

考虑铁损的电动汽车用感应电机矢量控制及其能量优化策略

李珂, 张承慧, 崔纳新

(山东大学控制科学与工程学院, 山东 济南 250061)

摘要: 电动汽车用感应电机励磁电感一般较小, 高速时铁损大, 采用经典矢量控制策略存在轻载低效和由忽略铁损引起的控制不精确等问题. 首先根据同步旋转坐标系下考虑铁损的感应电机动态数学模型, 分析了铁损对按转子磁场定向矢量控制的影响, 给出了动态和稳态两种补偿方案. 然后从调节磁通水平的角度, 提出了一种基于损耗模型的感应电机能量优化控制策略, 并讨论了铁损等效电阻变化对优化控制的影响. 仿真和实验结果表明, 给出的补偿控制策略克服了经典矢量控制磁场定向及转矩控制不准确的缺陷; 提出的能量优化控制策略不但节能效果明显, 而且具有寻优速度快、转矩和转速波动小等优点, 为高性能要求的电动汽车电驱动系统高效运行提供了有效途径.

关键词: 电动汽车; 铁损; 感应电机; 损耗模型; 能量优化

中图分类号: TM346 **文献标识码:** A

Vector control of induction motor for electric vehicles considering iron losses and its energy optimization strategy

LI Ke, ZHANG Cheng-hui, CUI Na-xin

(School of Control Science and Engineering, Shandong University, Jinan Shandong 250061, China)

Abstract: Electric vehicle induction motors(IM)are usually characterized by their low magnetizing inductance, which causes a significant amount of iron losses especially in high-speed operation. Classical vector control is notorious by its low efficiency under light load and inaccurate control by neglecting iron losses. Firstly, a structure diagram of the IM is proposed in a synchronously rotating frame of reference based on its dynamic mathematical model including iron losses. The effects of iron losses on performance of rotor flux oriented controlled IM are then discussed, and the compensation strategies are also given under both steady-state and transient operations. Moreover, the losses of IM in operation are discussed and an energy optimization control strategy of IM driving system based on loss model is proposed, the effects of iron equivalent resistance variation on energy optimization are analyzed as well. Finally, experimental and simulation results show that the compensation strategy provides good performance on flux and torque control, and the energy optimization strategy improves the motor efficiency remarkably and has advantages of high optimization speed, small torque and speed fluctuation, which provide a sound solution for a good performance and high efficiency IM drive system for electric vehicles.

Key words: electric vehicle; iron losses; induction motor(IM); loss model; energy optimization

1 引言(Introduction)

现代电动汽车融合了电力电子、机械、控制、材料、化工等诸多方面高新技术, 对能源安全和环境保护有重要意义, 是21世纪极具市场潜力的绿色产业^[1,2]. 选用感应电机为驱动电机的电动汽车通常采用矢量控制策略来满足其控制性能要求. 为了使用简单, 经典矢量控制是基于忽略铁损的感应电机数学模型的. 然而, 对于电动汽车而言, 为了在高速行驶时仍然可以获得较好的转矩电流调节能力, 要求

电机的反电动势小. 选用励磁电感 L_m 小的电机可减少高速时的反电动势, 但会影响电机转矩输出能力, 常以减少定子线圈匝数和增加线圈电流密度来解决这一矛盾. 较小的 L_m 可以降低反电动势, 提高输入电压的利用率, 但同时也会带来较大的电流纹波, 导致电机铁损增加, 这在电机运行于高速区时尤为明显^[3]. 在这类系统中, 铁损对电机的各项控制性能产生的影响不容忽略. 另外, 续驶里程不足仍然是制约电动汽车商业化发展的主要瓶颈^[1,2], 必须最大限度

地提高驱动系统的效率,有效地利用有限的能量.经典矢量控制在轻载时采用额定磁通产生过度铁损使电机效率降低,亟需结合能量优化控制策略来解决此问题.

