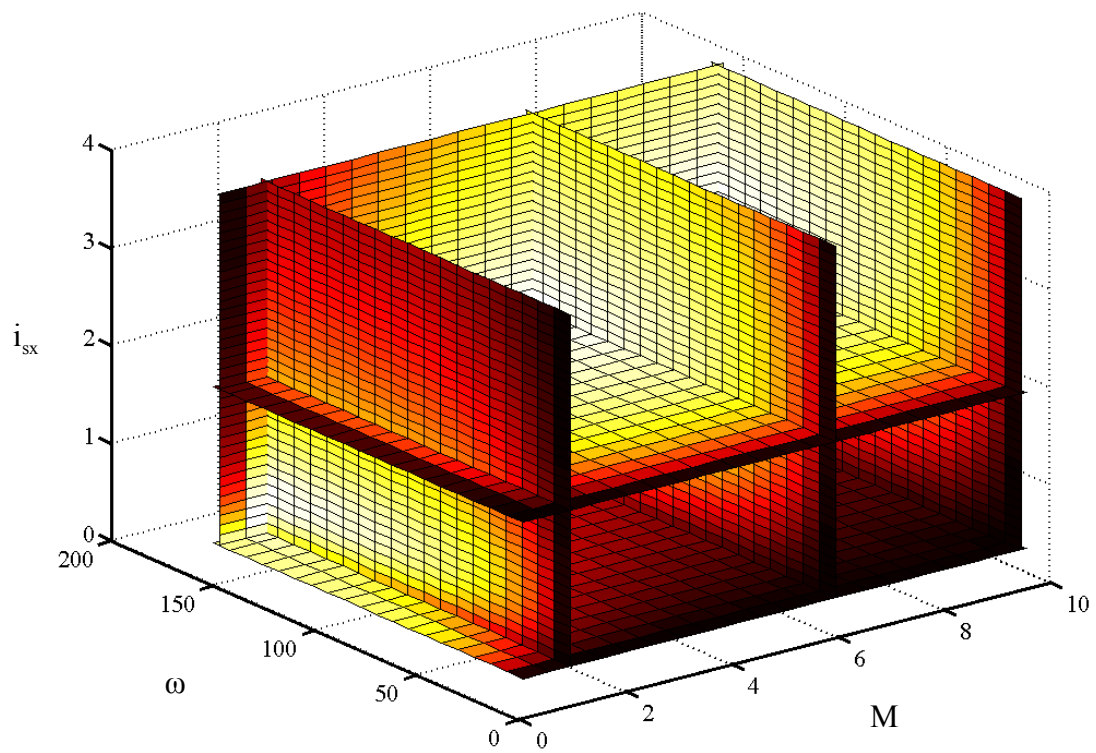
Фиг. 11. Тримерен модел на електричката честота $\omega_e(\omega, i_{sx})$.



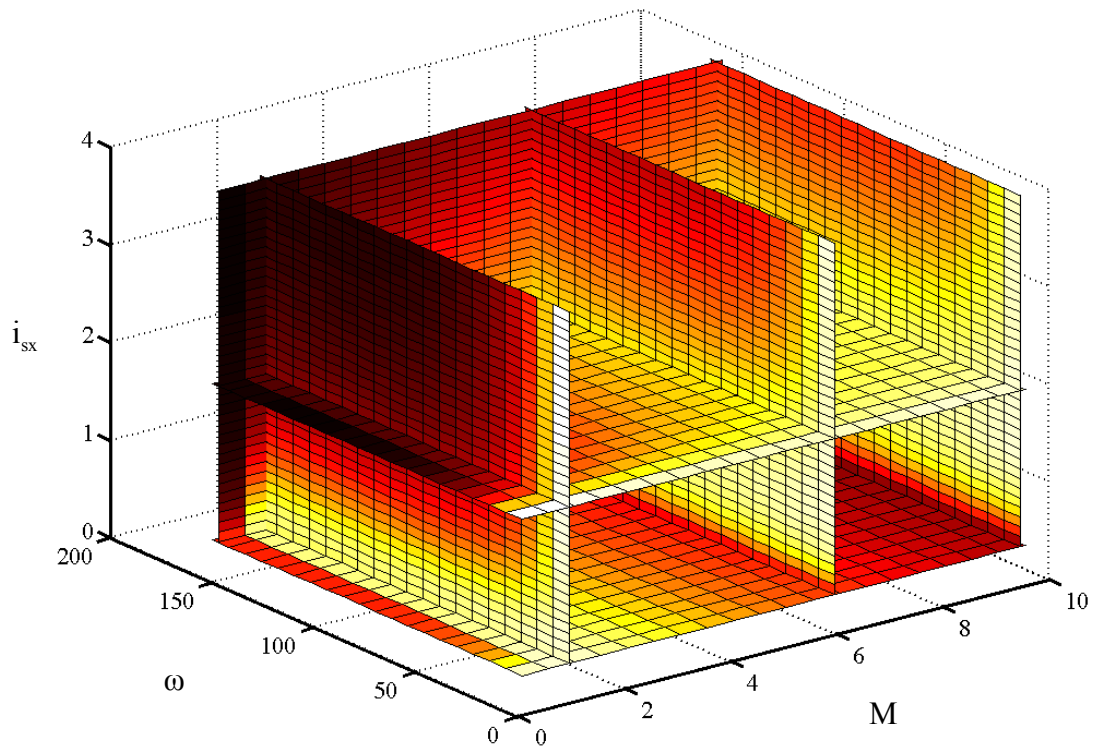
Фиг. 12. Тримерен модел на закона за управление $|u_s| \omega_e^{-1}(\omega, i_{sx})$.



