

基于无源性的感应电机最小磁场能量的效率优化控制

季筱隆, 沈传文, 孟永庆, 苏彦民
(西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安)

摘要: 借鉴互联和阻尼分配的基于无源性控制器设计的基本思想和设计方法, 依据最小磁场能量原则, 设计了一种新的效率优化的感应电机转矩跟踪控制器. 由于只针对分解后得到的电气子系统进行最小磁场能量优化和转矩跟踪控制器设计, 得到的磁通优化律不受转子电阻的影响, 且控制器不需要观测转子侧的状态变量, 因此系统具有更强的参数鲁棒性. 控制器方程是全局定义的, 不存在发散奇点, 能够跟踪快速变化的转矩和磁通给定, 从而保证了系统的动静态性能. 仿真实验结果证实, 该控制器在保证系统具有良好的动、静态性能的同时, 能有效地提高感应电机轻载时功率因数, 并取得良好的节能效果.

关键词: 无源性控制; 感应电机; 效率优化; 功率因数

中图分类号: TM301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2008)06-0728-06

Passivity-Based Efficiency Optimization Control for Induction Motor under Minimum Magnetic Energy Principle

JI Xiaolong, SHEN Chuanwen, MENG Yongqing, SU Yanmin
(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: Following the idea and approach of interconnection and damping assignment passivity-based controller design, and according to the minimum magnetic energy criterion, a new torque tracking and efficiency-optimizing controller for induction motors is presented. Because the efficiency optimizing and torque tracking aim at the electrical subsystem, the optimizing law of the rotor-flux norm is independent of the rotor resistance, and the measurements of rotor variables get unnecessary, then the robustness of the control system is enhanced. Furthermore, the control law is defined globally without controller singularities, so the dynamic and static performances are ensured by the fast tracking of the desired torque and rotor-flux norm. The simulation results validate that the power factor is improved effectively while the system keeps satisfactory dynamic and static properties.

Keywords: passivity-based control; induction motor; efficiency optimization; power factor

电机在选型时需满足系统的最大负载, 而在实际生产中绝大部分的电机却长期处于轻载状态. 目前广泛应用的变频调速系统中, 感应电机在轻载时仍处于额定磁通, 其运行效率和功率因数与额定工作点相比明显地下降. 因此, 对于长期轻载或负载变

化范围较宽的变频驱动感应电机, 依然存在很大的节能空间.

目前, 感应电机效率优化控制策略的研究主要集中在基于损耗模型控制器(LMC)与搜索算法控制器(SC). LMC方法^[1-3]可得到全局最优的效

率,且最优磁通直接由计算得到,控制速度快.但是,LMC 需要准确的电机模型和参数信息,因此其控制精度受到电机参数变化和模型准确度的影响,计算量也大于其他的控制策略. SC 方法^[1,4-5]是在电机输出功率不变的前提下,通过在线搜索的方式使输入功率达到最小,实现效率优化,但是它对输入功率的检测精度有较高的要求,而且算法的收敛速度慢,特别是输入功率函数在最小值附近比较平滑,此时容易引起系统的振荡和不稳定.此外,文献[6-7]提出了一种新的效率优化思路,但是其控制策略需要全状态观测器,控制器算法复杂,且得到的磁通优化律和控制器方程受转子电阻影响,系统的参数鲁棒性差.

1 感应电机动态模型

假设感应电机的三相绕组理想对称且正弦分布,气隙光滑,忽略磁饱和、铁耗、齿槽效应以及电机绕组中的电容效应,转子轴为刚性的,并进一步假设所有电气参数为常数并精确已知.

感应电机整体上是一个严格无源系统. 根据 IDA-PBC 设计理论^[8],感应电机可以被分解为反馈互联的电气子系统 Σ_e 和机械子系统 Σ_m ,并分别对其进行控制器设计,如图 1 所示. 在针对 Σ_e 进行控制器设计时,可以将 Σ_e 看作被控子系统, Σ_m 看作对 Σ_e 的无源扰动. 此时,为保证完整的闭环系统的全局稳定性,必须注入阻尼使电气子系统在受到 Σ_m 无源干扰的情况下,仍然严格无源.

