

一种内置式永磁同步电机直接转矩控制系统的效率优化方法*

童歆渝, 张兴华

(南京工业大学 电气工程与控制科学学院, 江苏 南京 211816)

摘要: 提出了一种适用于内置式永磁同步电机(IPMSM)直接转矩控制驱动系统的效率优化方法。基于考虑铁心损耗的IPMSM模型,对电机损耗与运行转速、电磁转矩以及定子磁链三者之间的关系进行了研究分析。根据典型的IPMSM直接转矩控制不使用零电压矢量的特点,对电机功率损耗计算式进行了简化,推导出在一定运行工况条件下IPMSM的效率最优定子磁链幅值。仿真结果验证了该方法不仅可以保持直接转矩控制动态响应的快速性,而且有效地提高了电机在稳态运行时的效率。

关键词: 内置式永磁同步电机; 直接转矩控制; 损耗模型; 效率优化

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)11-0015-06

An Efficiency-Optimizing Method for Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives*

TONG Xinyu, ZHANG Xinghua

(School of Electrical Engineering and Control Science, Nanjing Tech University, Nanjing 211816, China)

Abstract: An efficiency-optimizing control method for direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) was proposed. Based on the model of IPMSM taking into account iron losses, the dependences of power losses on the output torque, speed and stator flux were analyzed in detail. According to the characteristics of the classical direct torque control which did not use the zero voltage space vectors, the expression of the power losses could be simplified. The stator flux linkages which achieved the maximum efficiency were obtained in the different operating conditions. The simulation results showed that the proposed control method not only preserved the fast torque dynamic response of the direct torque controlled driving system, but also improved the efficiency of the motor in steady state operation.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); direct torque control; power loss model; efficiency optimization

0 引言

内置式永磁同步电机(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)具有效率高、功率密度大、调速范围宽等优点,广泛应用于各种电力传动和伺服驱动系统。如何减少电机损耗和提高效率一直是热门的研究方向。为提高电机运

行效率,除了对电机本体进行优化设计外,采用效率优化控制技术也是一条有效的途径。

磁场定向控制(Field-Oriented Control, FOC)策略是高性能的永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)驱动系统最常采用的技术。表贴式PMSM,由于交直流电感相等,一般采用 $i_{ds}=0$ 的矢量控制;而IPMSM,由于其凸极效

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51477073);江苏省自然科学基金项目(BK20161549)

作者简介: 童歆渝(1990—),男,硕士研究生,研究方向为电机驱动控制技术。

张兴华(1963—),男,博士,教授,研究方向为电机驱动控制和复杂系统控制。

应,为了充分利用磁阻转矩,通常采用最大转矩电流比(Maximum Torque Per Ampere, MTPA)控制。矢量控制方法能够获得优良的转矩与转速控制性能,但在节能和效率方面并非最优^[1-2]。

目前, PMSM 的效率优化控制方法主要可以划分为两类^[3]: (1) 基于损耗模型的控制; (2) 输入功率最小控制。这些方法主要是面向 PMSM 的磁场定向控制系统, 优化控制变量通常为定子电流或转子磁链^[4-6]。针对 PMSM 直接转矩控制系统, 以定子磁链为优化控制变量的效率优化方法, 则研究较少^[7]。

本文研究对象为 IPMSM, 主要研究其直接转矩控制驱动系统的效率优化方法。利用典型 IPMSM 直接转矩控制不采用零电压矢量的特点, 通过理论分析, 对电机功率损耗计算式进行简化处理, 将电机效率优化问题转化成对一个简单目标函数的优化问题。该方法得到的定子磁链参考值可使电机在稳态运行时获得最大的效率, 并能够充分地利用磁阻转矩以获得快速的转速动态响应。仿真结果验证了该方法的有效性。