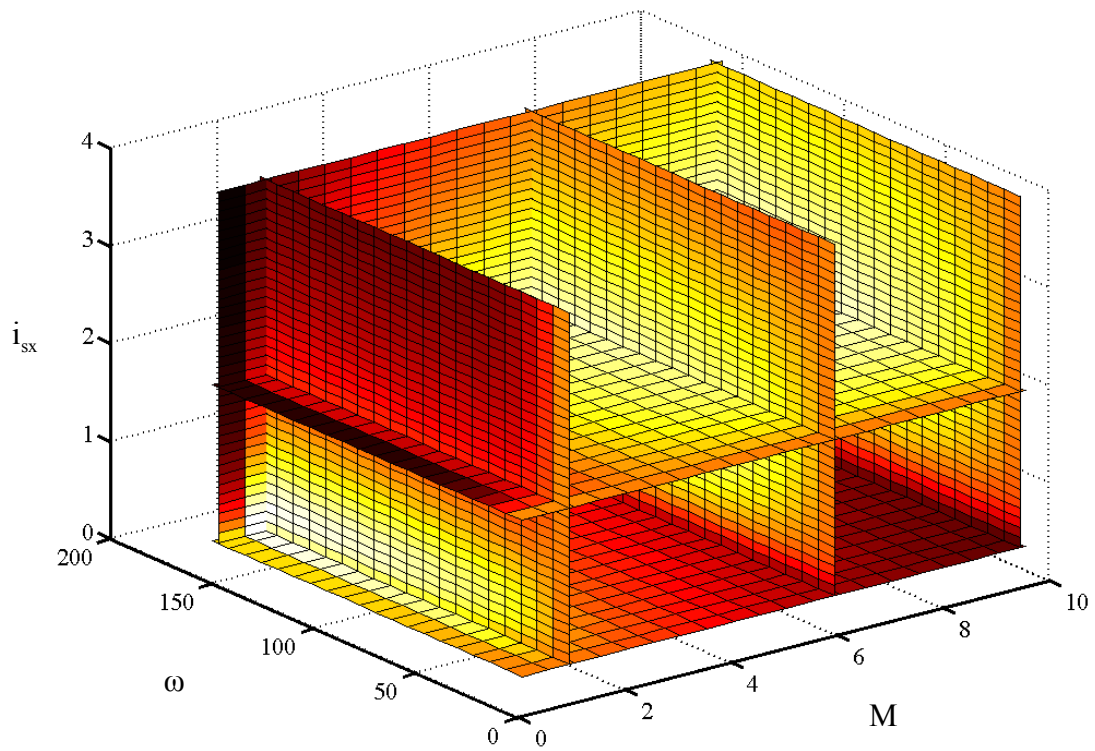
Фиг. 13. Тримерен модел на КПД $\eta(\omega, i_{sx})$.