关于铁损对感应电机控制性能影响^[3,4]和感应电机能量优化控制^[5~8]的研究已经引起国内外学者的广泛关注.本文从建立同步旋转坐标系下考虑铁损的感应电机动态数学模型入手,分析了铁损对按转子磁场定向矢量控制的影响,给出了补偿方案,同时提出了一种基于损耗模型的感应电机变频驱动系统能量优化控制策略.仿真和实验结果表明,给出的补偿控制策略克服了经典矢量控制磁场定向及转矩控制不准确的缺陷;通过对比实验验证了提出的能量优化控制策略明显的节能效果,该优化策略同时具有寻优速度快、转矩和转速波动小等优点.

2 考虑铁损的感应电机动态数学模型(Dynamic mathematical model of IM considering iron losses)

在电机模型中考虑铁损,可根据铁损产生机理,在通常采用的模型基础上,增加两个铁损等效绕组,得电压方程:

$$U_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_1 \psi_{qs} + p\psi_{ds}, \quad (1a)$$

$$U_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_1 \psi_{ds} + p\psi_{qs}, \quad (1b)$$

$$U_{dr} = R_r i_{dr} - \omega_s \psi_{qr} + p\psi_{dr}, \quad (1c)$$

$$U_{qr} = R_r i_{qr} + \omega_s \psi_{dr} + p\psi_{qr}, \quad (1d)$$

$$p\psi_{dm} = R_{fe} i_{dfe} + \omega_1 \psi_{qm}, \quad (1e)$$

$$p\psi_{qm} = R_{fe} i_{qfe} - \omega_1 \psi_{dm}, \quad (1f)$$

磁链方程:

$$\psi_{ds} = L_{ls} i_{ds} + \psi_{dm}, \quad (2a)$$

$$\psi_{qs} = L_{ls} i_{qs} + \psi_{qm}, \quad (2b)$$

$$\psi_{dr} = L_{lr} i_{dr} + \psi_{dm}, \quad (2c)$$

$$\psi_{qr} = L_{lr} i_{qr} + \psi_{qm}, \quad (2d)$$

$$\psi_{dm} = L_m i_{dm}, \quad (2e)$$

$$\psi_{qm} = L_m i_{qm}. \quad (2f)$$

各电流关系:

$$i_{dm} + i_{dfe} = i_{ds} + i_{dr}, \quad (3a)$$

$$i_{qm} + i_{qfe} = i_{qs} + i_{qr}. \quad (3b)$$

转矩方程:

$$T_e = n_p \frac{L_m}{L_r} [\psi_{dr} (i_{qs} - i_{qfe}) - \psi_{qr} (i_{ds} - i_{dfe})]. \quad (4)$$

其中: R_s, R_r, R_{fe} 分别为定、转子及铁损等效电阻; L_{ls}, L_{lr} 为定、转子漏感; n_p 为电机极对数; $U_{ds}, U_{qs},$

$U_{dr}, U_{qr}, i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}$ 分别为定、转子 d, q 轴电压、电流; $i_{dfe}, i_{qfe}, i_{dm}, i_{qm}$ 分别为 d, q 轴铁损绕组、励磁电流; $\omega_1, \omega_s, \omega_r$ 分别为同步、转差、转子角频率; $\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{dr}, \psi_{qr}, \psi_{dm}, \psi_{qm}$ 分别为 d, q 轴定、转子及主磁链; T_e 为电磁转矩.

根据式(1)~(4)可得到图1所示的考虑铁损的感应电机在 d, q 轴下的等效电路.