1 计及铁心损耗的 IPMSM 模型

图 1 所示为在转子同步旋转坐标系 (d - q 坐标系) 中, 考虑铁心损耗的 IPMSM 的等效电路模型^[8]。

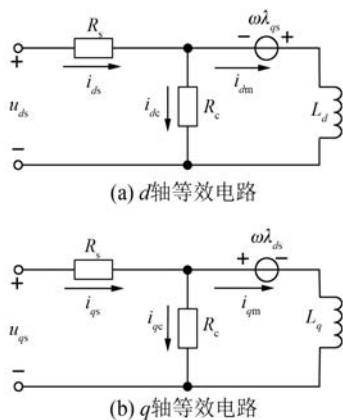


图 1 IPMSM 的等效电路模型

根据图 1 的电机模型可得电压方程为

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + p\lambda_{ds} - \omega\lambda_{qs} \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + p\lambda_{qs} + \omega\lambda_{ds} \end{cases} \quad (1)$$

电流方程为

$$\begin{cases} i_{ds} = i_{dm} + i_{dc} \\ i_{qs} = i_{qm} + i_{qc} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} i_{dc} = \frac{L_d p i_{dm} - \omega L_q i_{qm}}{R_c} \\ i_{qc} = \frac{L_q p i_{qm} + \omega(L_d i_{dm} + \lambda_f)}{R_c} \end{cases} \quad (3)$$

磁链方程为

$$\begin{cases} \lambda_{ds} = L_d i_{dm} + \lambda_f \\ \lambda_{qs} = L_q i_{qm} \end{cases} \quad (4)$$

式中: u_{ds} 、 u_{qs} ——定子电压的 d 、 q 轴分量;

i_{ds} 、 i_{qs} ——定子电流的 d 、 q 轴分量;

p ——微分算子;

λ_{ds} 、 λ_{qs} ——定子磁链的 d 、 q 轴分量;

ω_r ——转子机械转速;

ω ——同步转速, $\omega = p\omega_r$;

p ——极对数;

i_{dc} 、 i_{qc} —— d 、 q 轴铁心损耗电流;

i_{dm} ——定子电流的 d 轴磁化分量, $i_{dm} = i_{ds} - i_{dc}$;

i_{qm} ——定子电流的 q 轴转矩分量, $i_{qm} = i_{qs} - i_{qc}$ 。

电机运动方程为

$$Jp\omega_r = T_e - T_L - B\omega_r \quad (5)$$

其中, 磁转矩 T_e 为

$$T_e = \frac{3}{2}p[\lambda_f i_{qm} + (L_d - L_q)i_{qm}i_{dm}] \quad (6)$$

2 效率优化控制方法

2.1 电气损耗分析

通常电机损耗包括机械损耗和电气损耗。机械损耗主要由风阻损耗和摩擦损耗构成, 与电机的转速有关, 一般不可控。然而电气损耗可控, 由定子铜耗和铁心损耗所组成。对于 PMSM 来说, 铜耗是定子绕组上的损耗, 铁心损耗主要由磁滞损耗和涡流损耗构成。其中, 铜损耗为

$$\begin{aligned} P_{Cu} &= \frac{3}{2}R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) = \\ &\frac{3}{2}R_s\left\{\left(i_{dm} - \frac{\omega L_q i_{qm}}{R_c}\right)^2 + \left[i_{qm} + \frac{\omega(L_d i_{dm} + \lambda_f)}{R_c}\right]^2\right\} = \\ &\frac{3}{2}R_s\left[\left(\frac{\lambda_{ds} - \lambda_f}{L_d} - \frac{\omega\lambda_{qs}}{R_c}\right)^2 + \left(\frac{\lambda_{qs}}{L_q} + \frac{\omega\lambda_{ds}}{R_c}\right)^2\right] \end{aligned} \quad (7)$$

铁心损耗 P_{Fe} 为

$$P_{Fe} = \frac{3}{2} R_c (i_{dc}^2 + i_{qc}^2) = \frac{3}{2} \omega^2 \frac{[(\lambda_f + L_d i_{dm})^2 + (L_q i_{qm})^2]}{R_c} = \frac{3}{2} \omega^2 \frac{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2}{R_c} \quad (8)$$