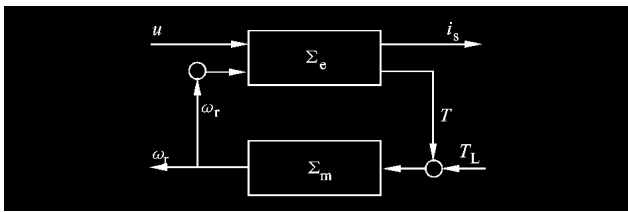


图1 感应电机无源子系统的分解

文献[8]以定子静止坐标系下的定子电流和转子旋转坐标系下的转子电流作为感应电机 Σ_e 的状态变量, $\dot{\mathbf{q}}_e = [\dot{\mathbf{q}}_{ss}^T, \dot{\mathbf{q}}_{rs}^T]^T = [i_{\alpha ss}, i_{\beta ss}, i_{\alpha rs}, i_{\beta rs}]^T$, 此时感应电机电气子系统的存储能量函数(磁场存储能量)、数学模型以及输出的电磁转矩可描述为

$$H_e = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}_e^T \mathbf{D}_e(\theta_r) \dot{\mathbf{q}}_e \quad (1)$$

$$\mathbf{D}_e(\theta_r) \ddot{\mathbf{q}}_e + \mathbf{W}_1(\theta_r) \omega_r \dot{\mathbf{q}}_e + \mathbf{R}_e \dot{\mathbf{q}}_e = \mathbf{M}_e \mathbf{u} \quad (2)$$

$$T(\dot{\mathbf{q}}_e, \theta_r) = \dot{\mathbf{q}}_e^T \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ (\mathbf{W}_1(\theta_r))_{21} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \dot{\mathbf{q}}_e \quad (3)$$

其中

$$\mathbf{D}_e(\theta_r) = \begin{bmatrix} L_s \mathbf{I}_2 & L_m e^{j n_p \theta_r} \\ L_m e^{-j n_p \theta_r} & L_r \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}; \mathbf{R}_e = \begin{bmatrix} R_s \mathbf{I}_2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & R_r \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{W}_1(\theta_r) = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & (\mathbf{W}_1(\theta_r))_{12} \\ (\mathbf{W}_1(\theta_r))_{21} & \mathbf{0} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0} & n_p L_m \mathbf{J} e^{j n_p \theta_r} \\ -n_p L_m \mathbf{J} e^{-j n_p \theta_r} & \mathbf{0} \end{bmatrix}$$

$$e^{j n_p \theta_r} = \begin{bmatrix} \cos(n_p \theta_r) & -\sin(n_p \theta_r) \\ \sin(n_p \theta_r) & \cos(n_p \theta_r) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{M}_e = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}; \mathbf{I}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = -\mathbf{J}^T$$

式中: $\theta_r, \omega_r \in \mathbb{R}$ 为转子的角度和转速; n_p 为电机极对数; L_s, L_r 和 L_m 分别为定、转子自感及互感; R_s 和 R_r 分别为定、转子电阻.

为简化计算,本文将系统变量统一至定子静止坐标系. 系统的状态变量定义为

$$\dot{\mathbf{q}}_{en} = [\dot{\mathbf{q}}_{ss}^T, \dot{\mathbf{q}}_{rs}^T]^T = [i_{\alpha ss}, i_{\beta ss}, i_{\alpha rs}, i_{\beta rs}]^T \quad (4)$$

对转子电流做坐标变换

$$\dot{\mathbf{q}}_{rs} = e^{j n_p \theta_r} \dot{\mathbf{q}}_{rr} \quad (5)$$

式(1)~式(3)可变换为

$$H_e = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}_{en}^T \mathbf{D}_{en} \dot{\mathbf{q}}_{en} \quad (6)$$

$$\mathbf{D}_{en} \ddot{\mathbf{q}}_{en} + \mathbf{W}_{1n} \omega_r \dot{\mathbf{q}}_{en} + \mathbf{R}_e \dot{\mathbf{q}}_{en} = \mathbf{M}_e \mathbf{u} \quad (7)$$

$$T = \dot{\mathbf{q}}_{en}^T \mathbf{W}_{1n} \dot{\mathbf{q}}_{en} \quad (8)$$

$$\mathbf{D}_{en} = \begin{bmatrix} L_s \mathbf{I}_2 & L_m \mathbf{I}_2 \\ L_m \mathbf{I}_2 & L_r \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}; \mathbf{W}_{1n} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ -L_m \mathbf{J} & -L_r \mathbf{J} \end{bmatrix}$$

下标 n 用于区别式(1)~式(3).

