

电动汽车用感应电机弱磁区电磁转矩最大化控制

龙波¹, 曹秉刚¹, 胡庆华^{1,2}, 李飞^{1,2}

(1. 西安交通大学机械工程学院, 710049, 西安; 2. 西安石油大学机械工程学院, 710065, 西安)

摘要: 针对弱磁区内传统的直接转矩控制方法存在转矩输出不足, 受电机参数影响较大的问题, 提出了一种弱磁区内感应电机转矩最大化保持方法. 该方法通过建立弱磁区内电压限制方程和电流限制方程, 并在弱磁区 I 内采用将电压限制区和电流限制区结合取交集的办法, 求解并得到参考电流矢量、电磁转矩表达式. 然后, 在弱磁区 II 内利用电压限制区方程和转矩方程联合求解, 并取保持电磁转矩最大时的参考电流矢量. 该方法可在全速范围内替代传统直接转矩控制下的弱磁区内转矩调节方案. 仿真及实验结果表明, 所提方法较传统控制策略有 21% 的电磁转矩提升, 对电动汽车用感应电机而言, 还能有效利用电池电压, 具有重要的实用价值.

关键词: 感应电机; 弱磁控制; 直接转矩

中图分类号: TN911.22 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2009)04-0062-04

Maximum Torque Control Strategy in Field-Weakening Region of Induction Motors for Electric Vehicles

LONG Bo¹, CAO Binggang¹, HU Qinghua^{1,2}, Li Fei^{1,2}

(1. School of Mechanical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 2. School of Mechanical Engineering, Xi'an Shiyou University, Xi'an 710065, China)

Abstract: Aiming at the drawbacks of insufficient torque output of field-weakening control strategy in traditional direct torque control method, a maximum torque operation scheme is proposed by establishing voltage limit equation and current limit equation. Voltage limit area is combined with current limit area for maximum torque output consideration. The reference current vector and torque expression are calculated in field-weakening region one. Then voltage limit equation is combined with torque expression to get the maximum torque output in field-weakening region two. Theoretical analysis demonstrates that the new method can replace the traditional direct torque control scheme on speed regulation range in the whole field-weakening region. Compared with traditional direct torque control scheme in field-weakening region, the proposed method can improve torque margin by 21% under the same condition, and the new strategy is verified to be powerful for induction motor drive electric vehicles with lower energy from battery.

Keywords: induction motor; field-weakening control; direct torque control

在电动汽车用感应电机控制系统中, 有时需要电机工作在高于额定转速的情况, 对于感应电机, 可以通过弱磁控制达到比较高的速度范围. 在弱磁阶段, 电机的转矩性能主要取决于电机的控制策略, 其方法和基速以下有所不同. 首先在弱磁范围内进行

的是恒功率调节, 而不是恒转矩调节. 其次弱磁范围内的调速是工作在基速以上, 是全电压工作, 没有零状态电压工作的时间, 工作电压在整个区段中起作用. 逆变器的电压波形和普通电压型逆变器波形一样, 在弱磁范围内工作具有两个特点: ①转速的提

高、定子频率的提高、定子磁链空间矢量旋转的加快,靠的是磁链给定值的减小,即稳态弱磁;②转矩的调节不是靠工作电压和零电压交替工作把转矩限制在容差范围内,而是靠六边形磁链给定值的动态变化调节方法,并且转矩脉动的频率是六边形磁链轨迹形成的六倍定子频率^[1]。

传统的直接转矩控制对弱磁区内的调节方案为:磁链的给定值以速度的反比设定,这种方法未能保证弱磁区内最大程度地利用转矩性能。对于电动汽车的控制而言,其本质是转矩的控制,因此总是希望能够在弱磁范围内最大程度地提升转矩性能。为此,国内外学者在转矩输出最大化控制方面做了大量的工作^[2-8],本文将在传统直接转矩控制方法基础上分析其不足,并提出弱磁区内保持转矩最大化的方法。

1 弱磁区转矩最大化改善算法

1.1 弱磁区 I 转矩分析

弱磁区内 dq 坐标系下给定电流值同时受到电压限制区和电流限制区的影响,下面在给定电压、电流限制条件下对 i_{qs}^e 和 i_{ds}^e 的取值范围进行分析。定子磁场定向下,根据 dq 轴下定子绕组电压方程得到

$$\begin{cases} v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \omega_e L_s i_{ds}^e \\ v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e - \omega_e L_s i_{qs}^e \end{cases} \quad (1)$$