电机运行时的总电气损耗为

$$P_{Loss} = P_{Cu} + P_{Fe} \quad (9)$$

不计机械损耗时电机的效率可写成:

$$\eta = \frac{P_{Out}}{P_{Out} + P_{Loss}} \times 100\% \quad (10)$$

式中: P_{Out} ——电机输出机械功率, $P_{Out} = \omega_r T_e$ 。

电机运行达到稳定状态时,电机的转速与输出转矩不变,则有:

$$T_e = \frac{3}{2} p \lambda_{qs} \left[\frac{\lambda_f}{L_d} + \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \lambda_{ds} \right] = T_L + B \omega_r = T_{ss} \quad (11)$$

式中: T_{ss} ——电机运行达到稳态时的输出转矩。

由式(11)可得:

$$\lambda_{qs} = \frac{T_{ss}}{\frac{3}{2} p \left[\frac{\lambda_f}{L_d} + \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \lambda_{ds} \right]} \quad (12)$$

将式(12)代入式(7)~式(9)中,可知电机运行达到稳态时,电机的损耗为定子磁链 d 轴分量 λ_{ds} 的函数。

图2所示为电机稳态运行时(设转速 $n_r = 1000$ r/min, $T_e = 2$ N·m),电机损耗与定子磁链 d 轴分量的关系。

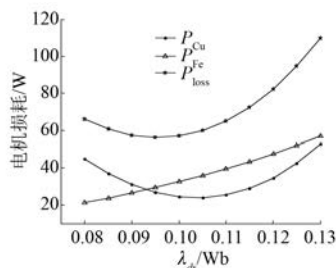


图2 铁耗、铜耗与总损耗随定子磁链 d 轴分量的变化曲线

2.2 效率优化方法

由于 IPMSM 的铜耗与定子电流幅值的平方成正比,采用 MTPA 控制,可使一定工况条件下的定子电流幅值极小,减小铜耗;而铁耗近似与气隙

磁链平方成正比,可采用弱磁控制,通过控制定子电流的励磁分量减小气隙磁链幅值,减小铁心损耗。电机的效率最优控制即在一定工况运行条件下,使电机的可控损耗(铜耗与铁耗之和)极小。

设电机处于稳态运行状态,由图1可知铁心损耗电流 i_{dc} 和 i_{qc} 分别为

$$i_{dc} = \frac{u_{ds} - R_s i_{dm}}{R_c + R_s} \quad (13)$$

$$i_{qc} = \frac{u_{qs} - R_s i_{qm}}{R_c + R_s} \quad (14)$$

定子电流 d 、 q 分量 i_{ds} 和 i_{qs} 分别为

$$i_{ds} = \frac{u_{ds} + R_c i_{dm}}{R_c + R_s} \quad (15)$$

$$i_{qs} = \frac{u_{qs} + R_c i_{qm}}{R_c + R_s} \quad (16)$$

将式(13)~式(16)代入式(9)整理后可得电机总损耗为

$$P_{Loss} = \frac{3}{2} \frac{u_s^2}{R_s + R_c} + \frac{3}{2} \frac{R_c R_s}{R_s + R_c} \left[\left(\frac{\lambda_{ds} - \lambda_f}{L_d} \right)^2 + \left(\frac{\lambda_{qs}}{L_q} \right)^2 \right] \quad (17)$$

对于采用二电平逆变器供电的 IPMSM 直接转矩控制系统,由于不采用零矢量,任一时刻逆变器输出6个非零电压矢量中的一个,其相位变化,但幅值相同,均为 $2U_{dc}/3$ (U_{dc} 为直流母线电压)。因此,式(17)可写成:

$$P_{Loss} = \frac{2}{3} \frac{U_{dc}^2}{R_s + R_c} + \frac{3}{2} \frac{R_c R_s}{R_s + R_c} \left[\left(\frac{\lambda_{ds} - \lambda_f}{L_d} \right)^2 + \left(\frac{\lambda_{qs}}{L_q} \right)^2 \right] \quad (18)$$