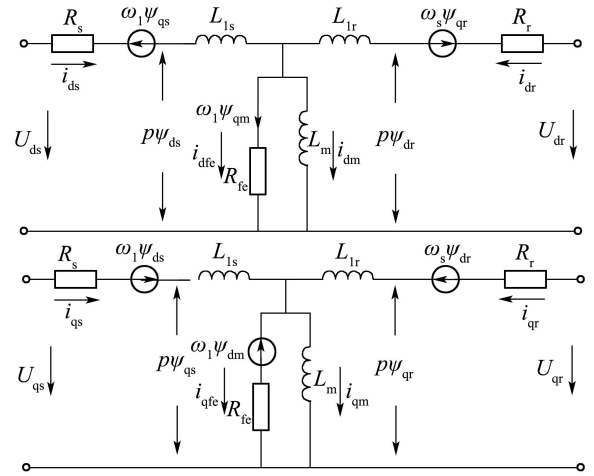


图1 考虑铁损的感应电机同步旋转坐标系等效电路
Fig. 1 Equivalent circuit of IM in synchronously rotating frame of reference considering iron losses

3 铁损对按转子磁场定向矢量控制的影响及其补偿(Effects of iron losses on performance of rotor flux oriented controlled IM and its compensation strategies)

对于按照转子磁场定向的间接矢量控制系统,应满足如下关系:

$$\psi_{dr} = \psi_r, \quad \psi_{qr} = 0. \quad (5)$$

代入式(1c)(1d), 整理得

$$i_{dr} = -\frac{p\psi_r}{R_r}, \quad (6)$$

$$i_{qr} = -\frac{\omega_s \psi_r}{R_r}, \quad (7)$$

$$\omega_s = -\frac{R_r i_{qr}}{\psi_r}. \quad (8)$$

将式(5)~(7)代入式(2c)(2d), 得

$$\psi_r = \frac{L_m i_{dm}}{1 + \frac{L_{lr}}{R_r} p}, \quad (9)$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_{lr}} i_{qm}, \quad (10)$$

$$\omega_s = \frac{R_r L_m i_{qm}}{\psi_r L_{lr}}, \quad (11)$$

$$T_e = n_p \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{qm}. \quad (12)$$

将式(6)和式(1e)代入式(3a), 式(10)和式(1f)代入式(3b),

$$i_{ds} = \left(\frac{L_r}{L_{lr}} + \frac{L_m}{R_{fe}}p\right)i_{dm} - \frac{L_m\omega_1}{R_{fe}}i_{qm} - \frac{\psi_r}{L_{lr}}, \quad (13)$$

$$i_{qs} = \left(\frac{L_r}{L_{lr}} + \frac{L_m}{R_{fe}}p\right)i_{qm} + \frac{L_m\omega_1}{R_{fe}}i_{dm}. \quad (14)$$

将式(9)(10)分别代入式(13)(14), 写成矩阵形式

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_m} \left[1 + \left(\frac{L_m}{R_{fe}} + \frac{L_r}{R_r} \right) p + \frac{L_m L_{lr}}{R_{fe} R_r} p^2 \right] & \frac{\omega_1 L_{lr}}{R_{fe}} \\ \frac{\omega_1}{R_{fe}} + \frac{\omega_1 L_{lr}}{R_{fe} R_r} p & - \left(\frac{L_r}{L_m} + \frac{L_{lr}}{R_{fe}} \right) p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_r \\ i_{qr} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

分析式(9)~(12)可知, 与经典矢量控制不同, 磁链和转矩的控制变量由定子电流分量变为励磁电流分量. i_{ds} 和 i_{qs} 均受 ψ_r 和 i_{qr} 影响, 即使稳态时也不再解耦. 因此, 采用忽略铁损的矢量控制方法将造成磁场定向和转矩输出的不准确, 对于由此导致的偏差, 文献[4]中有详细分析, 在此不再赘述. 同时注意到, 若将 R_{fe} 取无穷大, 则式(15)可写成

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_m} \left(1 + \frac{L_r}{R_r} p \right) & 0 \\ 0 & -\frac{L_r}{L_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_r \\ i_{qr} \end{bmatrix}. \quad (16)$$

这和经典矢量控制一致. 如前所述, 电动汽车用感应电机铁损大, 这主要体现在 R_{fe} 较小, 所以其影响不可忽略.