式中: v_{qs}^e 、 v_{ds}^e 、 i_{qs}^e 、 i_{ds}^e 均为同步坐标下定子绕组电压和电流; $L_s' = L_s - L_m/L_r$ 。在高速情况下,相对于定子反电势而言,定子电阻电压几乎可以忽略,得到

$$(\omega_e L_s i_{ds}^e)^2 + (\omega_e L_s' i_{qs}^e)^2 \leq (V_{\max})^2 \quad (2)$$

式中: $V_{\max} \leq V_{dc}/3^{1/2}$, V_{dc} 为直流母线电压。

定子磁场定向下,式(1)变为

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \omega_e \psi_{ds}^e; \quad v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e$$

定子磁链的最大电压值 $V_{\max}$ 是由直流母线电压 V_{dc} 和 PWM 的调制策略决定的,若为空间矢量 SVPWM 调制方式,则 dq 轴的定子电压需满足如下条件

$$(v_{qs}^e)^2 + (v_{ds}^e)^2 < V_{\max}^2 \quad (4)$$

将式(4)和式(3)联立可以得到 i_{ds}^e 和 i_{qs}^e 的变化范围,

当 $R_s i_{qs}^e + \omega_e \psi_{ds}^e \geq 0$ 时,有

$$i_{qs}^e \leq ((V_{\max}^2 - (R_s i_{ds}^e)^2)^{1/2} - \omega_e \psi_{ds}^e) / R_s$$

当 $R_s i_{qs}^e + \omega_e \psi_{ds}^e < 0$ 时,有

$$i_{qs}^e \leq (- (V_{\max}^2 - (R_s i_{ds}^e)^2)^{1/2} - \omega_e \psi_{ds}^e) / R_s$$

由式(2)可知,电压方程的轨迹为椭圆,是 ω_e 的函数,在每一个工作频率 ω_e ,指令电流值 i_{ds}^e 和 i_{qs}^e 均需在内部的椭圆,椭圆的半径和电机的转速成反比,

随着 ω_e 的增加,椭圆的半径将随之减小。

将满足式(2)的所有 dq 轴下的参考电流取值范围定义为电压限制区,除了满足电压限制条件外,定子绕组的最大电流还受到电机额定电流 $I_{s\max}$ 和逆变器额定电流的限制,此条件下 dq 轴定子电流范围为

$$(i_{qs}^e)^2 + (i_{ds}^e)^2 \leq I_{s\max}^2 \quad (5)$$

从式(5)可以看出其轨迹为一圆形,额定电流越大,圆的半径也就越大,图1中的阴影部分即为参考电流的取值范围。

实际中,参考电流必须同时满足电压、电流限定条件,指令电流必须为电压限制区和电流限制区的公共区域,将式(2)和式(5)结合,取交集得到的面积如图1所示。

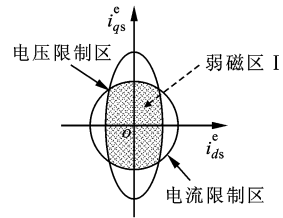


图1 电压、电流公共限制区

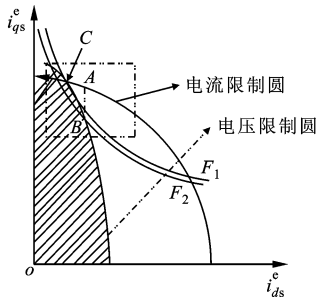
从图1可以看出,由 dq 坐标系下参考电流决定的参考电压必须在两者的相交面积范围内,将电压限制区和电流限制区的公共交集所得到的 dq 坐标系下电流的取值范围定义为弱磁区 I。传统的弱磁控制方式中,直接转矩控制下磁链的参考定值正比于转速 $1/\omega_r$ 。基速以上时, $i_{ds}^{e*} = \omega_{base} I_d / \omega_r$, 将其代入式(5)得到 $(i_{qs}^{e*})^2 + (\omega_{base} / \omega_r I_d)^2 = (I_{s\max})^2$, 其中 I_d 为 d 轴额定电流, ω_{base} 为电机的基速, ω_r 为电机转子角速度。此时,电流的指令参考值已经位于椭圆的外部,如图2中A点所示,此时电压限制条件不能够满足。为了保持在电压限制区内,选取椭圆内的电流分量 $i_{qds}^{e'}$ 偏离于 i_{qds}^{e*} , 于是电流分量从A点转移到B点,为了保持电磁转矩最大化, q 轴的电流分量并不需要那么大。从A到B点间的距离还受到漏磁系数的影响,漏磁系数越大,A到B点之间的距离就越长, q 轴电流余量也就越大。

1.2 弱磁区 I 转矩最大化保持方案

定义 dq 轴下电磁转矩表达式为

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^{e*} i_{qs}^{e*} \quad (6)$$