由于式(18)中的第一项为常数,为使 P_{Loss} 极小,只需使式(18)中的第二项极小,即使目标函数 J 极小:

$$J = \left(\frac{\lambda_{ds} - \lambda_f}{L_d} \right)^2 + \left(\frac{\lambda_{qs}}{L_q} \right)^2 \quad (19)$$

目标函数曲面如图3所示。

为获得一定工况运行条件下(转速和负载转矩一定, T_{ss} 为定值)的最优定子磁链,将式(12)代入式(18),则电气损耗可写成 $P_{Loss} = f(\lambda_{ds}, T_{ss})$ 。当电机处于稳态运行时,为使电机损耗 P_{Loss} 极小,

只需使 $\frac{dP_{Loss}}{d\lambda_{ds}} = \frac{dJ}{d\lambda_{ds}} = 0$, 从而有:

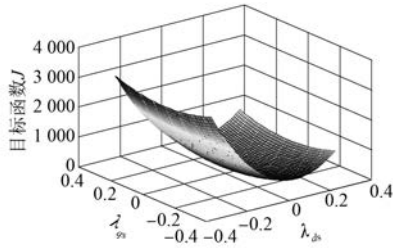


图3 目标函数曲面

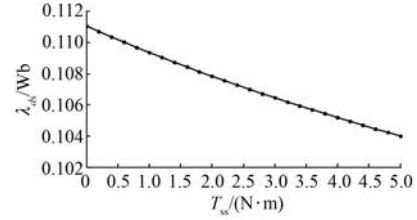


图4 最优定子磁链 d 轴分量与稳态转矩

$$\frac{2(\lambda_{ds} - \lambda_f)}{L_d^2} - \left(\frac{2T_{ss}}{3pL_q}\right)^2 \frac{2\left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d}\right)}{\left[\frac{\lambda_f}{L_d} + \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d}\right)\lambda_{ds}\right]^3} = 0 \quad (20)$$

式(20)整理后可写成:

$$\lambda_{ds}^4 + k_3\lambda_{ds}^3 + k_2\lambda_{ds}^2 + k_1\lambda_{ds} + k_0 = 0 \quad (21)$$

其中: $k_3 = \lambda_f(4\rho^3 - 9\rho^2 + 6\rho - 1)/(1 - \rho)^3$;

$$k_2 = \lambda_f^2(9\rho^2 - 6\rho^3 - 3\rho)/(1 - \rho)^3$$

$$k_1 = \lambda_f^3(4\rho^3 - 3\rho^2)/(1 - \rho)^3$$

$$k_0 = -\left[\frac{4T_{ss}^2 L_d}{9n_p^2}(L_d - L_q) + \lambda_f^4 \rho^3\right]/(1 - \rho)^3$$

$$\rho = \frac{L_q}{L_d}$$

对于参数如表 1 所示的测试电机,计算可得: $k_3 = -0.7106$, $k_2 = 0.1862$, $k_1 = -0.0212$, $k_0 = -1.1798 \times 10^{-6} T_{ss}^2 + 0.000879$ 。若取 $T_{ss} = 0 \sim 5 \text{ N}\cdot\text{m}$, 对应于每一个不同的 k_0 , 求解式(21), 可得相应的最优定子磁链的 d 轴分量 λ_{ds} 。

表 1 IPMSM 参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定功率 P_N/kW	1.3	极对数 p	4
额定电压 U_N/V	220	定子电阻 R_s/Ω	1.34
额定电流 I_N/A	5	d 轴电感 L_d/mH	7.76
额定转矩 $T_e/(\text{N}\cdot\text{m})$	5	q 轴电感 L_q/mH	17
额定转速 $n_r/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	2500	永磁磁链 λ_f/Wb	0.109
铁损电阻 R_c/Ω	99	转子惯量 $J_r/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.008