定子电流是可控电流, 应寻求控制策略, 通过控制定子电流来控制励磁电流, 以控制电机磁通和转矩. 由式(13)(14)可得补偿方案, 写成矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_r}{L_{lr}} + \frac{L_m}{R_{fe}}p & -\frac{L_m\omega_1}{R_{fe}} & -\frac{1}{L_{lr}} \\ \frac{L_m\omega_1}{R_{fe}} & \frac{L_r}{L_{lr}} + \frac{L_m}{R_{fe}}p & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \\ \psi_r \end{bmatrix}. \quad (17)$$

为实现简单, 可去掉微分项, 简化为稳态补偿方案

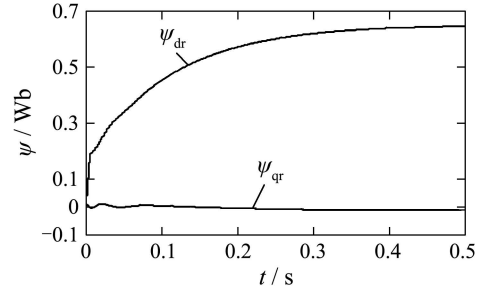
$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{L_m\omega_1}{R_{fe}} \\ \frac{L_m\omega_1}{R_{fe}} & \frac{L_r}{L_{lr}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix}. \quad (18)$$

按照控制要求得 i_{dm} 和 i_{qm} , 由式(17)或(18)求得对应的 i_{ds} 和 i_{qs} , 再通过电流滞环等方法实现定子电流的控制.

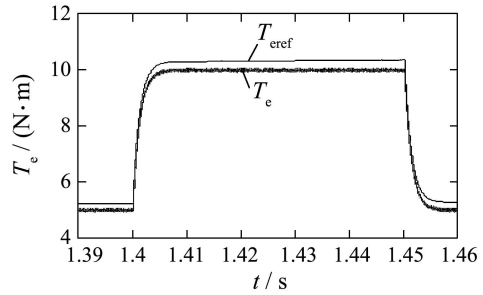
在MATLAB/Simulink下, 采用式(17)所示的方法控制电机以5 N·m负载起动, 1.4 s加载到10 N·m, 1.45 s再降到5 N·m. 电机参数为

$$\begin{aligned} n_p &= 2, R_s = 0.477 \Omega, R_r = 0.893 \Omega, \\ R_{fe} &= 500 \Omega, L_m = 0.095 \text{ H}, L_{ls} = 0.009 \text{ H}, \end{aligned}$$

$$L_{lr} = 0.009 \text{ H}, J = 2.2 \times 10^{-2} \text{ kg} \cdot \text{m}^2.$$



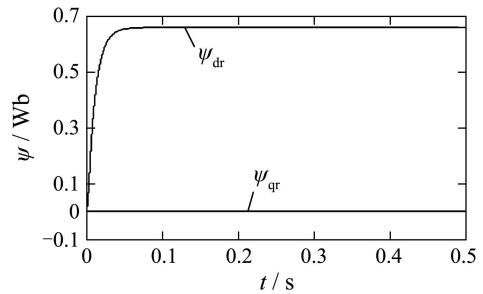
(a) 磁链



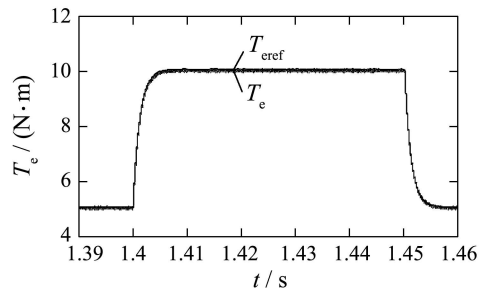
(b) 转矩

图2 经典矢量控制仿真结果

Fig. 2 Simulation results under classical vector



(a) 磁链



(b) 转矩

图3 补偿控制仿真结果

Fig. 3 Simulation results under compensation

为了对比, 采用经典矢量控制对考虑铁损的模型做了同样的仿真, 结果如图2和图3. 负载为5 N·m时, 经典矢量控制的转矩给定 T_{eref} 比实际转矩高约0.21 N·m; 10 N·m时 T_{eref} 比实际转矩高约0.34 N·m, 其特点是, 随转矩增加偏差变大, 这与文献[4]的结论是一致的. 而补偿控制下, 转矩给定与输出基本吻合. 仿真转子磁链给定为0.66 Wb, 未补偿时, d 轴磁