依据式(6),结合电压限制区、电流限制区,从图2中可以看出,传统控制方法中的B点并不是保持电磁



A 点为传统弱磁点;B 点为受电压限制的弱磁点;C 点为弱磁 I 区
转矩最大点;阴影部分代表电压、电流的公共区域; F_1 和 F_2
分别为满足电压限制区和电流限制区的电磁转矩轨迹

图 2 弱磁区 I 中转矩最大点

转矩的最大点,而是在 C 点处的电磁转矩最大. C 点是电压限制点和电流限制点的交点,故可由式(2)和式(5)联立求解,得到 C 点在 dq 坐标系下的参考电流值为

$$\left. \begin{aligned} i_{ds}^e &= \left(\frac{(V_{\max} \omega_e^{-1})^2 - (L'_s I_{\max})^2}{L_s^2 - (L'_s)^2} \right)^{1/2} \\ i_{qs}^e &= \left(\frac{(L_s I_{\max})^2 - (V_{\max} \omega_e^{-1})^2}{L_s^2 - (L'_s)^2} \right)^{1/2} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

将式(7)中的电流表达式代入式(6),可以得到弱磁区 I 内电磁转矩最大值为

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} \frac{1}{L_s^2 - (L'_s)^2} [(V_{\max} / \omega_e)^2 - (L'_s I_{\max})^2]^{1/2} [(L_s I_{\max})^2 - (V_{\max} / \omega_e)^2]^{1/2} \quad (8)$$

本文方法与传统控制方法的比较如下. 由于基速以上时, i_{ds}^e 的给定值为

$$i_{ds}^e = \omega_{\text{base}} I_d / \omega_r \quad (9)$$

于是得到传统控制方法下的电磁转矩为

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} \left(\left(\frac{V_{\max}}{\omega_e L_s} \right)^2 - \left(\frac{\omega_{\text{base}}}{\omega_r} \frac{L_s}{L'_s} I_d \right)^2 \right)^{1/2} \frac{\omega_{\text{base}}}{\omega_r} I_d$$

因此,按照本文的控制策略,弱磁区 I 中电磁转矩的增加量为

$$\begin{aligned} \Delta T_e &= K \left(\left(\frac{V_{\max} / \omega_e}{L_s^2 - (L'_s)^2} \right)^2 - \left(\frac{L'_s I_{\max}}{L_s^2 - (L'_s)^2} \right)^2 \right) [(L_s I_{\max})^2 - (V_{\max} / \omega_e)^2]^{1/2} - \\ &K \left(\left(\frac{V_{\max}}{\omega_e L_s} \frac{\omega_{\text{base}}}{\omega_r} I_d \right)^2 - \left(\frac{\omega_{\text{base}}}{\omega_r} \frac{L_s}{L'_s} I_d^2 \right)^2 \right)^{1/2} \quad (10) \end{aligned}$$

式中: $K = 0.75 P L_m^2 / L_r$

弱磁区 I 的起始条件是非常重要的,通常情况下,基速 ω_{base} 是由额定条件下定子磁链的幅值决定的. 随着速度的增加,使得相电压也需要相应的提高,但不管如何, d 轴、 q 轴的电压分量之和不能够超过最大相电压 $V_{\max}$. 当所需电压值超过 $V_{\max}$ 时就

进入了弱磁区,实际中也可以此临界点作为弱磁区 I 的进入点.

1.3 弱磁区 II 转矩最大化保持方案

随着工作频率的进一步增加,即当电机转速进入弱磁区 II 时,如前面电压限制区部分所述,椭圆的轨迹将进一步减小,其绝大部分被包含在电压限制点以内. 椭圆逐渐被包括在圆形轨迹的电流限制区内,这个区域被定义为弱磁区 II (如图 3 所示),其临界点为椭圆顶点和圆形轨迹的惟一交点时,由式(2)和式(5)联立求惟一解,得到此时的临界速度为

$$\omega_1 = K_2 V_{\max} / I_{\max}$$
$$K_2 = \left(\frac{L_s^2 + (L'_s)^2}{2 L_s^2 (L'_s)^2} \right)^{1/2}$$

上式给出的点即为弱磁区 II 的进入临界点. 在此速度上,进入弱磁区 II 内, dq 轴的电流主要受到电压限制点的约束. 在这种情况下,可根据式(7)和

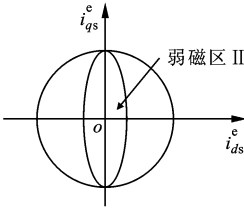


图 3 电压、电流公共限制区 II

式(2)得到电磁转矩最大点

$$i_{ds}^e = \frac{V_{\max}}{2^{1/2} \omega_e L_s}; i_{qs}^e = \frac{V_{\max}}{2^{1/2} \omega_e L'_s} \quad (11)$$