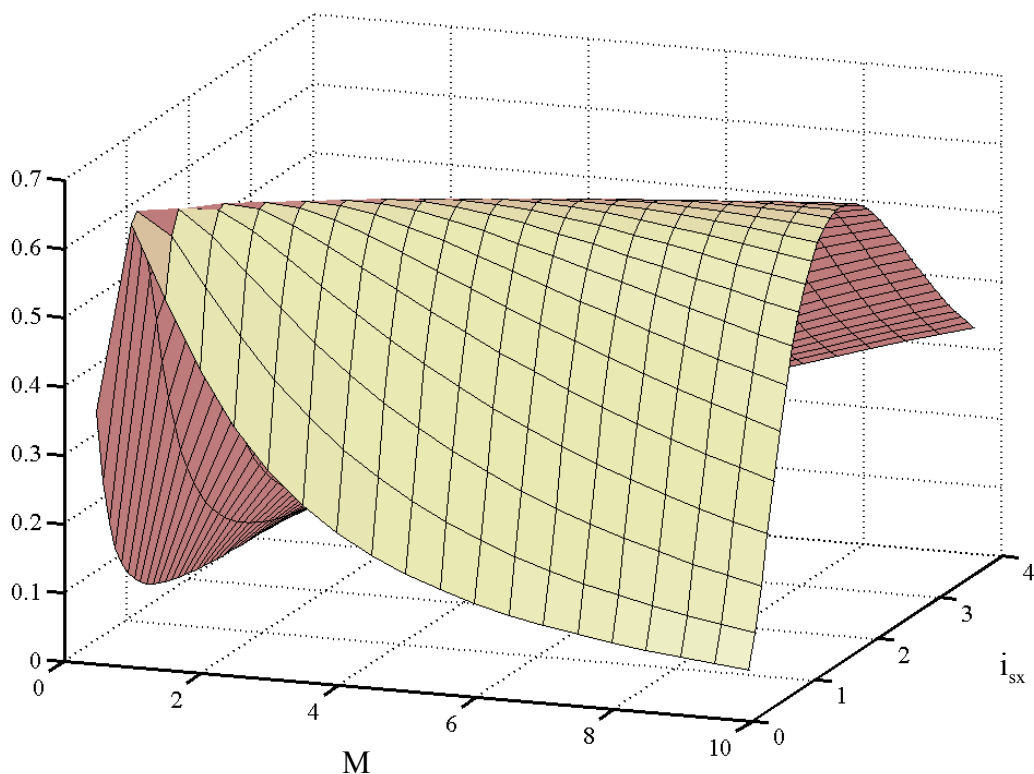
Фиг. 14. Четиримерен модел на КПД $\eta(\omega, M, i_{sx})$.



Фиг. 15. Четиримерен модел на ФМ $C_\varphi(\omega, M, i_{sx})$.



Фиг. 16. Четиримерен модел на сумата от КПД и ФМ $\eta(\omega, M, i_{sx}) + C_\varphi(\omega, M, i_{sx})$.



Фиг. 17. Тримерен модел на произведението КПД и ФМ $\eta(M, i_{sx})C_{\phi}(M, i_{sx})$.

в пространството (ω, M, i_{sx}) . Деформираният криволинеен цилиндър на подобластта с максимален КПД е показан на фиг. 14 със светъл цвят. Подобластта на максимален ФМ е подобна и зависимостта от момента и възбудителния ток се запазва – фиг. 15, но има силно изместване на деформирания криволинеен цилиндър в областта на ниските скорости. Фиг. 16 показва компромисния комбиниран критерий на сумата от КПД и ФМ с равни тегла.

Последната графика на фиг. 17 илюстрира принципната възможност за работа на задвижването с постоянна максимална стойност на произведението $\eta(M, i_{sx})C_{\phi}(M, i_{sx})$, независимо от натоварването при постоянна номинална стойност на скоростта. Споменатото във въведението постоянство на фактора на мощността спрямо натоварването, ако задвижването работи в режим на минимални загуби, се потвърждава от модела, представен на фиг. 17.

4. Заключение

Заданието на системата в равнината (ω, M) се определя от изискванията на технологичния процес, а възбудителният ток се разглежда като оптимизиращата управляваща променлива, чрез която може да се поддържа режимът на задвижването в съответствие с определени частни критерии за оптималност, включващи КПД, ФМ и/или различни видове загуби. В този смисъл в предходния параграф са изследвани следните критерии за оптималност: максимален ФМ $C_{\phi}(\omega, i_{sx})$ и $C_{\phi}(\omega, M, i_{sx})$, максимален КПД $\eta(\omega, i_{sx})$ и $\eta(\omega, M, i_{sx})$, минимално статорно напрежение $|\mathbf{u}_s(\omega, i_{sx})|$, минимален статорен ток $|\mathbf{i}_s(\omega, i_{sx})|$, комбиниран критерий за оптималност, представляващ сумата от КПД и ФМ $\max[\eta(\omega, M, i_{sx}) + C(\omega, M, i_{sx})]$, комбиниран