链上升很慢且未到达给定值, q 轴磁链未定向为0, 即磁场定向不准确, 有负角度偏差; 补偿后的 d 轴磁链达到0.66 Wb, q 轴磁链非常趋近为0. d 轴磁链上升较快, 这可由式(9)中时间常数与经典矢量控制不同解释. 仿真可知, 补偿确保了磁场定向和转矩输出的准确. 磁场定向的准确, 将更能发挥矢量控制响应快速的优点, 由图2,3可以看出, 补偿后转矩响应略快. 值得指出的是, 采用式(18)可在稳态时得到与式(17)相似的效果, 虽动态性能略差, 但更利于实现.

4 基于损耗模型的感应电机能量优化控制策略(Energy optimization control strategy of IM based on loss model)

矢量控制虽能满足电动汽车驱动系统宽调速范围和快速转矩响应的要求, 但恒转矩区磁通恒定导致轻载时产生过度的铁损, 电机效率低, 直接影响了感应电机在电动汽车中的应用^[1]. 所以, 矢量控制必须和能量优化结合以满足电动汽车高效高性能的要求.

感应电机损耗由铜损、铁损、机械损耗和杂散损耗等组成. 其中, 铜损和铁损约占总损耗的80%, 与磁场、转速和负载大小有关, 是可控的, 能量优化以这部分损耗为主要研究对象.

感应电机的电磁时间常数远小于其机械时间常数, 可在稳态下研究其能量优化. 为讨论简单, 忽略定、转子漏感, 暂不考虑 R_{fe} 变化.

电机运行总损耗为

$$P_{\text{loss}} = P_{\text{cus}} + P_{\text{cur}} + P_{\text{fe}} = (i_{\text{ds}}^2 + i_{\text{qs}}^2)R_s + i_{\text{qr}}^2 R_r + \frac{\omega_1^2 \psi_r^2}{R_{\text{fe}}}. \quad (19)$$

根据式(9)~(12)(18), 将式(19)中的各电流量用 T_e 和 ψ_r 表示, 简化整理得

$$P_{\text{loss}} = \left(\frac{R_s}{L_m^2} + \frac{\omega_r^2}{R_{\text{fe}}} \right) \psi_r^2 + \frac{T_e^2}{n_p^2} (R_s + R_r + \frac{R_r^2}{R_{\text{fe}}}) \psi_r^2 + \frac{2\omega_r T_e R_r}{R_{\text{fe}} n_p}. \quad (20)$$

对于给定转速及转矩, P_{loss} 是 ψ_r 的凸函数, 可通过寻找使 P_{loss} 最小的 ψ_r 来达到提高效率的目的. 将式(20)对 ψ_r 求偏导, 可得到不同工况的最优磁链

$$\psi_r^{\text{op}} = \sqrt[4]{\frac{T_e^2}{\left(\frac{R_s}{L_m^2} + \frac{\omega_r^2}{R_{\text{fe}}} \right) n_p^2} (R_s + R_r + \frac{R_r^2}{R_{\text{fe}}})}. \quad (21)$$

最优磁链曲面如图4. 和经典矢量控制不同, 磁通水平不再是平面, 而是随转速和负载的不同而变化. 磁通水平随着负载减小而降低, 确保了轻载下不产生过度铁损, 可解决轻载低效的问题.