进而可得到弱磁区 II 内电磁转矩最大时的表达式

$$T_{\text{emax}} = K_1 i_{qs}^e i_{ds}^e = \frac{3P}{8} \frac{L_m^2}{L_r L_s^2 L_s'^2 \omega_r^2} \frac{V_{\max}^2}{\omega_e^2}$$

需要说明的是,弱磁区 II 进入的起点条件是电压限制点和电流限制点的交点,交点的定子电流频率为 ω_1 , 高于此速度后,椭圆被完全包含在电流限制区域内. 按照本方法给出的参考电流,电磁转矩将在第 II 区内始终保持输出最大.

2 弱磁区调节方案

图 4 是依据前面所述弱磁区内电磁转矩最大化改进办法所设计的控制器. 为了同时考虑两个区内电磁转矩输出最大,控制器主要由两个 PI 控制部分组成,一个通过控制弱磁电流分量 i_{ds}^e 来调节电机的输入电压,另一个 PI- II 控制器通过控制转矩分量 $i_{q\max}^e$ 的电流最大值来调节 V_{ds}^e . 控制器的具体工作情况如下.

在区域 I 中,当所需的相电压由于工作频率的升高开始超过最大电压值 V_{smax} 时,电压控制器就开始弱磁调节工作,工作点为电压限制点和电流限制点的交点,并随着工作频率的改变而改变. 在 PI-I 控制中,通过调节 i_{ds}^* 以保证 $|V_{qds}^e|$ 不会超过 V_{smax} . 从图 3 中很容易看出,这将导致 i_{ds}^e 下降, v_{qs}^e 减小, $|v_{ds}^e|$ 继续增加. 在此区域中,PI-II 控制器是饱和的,它将输出 q 轴最大电流 I_{qmax} ,使得当 i_{ds}^e 减小的同时, I_{qmax} 逐渐增大,从而有效地利用额定电流. 因此,在区域 I 中, i_{ds}^e 是减小的,但 i_{qs}^e 却是增加的. 当工作频率继续增加时, v_{qs}^e 减小得非常多,但是 $|v_{ds}^e|$ 由于最大电磁转矩的限定却增加较多,当 v_{qs}^e 等于 $|v_{ds}^e|$ 时,工作区 II 开始启动. 为了保证工作区内电磁转矩最大,则 v_{qs}^e 和 v_{ds}^e 均需等于 $V_{smax}/2^{1/2}$. 为达到这样的目的,需要保持 $|v_{qds}^e|$ 小于 V_{smax} ,在此期间,需要调节 I_{qmax} 以使得 $|v_{ds}^e| = V_{smax}/2^{1/2}$. 因此,无论当前的工作频率为多少, v_{qs}^e 和 v_{ds}^e 均保证了等于 $V_{smax}/2^{1/2}$,但这也导致两个电流分量 i_{qs}^e 和 i_{ds}^e 的减小. 通过这种方法,使得在弱磁区 II 内,无需受到电机参数的影响,只要按给出的参考电流进行控制,就可使电磁转矩始终保持最大输出.

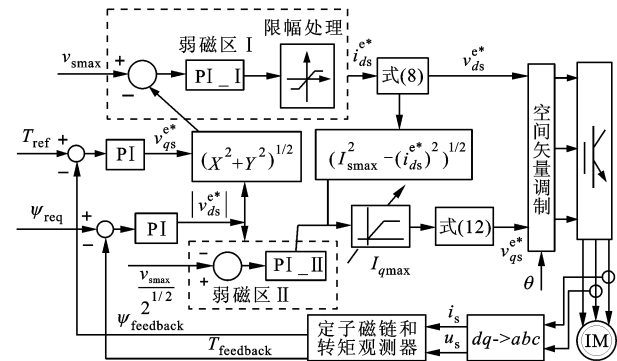


图 4 弱磁区内电流参考值设计

3 实验仿真

利用 MATLAB/SIMULINK 环境下的 Sim-Powersystems 模块建立控制系统仿真模型. 相关参数为:额定功率 $P_e=2.2\text{ kW}$;极对数 $n_p=2$;定子电阻 $R_s=4.35\text{ }\Omega$,定子电感 $L_s=0.031\text{ H}$,定转子间互感 $L_m=0.03\text{ H}$;转子电阻 $R_r=4.2\text{ }\Omega$,转子自感 $L_r=0.0309\text{ H}$;定子额定电压为 380 V ,定子额定电流为 5.0 A ,转动惯量 $J=0.18\text{ kg}\cdot\text{m}^2$. 分别采用两种控制方法得到的结果如图 5~图 7 所示.