2 问题描述

最小磁场能量原则是基于感应电机本身的设计特性,即感应电机一般将其额定工作点设计为(或接近)最大效率或最大功率因数点. 在感应电机的大多数运行范围内,最小的磁场能量意味着此时电机具有最小的无功功率和最大的功率因数. 虽然这并不能保证最小的电机损耗和最大的电机效率,但是这两个问题的解是彼此相关且相近的^[6-7].

因此,感应电机运行效率优化问题可以近似为功率因数优化问题,此时感应电机的控制问题可以描述为在最小磁场能量条件下时变的负载转矩和转子磁通幅值给定的跟踪控制问题

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |T - T^*(t)| = 0; \lim_{t \rightarrow \infty} \|\lambda_r - \beta_r^*(t)\| = 0$$

$$\min(1/2) \dot{\mathbf{q}}_{en}^T \mathbf{D}_{en} \dot{\mathbf{q}}_{en} \quad (9)$$

式中: T 为输出电磁转矩; λ_r 为转子磁通向量; β_r 为

转子磁通幅值;上标*表示期望值.

3 转子磁通幅值优化方法

根据感应电机的磁链方程

$$\boldsymbol{\lambda} = [\lambda_{ss}^T, \lambda_{rs}^T]^T = [\lambda_{oss}, \lambda_{\beta ss}, \lambda_{ors}, \lambda_{\beta rs}]^T = \mathbf{D}_{en} \dot{\mathbf{q}}_{en} \quad (10)$$

以及定子静止坐标系下转子侧的电压平衡方程

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}}_{rs} - \mathbf{J} \omega_r \boldsymbol{\lambda}_{rs} + R_r \dot{\mathbf{q}}_{rs} = \mathbf{0} \quad (11)$$

式(8)可由转子磁链表达为

$$T = (1/R_r)(\dot{\lambda}_{\beta rs} \lambda_{ors} - \dot{\lambda}_{ors} \lambda_{\beta rs} - \omega_r \beta_r^2) \quad (12)$$

根据矩阵论相关知识可以求得

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}}_{rs} = \left(\left(\frac{R_r}{n_p \beta_r^*} T + \omega_r \right) \mathbf{J} + \frac{\dot{\beta}_r}{\beta_r} \mathbf{I}_2 \right) \boldsymbol{\lambda}_{rs} \quad (13)$$

为式(12)的一个显式解.将式(13)代入式(11),可求得转子电流的显式表达式

$$\dot{\mathbf{q}}_{rs} = - \left(\frac{T}{n_p \beta_r^*} \mathbf{J} + \frac{\dot{\beta}_r}{R_r \beta_r} \mathbf{I}_2 \right) \boldsymbol{\lambda}_r \quad (14)$$

再将式(14)代入式(10),就可求得定子电流的显式表达式为

$$\dot{\mathbf{q}}_{ss} = \frac{1}{L_m} \left[\left(1 + \frac{L_r \dot{\beta}_r}{R_r \beta_r} \right) \mathbf{I}_2 + \frac{L_r}{n_p \beta_r^*} T \mathbf{J} \right] \boldsymbol{\lambda}_{rs} \quad (15)$$

将式(14)、式(15)代入式(6),感应电机的磁场存储能量就可由转子磁通幅值和输出电磁转矩表达为

$$H_e = \frac{1}{2} \left(\frac{L_s}{L_m^2} \beta_r^2 + 2 \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m^2} \frac{1}{R_r} \dot{\beta}_r \beta_r + \frac{L_r}{R_r^2} \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m^2} \frac{\dot{\beta}_r^2}{R_r} + \frac{L_r}{n_p^2} \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m^2} \frac{T^2}{\beta_r^2} \right) \quad (16)$$

为简化计算,只考虑感应电机在稳态时的效率优化, \$\dot{\beta}_r=0\$,式(16)可简化为

$$H_e = \frac{1}{2} \left(\frac{L_s \beta_r^2}{L_m^2} + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m^2} \frac{L_r}{\beta_r} T^2 \right) \quad (17)$$

最后,由

$$dH_e/d\beta_r = 0$$

可求得,当

$$\beta_r^* = \frac{L_r (L_s L_r - L_m^2)}{n_p^2 L_s} T^2 \quad (18)$$

感应电机在输出电磁转矩为 \$T\$ 时,具有最小的磁场存储能量.