图 4 是不同的稳态转矩 T_{ss} 对应的最优定子磁链 d 轴分量 λ_{ds} 。采用多项式拟合的方法反解出 $\lambda_{ds} = f(T_{ss})$ 的多项式为

$$\lambda_{ds} = 0.00017T_{ss}^2 - 0.0017T_{ss} + 0.1110 \quad (22)$$

将 λ_{ds} 代入式(12)可得最优定子磁链的 q 轴

分量 λ_{qs} , 从而可得一定的运行工况条件下使电机效率最优的定子磁链幅值为 $\lambda_s^{\text{opt}} = \sqrt{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2}$ 。

3 效率最优的直接转矩控制系统

通过上述分析,可得效率最优的 IPMSM 直接转矩控制系统的结构框图如图 5 所示。

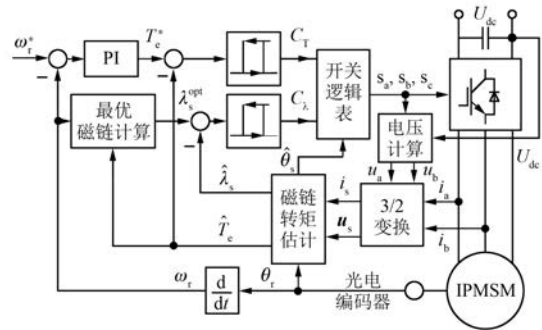


图5 IPMSM 的效率最优直接转矩控制系统

图 5 中的最优磁链计算模块,可以计算得到电机效率最大时的定子磁链给定值。 i_s 是静止坐标系(α - β)中的定子电流矢量,经过传感器测得的三相电流 i_a 和 i_b 经 3/2 变换后可得;同理,静止坐标系下的定子电压矢量 u_s 可以由传感器测得的直流母线电压 U_{dc} 和逆变器开关状态(s_a, s_b, s_c)计算得到两相电压 u_a 和 u_b ,再经 3/2 变换后可得;2 个滞环比较器分别用来调节转矩和磁链,其输入分别是转矩误差 $\Delta T_e = T_e^* - T_e$ 和磁链误差 $\Delta \lambda_s = \lambda_s^{\text{opt}} - \lambda_s$,输出为控制变量 C_T 和 C_λ 。 $C_T = 1$ 表示转矩小于参考转矩,此时需要增大转矩,需要选择使转矩增大的电压矢量。 $C_T = 0$ 则表示转矩大于参考转矩,此时则要减小转矩,需要选择使转矩减小的电压矢量。控制变量 C_λ 同理可知。通过以上控制方式,再结合定子磁链所在的扇区 $\theta(i)$,可得直接转矩的开关逻辑表。表 2 所示为不包含零矢量的逆变器开关逻辑表。图 6 所示为 6 个非零的空间电压矢量与定子磁链所处的空间区域。

表 2 开关逻辑表

N	$\theta_s(1)$	$\theta_s(2)$	$\theta_s(3)$	$\theta_s(4)$	$\theta_s(5)$	$\theta_s(6)$	
$C_\lambda=1$	$C_T=1$	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1
	$C_T=0$	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5
$C_\lambda=0$	$C_T=1$	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1	U_2
	$C_T=0$	U_5	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4