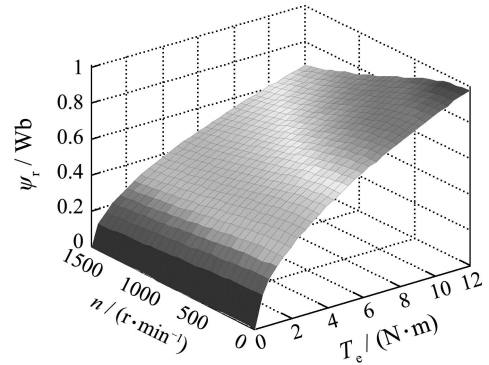


图4 最优磁链曲面图

Fig. 4 Efficiency optimization flux surface

感应电机铁损包括涡流损耗($K_e \omega_1^2 \psi_m^2$)和磁滞损耗($K_h \omega_1 \psi_m^2$)^[5], 现从铁损的机理来分析 R_{fe} 的变化规律, 有

$$P_{\text{fe}} = \frac{\omega_1^2 \psi_m^2}{1/(K_e + K_h/\omega_1)}. \quad (22)$$

观察图1, 铁损产生在 R_{fe} 支路上, 稳态下, 近似有 $\psi_{\text{qm}}=0$ 、 $\psi_{\text{dm}}=\psi_{\text{dr}}=\psi_r$, 结合式(19)中的铁损表达式, 可以将 R_{fe} 表示为

$$R_{\text{fe}} = \frac{1}{K_e + K_h/\omega_1}. \quad (23)$$

其中: K_e 和 K_h 分别为涡流和磁滞损耗系数. 由上式可知, R_{fe} 主要受电源频率影响. 仿真对比 R_{fe} 为常数和随式(23)变化的能量优化效果, 虽然最优磁通曲面在低速时有一定差异, 但其优化后的效率曲面几乎一致, 故完全可以以常数(额定条件下的 R_{fe} 值)来通过式(21)进行能量优化.

从最优磁通表达式可以看出, 电机 R_r, L_m 等其他参数变化也将对优化算法产生一定影响, 可结合当今高性能运动控制系统本身带有的参数辨识自适应算法进行校正.

5 实验结果(Experimental results)

设计了以DSP TMS320F2407A为控制核心的变频调速实验系统. 逆变器部分选用IPM, 转速检测采用光电编码器接DSP的QEP口实现. 实验电机参数:

$$R_s = 24.6 \Omega, R_r = 16.1 \Omega,$$

$$R_{\text{fe}} = 3000 \Omega, L_m = 0.97 \text{ H}, L_{\text{ls}} = 0.02 \text{ H},$$

$$L_{\text{lr}} = 0.02 \text{ H}, J = 3.5 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2.$$

DSP通过串口与PC机通讯, 在PC机设置给定信号及显示实验结果.

实验电机以给定转速1500 r/min启动, 转矩为0.68 N·m(0.5p.u.), 在转速稳定后加入能量优化算法. 为验证本文提出的方法的有效性, 同时做了现有文献中速度较快的基于黄金分割法的输入功率最小在线搜索能量优化实验. 搜索法根据实时采集逆变器直流侧输入功率调节电机磁通, 优点是算法简单, 对