4 IDA-PBC 控制器的设计

假设 \$T^*\$ 连续、有界且一次和二次可微,则由式(18)计算得到的 \$\beta_r^*\$ 也将连续、有界且一次和二次可

微.同时,由式(14)和式(15)计算得到的系统状态变量给定值也将连续且有界.因此,对于由式(6)~式(8)描述的感应电机数学模型以及由式(18)给定的转子磁通幅值,根据感应电机 IDA-PBC 设计方法,可以通过阻尼注入,构造出一个

$$\mathbf{u} = \mathbf{v} - \mathbf{K}_1 \dot{\mathbf{q}}_{ss} \quad (19)$$

形式的输出反馈,使电气子系统确保严格无源.其中, \$\mathbf{v}\$ 为构造的新系统输入量, \$\mathbf{K}_1\$ 为注入阻尼矩阵,定义为

$$\mathbf{K}_1 = K_1 \mathbf{I}_2$$

根据式(8),系统的等效阻尼矩阵可定义为

$$\mathbf{R}_{es} = \mathbf{W}_{1n} \omega_r + \mathbf{R}_e + \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (20)$$

且可证明当注入阻尼矩阵系数 \$K_1 > -R_s\$ 时,等效阻尼矩阵 \$\mathbf{R}_{es}\$ 一致严格正定.根据系统严格无源的定义^[9],可证明映射 \$\mathbf{v} \rightarrow \dot{\mathbf{q}}_{ss}\$ 是严格无源的,整个闭环嵌套系统的稳定性得以保证.

如果式(19)中的 \$\mathbf{v} \in \mathbb{R}\$ 与系统状态变量期望值 \$\dot{\mathbf{q}}_e^* \in \mathbb{R}\$ 之间满足条件

$$\mathbf{M}_e \mathbf{v} = \mathbf{D}_{en} \ddot{\mathbf{q}}_{en}^* + \mathbf{R}_{es} \dot{\mathbf{q}}_{en}^* \quad (21)$$

由式(19)与式(7)构成的闭环系统动态误差方程就可描述为

$$\mathbf{D}_{en} \ddot{\tilde{\mathbf{q}}}_{en} + \mathbf{R}_{es} \dot{\tilde{\mathbf{q}}}_{en} \equiv \mathbf{0} \quad (22)$$

定义期望的能量函数为状态变量跟踪误差的二次型

$$\mathbf{H}_e^* = \frac{1}{2} \dot{\tilde{\mathbf{q}}}_{en}^T \mathbf{D}_{en} \dot{\tilde{\mathbf{q}}}_{en} \quad (23)$$

该能量函数在期望的稳定工作点必然具有最小值.将式(23)对时间求微分,并将式(22)代入可得

$$\dot{\mathbf{H}}_e^* = -\dot{\tilde{\mathbf{q}}}_{en}^T \mathbf{R}_{es} \dot{\tilde{\mathbf{q}}}_{en} \leq -\alpha \|\dot{\tilde{\mathbf{q}}}_{en}\|^2 \quad \forall t \in [0, t_1] \quad (24)$$

$$\inf_{\theta_r, \omega_r} \lambda(\mathbf{R}_{es}) \geq \alpha > 0$$

同时可求得系统状态变量跟踪误差的收敛速度为

$$\|\dot{\tilde{\mathbf{q}}}_{en}(t)\|^2 \leq m_e \|\dot{\tilde{\mathbf{q}}}_{en}(0)\|^2 e^{-\rho_e t} \quad \forall t \in [0, t_1] \quad (25)$$

\$m_e\$ 和 \$\rho_e\$ 为与时间 \$t\$ 无关常数,定义为

$$m_e = (\bar{\lambda}(\mathbf{D}_e)/\underline{\lambda}(\mathbf{D}_e))^{1/2}; \rho_e = \frac{\alpha}{\bar{\lambda}(\mathbf{D}_e)}$$

根据 Lyapunov 稳定性理论可以推论

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\tilde{\mathbf{q}}}_{en} = \mathbf{0} \quad (26)$$

且与 \$\theta_r, \omega_r\$ 以及 \$\dot{\mathbf{q}}_{en}^*\$ 的选择无关.如果电流的给定值 \$\dot{\mathbf{q}}_{en}^*\$ 有界,则 \$\omega_r, \dot{\mathbf{q}}_{en}\$ 和 \$T\$ 均有界.如果电流期望值的微分 \$\ddot{\mathbf{q}}_{en}^*\$ 有界,则实际电流的微分 \$\ddot{\mathbf{q}}_{en}\$ 及构造的新输入量 \$\mathbf{v}\$ 确保有界.