критерий за максимум на производението КПД и ФМ $\max[\eta(M, i_{sx})C(M, i_{sx})]$. Всички изследвани критерии имат ясно изразени екстремуми във функцията от оптимизиращата управляваща променлива i_{sx} , което позволява създаването на екстремални системи за управление в съответствие с избран критерий за оптималност и отчитане на ограниченията по напрежение, ток и момент.

В статията са направени енергийни оценки на класа векторни асинхронни електрозадвигвания, ориентирани по роторното потокосцепление и са разработени математични модели и софтуер за тяхната реализация. Особено внимание е обърнато на работата на ненатоварени машини в зависимост от скоростта и възбудителния ток. Отчетено е влиянието на загубите в стоманата и медта върху енергийните показатели.

На базата на установеното несъвпадение на екстремалните подобласти на ФМ и КПД са създадени комбинирани модели в четиримерното пространство където са получени екстремалните области на комбинираните критерии, в които участват и двата показателя – КПД и ФМ.

Тенденциите за по-нататъшно развитие на този анализ са в изследването на енергийните показатели на задвижването в динамика и създаване на екстремална система, отчитаща едновременно динамиката и статиката. Обаче, последната задача е особено трудна като се има предвид, че системата на електрозадвижването е силно нелинейна и няма систематичен подход за квадратична оптимизация на нелинейни системи в динамика. Това логически води до алтернативата да се използва интегрирания подход на линеаризацията с обратна връзка и използването на нелинейни наблюдатели, което би позволило към затворената линеаризирана система да се приложи мощният метод за синтез на оптимална по квадратичен критерий система, базиран на асоциираното алгебрично уравнение на Рикати. Ако квадратичният критерий бъде формулиран на базата на променливите на електромеханичното преобразуване на енергията, тогава затворената система ще бъде оптимална в смисъла на дефинирания квадратичен критерий както в динамика, така и в статика.

Приложение

Изследван асинхронен двигател 4AO90L4D с номинални данни и параметри на заместващата схема:

$$P_N = 1.5 \text{ kW}, n_N = 1410 \text{ rpm}, M_N = 10.1588 \text{ Nm}, U_N = 220 \text{ V @ 50 Hz}, I_N = 3.8 \text{ A}, \\ k_d = 1.37689 \text{ H}, L_s = 0.263 \text{ H}, L_r = 0.251 \text{ H}, L_m = 0.240 \text{ H}, R_s = 4.8 \Omega, R_r = 3.78 \Omega, \\ k_h = 0.00175 \text{ H}^{-1}, k_e = 0.00175 \text{ S}, J_d = 0.00284 \text{ kg m}^2, z_p = 2.$$

ЛИТЕРАТУРА

1. **Benchai A., C. Edwards**, Nonlinear sliding mode control of an induction motor, Int. J. of Adaptive Control and Signal Processing, 14 (2000), 201-221.
 2. **Feng-Chieh Lin, Sheng-Ming Yang**, On-line Tuning an Efficiency-Optimized Vector Controlled Induction Motor Drive, Tamkang Journal of Science and Engineering, Vol. 6, No. 2, pp. 103-110, 2003.
-

3. **Kostov I., K. Koutryanski, I. Ganchev**, Optimisation of the steady-state modes in frequency-controlled electric drives with induction motors, Journal of the Technical University at Plovdiv, 2001, vol. 7, pp. 183-190, ISSN 1310-8689.
4. **Krishnan R.**, Electric motor drives, Pearson Education, Singapore, 2003
5. **Leonhard W.**, Control of electrical drives, Springer-Verlag, 2001.
6. **Yang S. M., F. C. Lin**, Loss Minimization Control of Vector Controlled Induction Motor Drives, Journal of the Chinese Institute of Engineers, Vol. 26, pp. 37-45, 2003.
7. **Ключев, В. И.**, Теория на електрозадвижването, София, Техника, 1989.

Control Systems Department
Technical University Sofia, Branch Plovdiv
25, Tsanko Dystabanov Str.
4000 Plovdiv
BULGARIA
E-mails: ijk@tu-plovdiv.bg; mishkov@tu-plovdiv.bg;