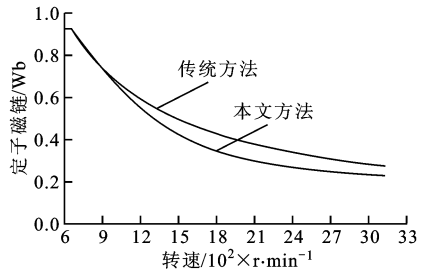


图 5 定子磁链给定值随速度的变化

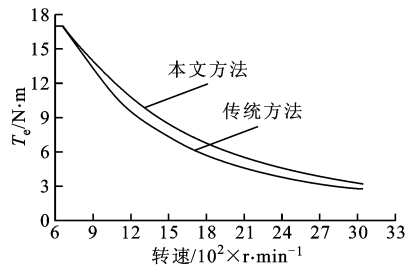


图 6 两种控制方法在弱磁区内的转矩对比

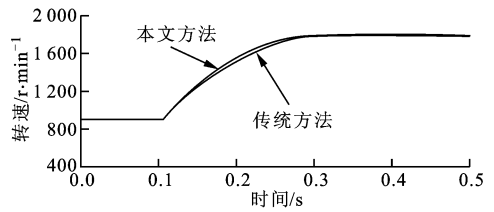


图 7 两种控制方法在弱磁区内的转速对比

图 5 显示了定子磁链的响应,可以看出随着转速的升高,定子磁链的幅值逐渐降低,采用传统的控制方法磁链幅值下降较为缓慢,而本文方法磁链下降比较剧烈. 当进入弱磁区后,定子磁链的幅值逐渐减小,由 0.96 Wb 经过弱磁区 I 和 II 后逐渐降低到 0.35 Wb 左右,并在此幅值下保持稳定. 由图 6 可以看出,采用本文提出的方法所产生的电磁转矩比采用传统方案的幅值大,以转速为 1500 r/min 为例,本文方法转矩为 $9.5\text{ N}\cdot\text{m}$,传统方法大约为 $7\text{ N}\cdot\text{m}$,提高幅度大约在 21% 左右. 由图 7 可以看出,本文方法由于产生的电磁转矩最大,使得过渡过程中转速比传统方法高,进而验证了本论文提出的控制方案的正确性.

4 结束语

针对感应电机弱磁情况下如何保持电磁转矩最大化输出进行了分析,同时分析了弱磁条件下传统的直接转矩控制方法的不足,分别得到了弱磁区 I、

Ⅱ内参考电流的表达式,有效地利用了电流. 总结而言,本文得到如下两点结论:

(1)弱磁区Ⅰ内电磁转矩最大时的参考电流如式(7)所示;

(2)弱磁区Ⅱ内电磁转矩最大时的参考电流如式(12)所示.

根据上面两个表达公式,在不同的弱磁区内施加不同的参考电流可以达到最大转矩输出的目的,从而最大程度地提升了转矩性能. 仿真结果证实了本文所提方法的有效性,对电动车辆而言,具有更加重要的意义.

参考文献:

- [1] KIM S H, SUL S K. Maximum torque control of an induction machine in the field weakening region [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31 (4): 787-795.
- [2] KIM S H, SUL S K. Voltage control strategy for maximum torque operation of an induction machine in the field weakening region [J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 1997, 44 (4): 599-605.
- [3] TRIPATHI A, KAMBADKONE A M, PANDA S M. Dynamic control of torque in over-modulation and in the field weakening region [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21 (4): 1091-1098.
- [4] 窦汝振, 吴志新, 赵春明. 电动汽车用异步电机弱磁

运行的最大转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2006 (12): 64-68.

DOU Ruzhen, WU Zhixin, ZHAO Chunming. Maximum torque control for field weakening operation of asynchronous motor applied in electric vehicle [J]. Electric Machines & Control Application, 2006 (12): 64-68.

- [5] XU Xingyi, NOVOTNY D W. Selection of the flux reference for induction machine drives in the field weakening region [J]. IEEE Transactions on Industry and Applications, 1992, 28(6): 1353-1358.
- [6] VAN H W, DER BROECK H. Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1988, 24(1): 142-150.
- [7] SHIN M H, HYUN D S, CHO S B, et al. An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15 (2): 312-318.
- [8] ABU-RUB H, SCHMIRQEL H, HOLTZ J. Maximum torque production in rotor field oriented control of an induction motor at field weakening [C]// 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2007: 1150-1164.

(编辑 杜秀杰)