由于式(13)~式(15)为输出电磁转矩方程(12)和磁链方程(10)的显式解,因此由式(13)~式(15)作为系统状态变量的给定方程,对于期望的输出电磁转矩和由式(18)给定的转子磁通幅值必将使

$$T^* = \dot{\mathbf{q}}_{\text{en}}^{\text{T}} \mathbf{W}_{\text{ln}} \dot{\mathbf{q}}_{\text{en}}^* \quad (27)$$

$$\lambda^* = \mathbf{D}_{\text{en}} \dot{\mathbf{q}}_{\text{en}}^* \quad (28)$$

成立. 描述为误差方程的形式

$$T - T^* = \dot{\mathbf{q}}_{\text{en}}^{\text{T}} \mathbf{W}_{\text{ln}} \dot{\mathbf{q}}_{\text{en}} + 2\dot{\mathbf{q}}_{\text{en}}^{\text{T}} \mathbf{W}_{\text{ln}} \dot{\mathbf{q}}_{\text{en}}^* \quad (29)$$

$$\lambda_{\text{rs}} - \lambda_{\text{rs}}^* = L_{\text{m}} \dot{\mathbf{q}}_{\text{ss}} + L_{\text{r}} \dot{\mathbf{q}}_{\text{rs}} \quad (30)$$

可知当系统状态变量跟踪无差时,系统的输出电磁转矩和转子磁通幅值必将跟踪无差. 因此,由式(13)~式(15)、式(18)、式(19)和式(21)就构成了感应电机 IDA-PBC 的电气部分. 系统对输出电磁转矩和磁通的跟踪控制是全局指数稳定的,且感应电机具有最小的磁场能量. 如果假设感应电机在额定运行状态具有最高的功率因数,且其电感参数非时变,则

$$\beta_r^* = \beta_{\text{N}} (T^* / T_{\text{N}})^{1/2} \quad (31)$$

下标 N 表示额定值. 完整的控制系统结构见图 2.

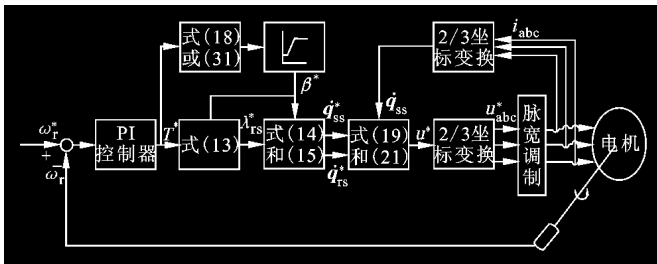
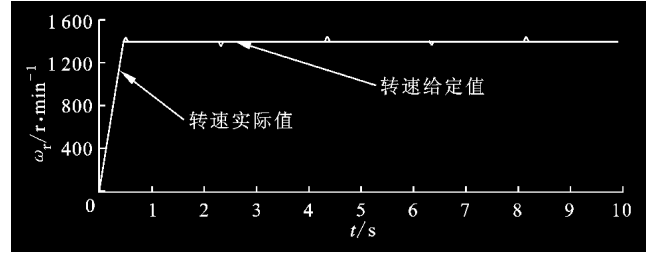