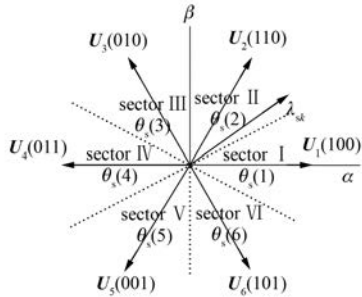


图 6 空间电压矢量

系统中定子磁链幅值 λ_s 和磁链角 θ_s 由式 (23) 的电压模型估算, 式中变量下标 α 和 β 表示静止两相坐标系中的变量。

$$\begin{cases} \hat{\lambda}_{\alpha s} = \int (u_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \approx \int u_{\alpha s} dt \\ \hat{\lambda}_{\beta s} = \int (u_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \approx \int u_{\beta s} dt \\ \hat{\lambda}_s = \sqrt{\hat{\lambda}_{\alpha s}^2 + \hat{\lambda}_{\beta s}^2} \\ \hat{\theta}_s = \arctan\left(\frac{\hat{\lambda}_{\beta s}}{\hat{\lambda}_{\alpha s}}\right) \end{cases} \quad (23)$$

电磁转矩估计值由式(24)计算:

$$\hat{T}_e = \frac{3p\hat{\lambda}_s}{2L_d L_q} [2\lambda_l L_q \sin\delta - \hat{\lambda}_s (L_q - L_d) \sin 2\delta] \quad (24)$$

其中: $\delta = \hat{\theta}_s - \theta_r$ 。

4 仿真结果

为验证本文提出的 IPMSM 直接转矩控制系统效率优化方法的有效性, 在 MATLAB/Simulink 中建立了系统仿真模型。仿真中采用的 IPMSM 参数如表 1 所示。

仿真采用的参数如下: 转速 PI 控制器参数 $K_p=0.2, K_i=10$, 转矩输出限幅 $T_{emax} = \pm 5 \text{ N}\cdot\text{m}$; 转矩滞环比较器的带宽设为 $\Delta T_b = 0.1 \text{ N}\cdot\text{m}$, 磁链滞环控制器的带宽为 $\Delta \lambda_b = 0.01 \text{ Wb}$; 仿真时采样周期设为 $T_s = 100 \mu\text{s}$, 转速控制周期取 $10T_s$ 。转速

给定值为 $n_r = 1500 \text{ r/min}$, 电机带负载 $T_L = 1 \text{ N}\cdot\text{m}$ 起动, $t = 0.7 \text{ s}$ 时负载跳变为 $T_L = 4 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。图 7 所示为仿真得到的效率最优 IPMSM 直接转矩控制的定子电流、转速和输出转矩响应曲线。从图 7 可知, 起动时转矩的动态响应很快, 且转速上升较为平稳。与采用 $i_{ds} = 0$ 的直接转矩控制 ($i_{qs}^* = \frac{2T_e}{3p\lambda_f}, \lambda_s^* = \lambda_{qs}^* = L_q i_{qs}^*$) 的转矩与转速响应性能几乎相同(限于篇幅本文省略了 $i_{ds} = 0$ 的直接转矩控制的结果)。

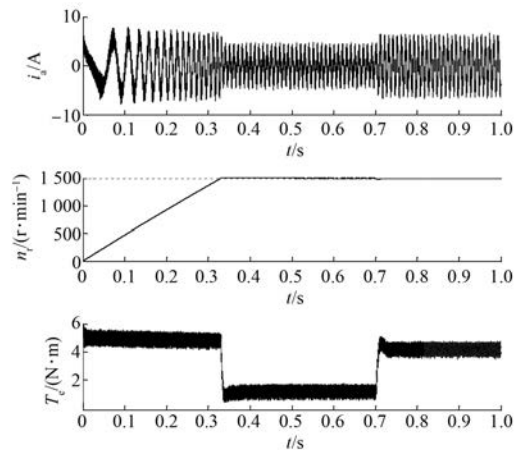


图 7 效率最优直接转矩控制仿真结果

图 8 所示为两种不同定子磁链给定方法 ($i_{ds} = 0$ 和效率最优直接转矩控制) 所得到的电机运行效率曲线。从图 8 可见, 效率最优直接转矩控制较之 $i_{ds} = 0$ 直接转矩控制, 在 20% 的额定负载 ($T_L = 1 \text{ N}\cdot\text{m}$) 运行条件下, 效率提高了约 2%; 在 80% 额定负载 ($T_L = 4 \text{ N}\cdot\text{m}$) 运行条件下, 效率提高了约 1.5%。仿真结果验证了效率最优方法的有效性。