电机参数无依赖性^[7,8]。由于磁通选定以实时采集的输入功率最小为目标,故可以用它来验证其他算法

的优化效果.实验结果如图5所示,由上到下依次为转子磁链、电磁转矩、转速。

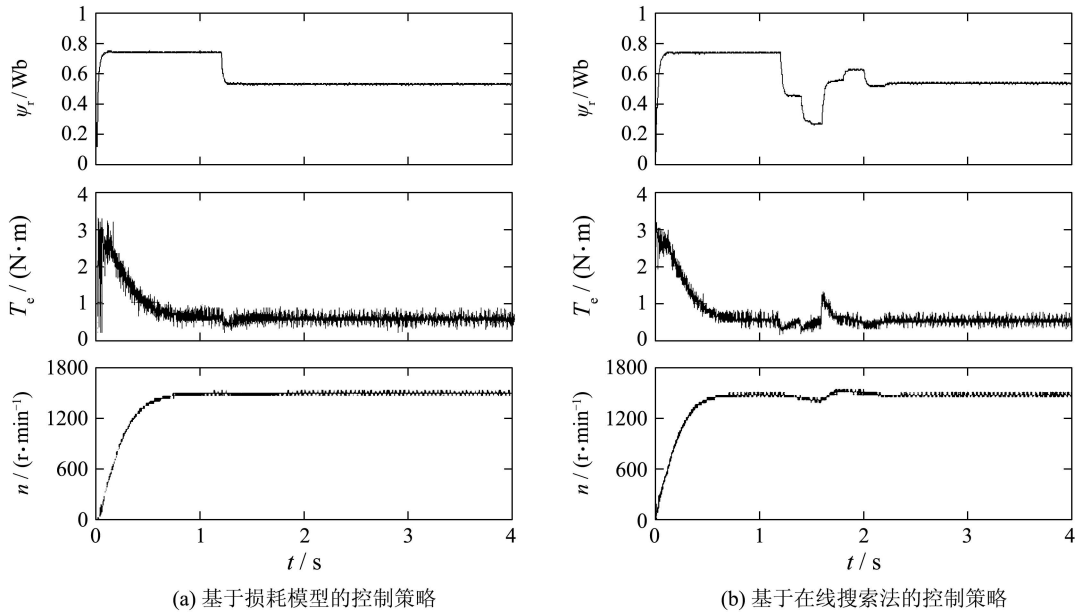


图5 能量优化实验结果

Fig. 5 Experimental results of energy optimization

由实验结果可以看到,两种方法最终的磁通水平基本一致.通过测量输入输出功率对比优化效果,优化前电机效率为30.1%,采用本文提出的方法优化后效率为55.7%,搜索法优化后效率为57.3%,效果相差无几;然而,从优化控制的过程来看,本文的方法显然要优于搜索法,搜索法寻优时间长,且寻优过程中由于磁通水平变化频繁,带来了转矩和转速的波动,而基于损耗模型的方法则寻优速度较快,且寻优过程中,电磁转矩和转速较平稳.对各种工况做优化实验,效率分别得到了1%~33%的提升(额定工况下效率较高,优化后改善很小).

差,验证了考虑铁损模型及其矢量控制补偿方案的正确性.

6 结论(Conclusion)

现代电动汽车电驱动系统同时要求高效率和高控制性能,采用经典矢量控制存在轻载低效和由忽略铁损引起的控制不精确等问题.本文探讨了铁损对按转子磁场定向的矢量控制的影响及其补偿,并提出了一种基于损耗模型的感应电机能量优化控制策略,得到了以下结论:

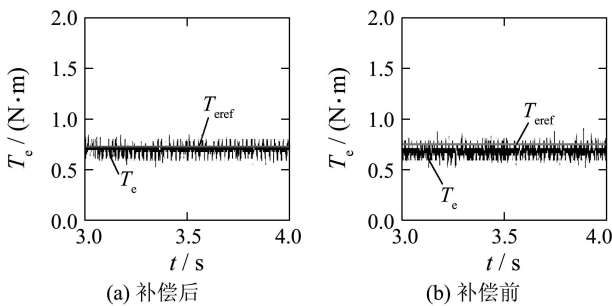


图6 实验结果

Fig. 6 Experimental results

另外,根据式(18)对稳态铁损补偿方案进行了初步实验,如图6.转矩给定为0.8 N·m,经过补偿后的输出转矩更加接近给定,未补偿的有一定的偏

1) 电动汽车用感应电机励磁电感较小,导致工作时铁损增加,其影响不容忽视.由于铁损的存在,矢量控制的磁链和转矩的控制量由定子电流分量变为励磁电流分量.通过分析各电流间的关系,加入动态或稳态补偿,可以克服经典矢量控制磁场定向及转矩输出不准确的缺陷.

2) 经典矢量控制下的感应电机在轻载时效率较低,究其原因是在轻载时产生了过度的铁损.所谓矢量控制能量优化,就是通过调节不同工况下的电机磁通水平,使电机的铁损和铜损达到某种平衡,以实现节能.实验结果表明,在考虑铁损基础上提出的基于损耗模型的感应电机能量优化控制策略节能效果明显.对比基于在线实时搜索输入功率最小的能量优化控制策略,两种方法节能

(下转第968页)