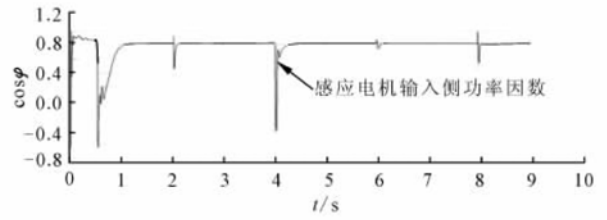
图2 控制系统结构框图

5 仿真结果

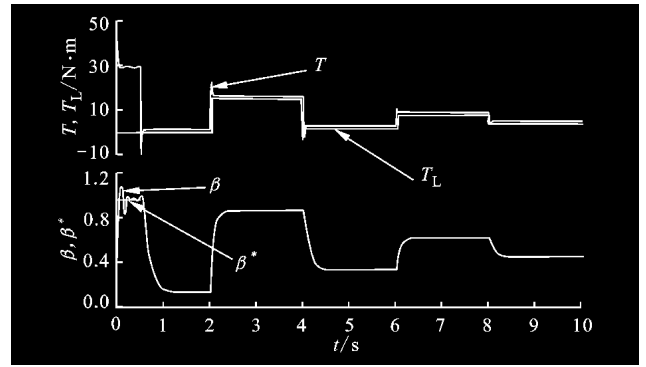
本文通过基于 MATLAB/Simulink 的仿真实验,对提出的优化算法进行了验证. 仿真实验中的电机参数 $P_{\text{N}} = 2.2 \text{ kW}$, $R_{\text{s}} = 2.798 \text{ } \Omega$, $R_{\text{r}} = 2.130 \text{ } \Omega$, $L_{\text{s}} = 0.256 \text{ H}$, $L_{\text{r}} = 0.256 \text{ H}$, $L_{\text{m}} = 0.245 \text{ H}$, $n_{\text{p}} = 2$, $J = 0.089 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $B = 0.001 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 / \text{rad}$, 忽略电机铁耗. 转子磁通幅值给定,经标么化后限幅 0.1~1,注入阻尼矩阵系数 $K_1 = 10$. 仿真实验中,电机首先在 0.5 s 内空载加速至 1 500 r/min. 加速过程完成后,从 2 s 开始在电机转子侧依次施加满载(15 N·m)、1/8 额定负载、1/2 额定负载和 1/4 额定负载. 分别记录转速跟踪、电机输入侧功率因数、输出电磁转矩和转子磁通幅值跟踪以及电机输入电压、电流波形,如图 3 所示. 为了便于系统性能的比较和分析,本文对未作效率优化、磁通开环控制的间接转子磁场定向控制,重复上述过程进行了仿真,相应的波形见图 4. 另外,为验证低速时的性能,系统以同样的加速度空载加速至



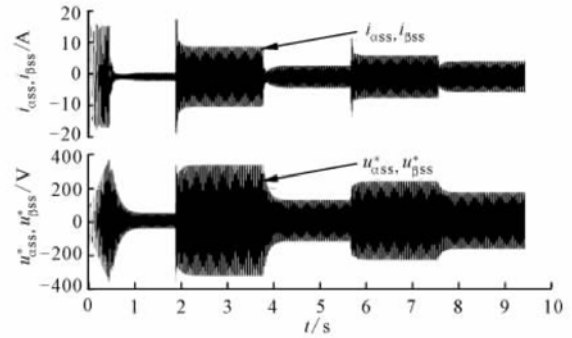
(a) 转子转速跟踪



(b) 功率因素



(c) 转矩与磁通幅值跟踪

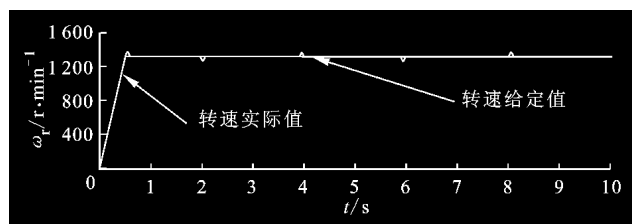


(d) 感应电机的电压与电流

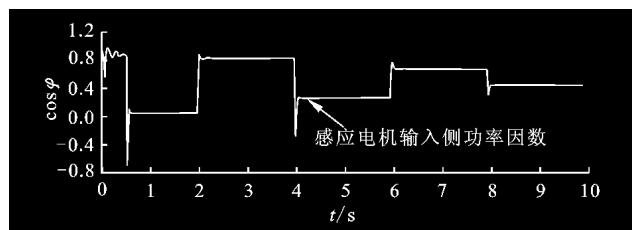
图3 最小磁场能量的 IDA-PBC 仿真波形(1 500 r/min)

300 r/min, 重复上述过程, 相应的波形见图 5 和图 6.