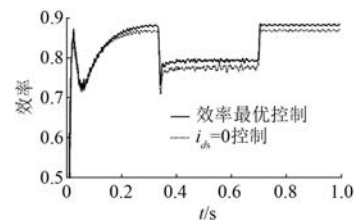


图 8 效率最优控制与 $i_{ds} = 0$ 控制的效率比较

5 结 语

提出了一种 IPMSM 的高效率快速响应控制

方法。该方法将直接转矩控制与效率优化方法相结合,在保持直接转矩控制具有的动态响应快和鲁棒性好等优点的同时,可以有效减小电机稳态运行时功率损耗,提高电机的运行效率。该方法可应用于高性能的 PMSM 驱动系统,尤其适用于有限能源供电的应用场合,提高电机驱动系统的综合性能。

【参考文献】

- [1] JEONG Y S, SUL S K, HITI S, et al. Online minimum-copper-loss control of an interior permanent magnet synchronous machine for automotive applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 24(4): 1071-1082.
- [2] MADEMLIS C, KIOSKERIDIS I, MARGARIS N. Optimal efficiency control strategy for interior permanent-magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2004, 19(4): 715-723.
- [3] AZVEDO F, UDDIR M N. Recent advances in loss minimization algorithms for IPMSM drives [C] // IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Vancouver, 2014: 1-9.
- [4] MORIMOTO S, TONG Y, TAKEDA Y, et al. Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 1994, 41(5): 511-517.
- [5] LEE J, NAM K H, CHOI S H, et al. Loss-minimizing control of PMSM with the use of polynomial approximations [J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2009, 24(4): 1071-1082.
- [6] CAVALLARO C, TOMMASO A O D, MICELI R, et al. Efficiency enhancement of permanent magnet synchronous motor drives by online loss minimization approaches [J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2005, 52(4): 1153-1159.
- [7] CAO M F. Online loss minimization control of IPMSM for electric scooters [C] // International Power Electronics Conference (IPEC), 2010: 1388-1392.
- [8] ZADEH S V, KHAYAMY M. Efficiency-optimizing direct torque control of permanent magnet synchronous machines with fastest start up [C] // 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD), 2008: 218-224.
- 收稿日期: 2018-05-31
-
- (上接第 14 页)
- [11] 杨钢,邓智泉,曹鑫,等.无轴承开关磁阻电机平均悬浮力控制策略[J].航空学报,2009,30(3): 505-511.
- [12] 叶霜.无轴承开关磁阻电机的基础研究[D].南京:南京航空航天大学,2003.
- [13] 项倩雯,嵇小辅,孙玉坤,等.单绕组磁悬浮开关磁阻电机的原理与解耦控制[J].电机与控制学报, 2012, 16(11): 22-28.
- [14] 杨艳.无轴承开关磁阻电机的减振控制策略[J].中国电机工程学报, 2014, 34(33): 5910-5917.
- [15] 张倩影,邓智泉,杨艳.无轴承开关磁阻电机转子质量偏心补偿控制[J].中国电机工程学报, 2011, 31(21): 128-134.
- [16] 王喜莲,葛宝明.磁浮开关磁阻电机径向悬浮逆系统方法控制[J].电机与控制学报, 2009, 13(3): 356-360.
- [17] 王喜莲,葛宝明,赵楠.磁浮开关磁阻电机悬浮力的反馈线性化 PID 控制[J].中国电机工程学报, 2009, 29(15): 114-118.
- [18] 孙玉坤,袁野,黄永红,等.磁悬浮开关磁阻电机及其关键技术发展综述[J].电工技术学报, 2015, 30(22): 1-8.
- 收稿日期: 2018-05-31