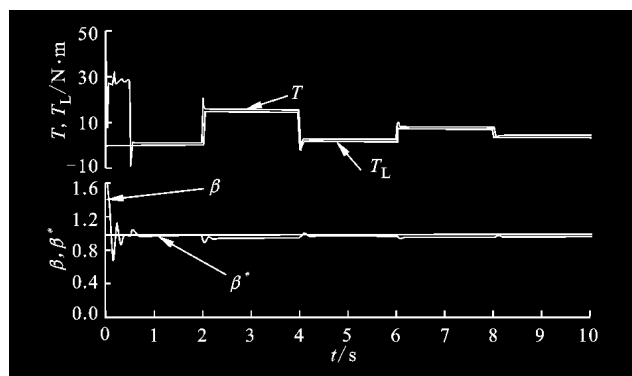
从仿真结果可以看出,未做效率优化的间接转子磁场定向控制系统在高速运行时,满载的功率因数约为 0.82,在低速运行时,满载的功率因数约为 0.88. 电机空载和轻载时,随负载的减轻功率因数显著下降. 本文提出的控制器在高、低速均保持了良好的动、静态性能和磁通跟踪能力. 在空载和轻载状况下,能将感应电机的功率因数稳定至满载时的最大功率因数 0.82 和 0.88,电机的输入电压和电流幅



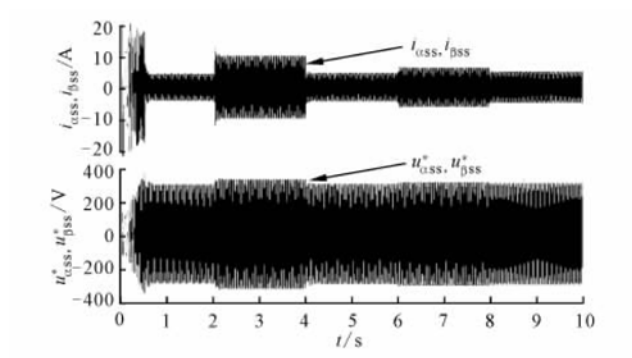
(a) 转子转速跟踪



(b) 功率因素



(c) 转矩与磁通幅值跟踪



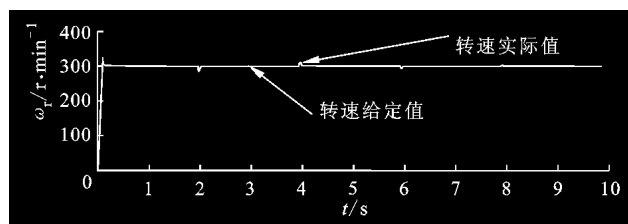
(d) 感应电机的电压与电流

图4 间接转子磁场定向仿真波形(1500 r/min)

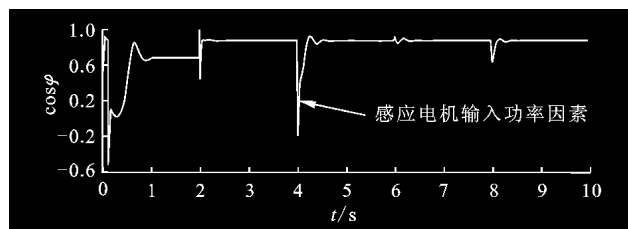
值较间接转子磁场定向控制系统也有明显下降,系统的输入视在功率大大降低,因此系统的运行效率明显提高,具有良好的节能效果.在低速的0.5~1 s内,本文提出的控制器未能将功率因数提升至满载时的0.88,这是由于转子磁通给定值下限为0.1造成的,但仍远远高于未做节能优化时的功率因数.

6 结 论

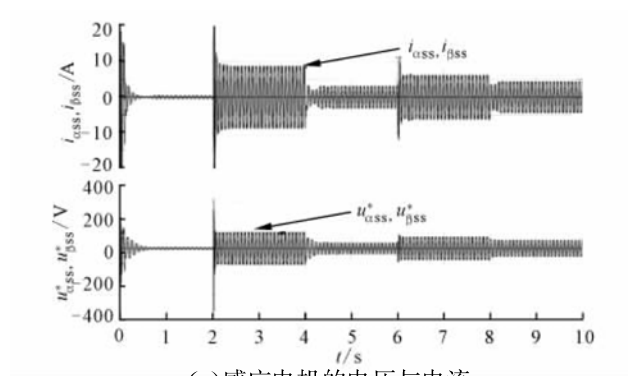
本文结合 IDA-PBC 设计方法和最小磁场能量



(a) 转子转速跟踪

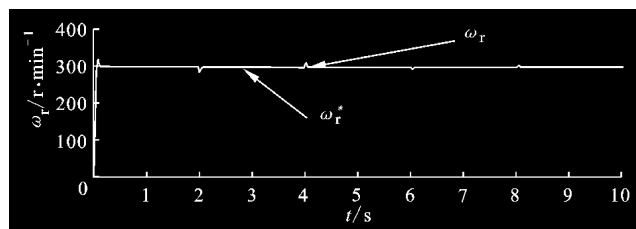


(b) 功率因数

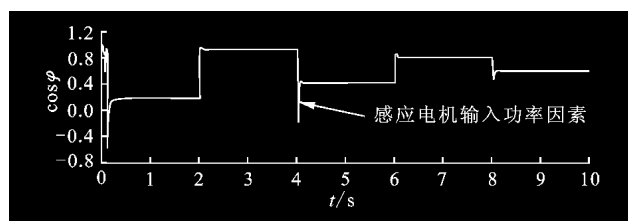


(c) 感应电机的电压与电流

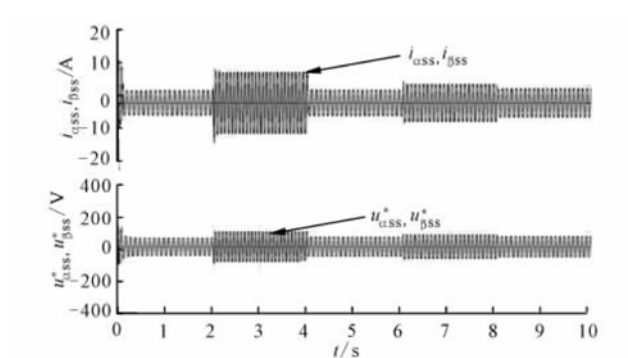
图5 最小磁场能量的 IDA-PBC 仿真波形



(a) 转子转速跟踪



(b) 功率因数



(c) 感应电机的电压与电流

图6 间接转子磁场定向仿真波形(300 r/min)

原则,以感应电机电气子系统的转矩跟踪和磁场能量最小为控制目标,设计了一种全局稳定的感应电机效率优化控制器.该控制器通过减小感应电机的磁场能量来提高感应电机轻载运行时的功率因数,以获得近似最优的运行效率.虽然该优化算法得到的只是运行效率的近似最优解,但磁通幅值的给定不受转子转速和电机电阻参数的影响,系统全局指数稳定,允许磁通幅值快速变化,从而保证了系统的参数鲁棒性和优良的动、静态性能.仿真结果证实,本文提出的控制器在保证系统优异的动静态性能的同时,能有效提高电机轻载运行时的功率因数,减小系统的输入视在功率,电机的运行效率得到明显的优化.

参考文献:

- [1] 崔纳新,张承慧,杜春水.变频调速异步电动机效率优化控制的研究进展[J].电工技术学报,2004,19(5):36-42.
- [2] FAMOURI P, CATHEY J J. Loss minimization control of an induction motor drive [J]. IEEE Trans on Ind Appl, 1991, 27(1):32-37.
- [3] ABRAHAMSEN F, BLAABIERG F, PEDERSEN J K, et al. On the energy optimized control of standard and high-efficiency induction motors in CT and HVAC applications[J]. IEEE Trans on Ind Appl, 1998, 34(4):822-831.
- [4] TA C M, HORI Y. Convergence improvement of efficiency-optimization control of induction motordrives [J]. IEEE Trans on Ind Appl, 2001, 37(6):1746-1753.
- [5] SOUSA G C D, BOSE B K, CLELAND J D. Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector-controlled induction motor drive [J]. IEEE Trans on Ind Electron, 1995, 42(2):192-198.
- [6] SELEME S I Jr, PETERSSON M, de WIT C C. The torque tracking of induction motors via magnetic energy optimization [C]// Proceedings of the 33rd IEEE Conference on Decision and Control. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1994: 1838-1843.
- [7] SELEME S I, de WIT C C. Minimum energy operation conditions of induction motors under torque control [C]// Proc of the Workshop on Motion Control for Intelligent Automation. Perufia, Italy: [s. n.], 1992 :127-133.
- [8] ORTEGA R, LORIA A, NICKLASSON P J, et al. Passivity-based control of Euler-Lagrange systems [M]. Berlin:Springer-Verlag, 1998.

(编辑 杜秀杰)