

单边直线感应电机纵向边缘效应的研究

徐伟^{1,2}, 孙广生¹

(1. 中国科学院电工研究所, 北京 100080; 2. 中国科学院研究生院, 北京 100080)

[摘要] 单边直线感应电机(SLIM)因结构简单牢固,直接产生前进的电磁推力,在交通中得到广泛应用。由于其磁路断续,电机运行中存在横向和纵向边缘效应;次级的入口和出口因气隙磁链守恒原理会产生涡流,并随速度上升而加大。边缘效应和涡流大小对直线电机气隙磁链产生重要影响,造成气隙有效磁通和牵引力系数降低。探讨直线电机工作特点,得到了电机 $d-q$ 轴等效电路,通过 d 轴互感和电阻变化来实时反应第二纵向边缘效应和次级涡流的影响。结合旋转电机转子磁场矢量控制方法,建立了对应的SLIM控制方程。采用转子磁链、速度和电流三个调节器,提出了 u_{ds} , u_{qs} , i_{qs} 实时在线解耦补偿控制方法,对SLIM的推力、 $d-q$ 轴电压、 $d-q$ 轴磁链等进行调节和控制,对 d 轴互感大小进行限制。结果表明,该方法在电机速度突变时减小了力矩脉动,定子电流过渡平滑,速度平稳,改善了SLIM的运行性能,为电机实际运行分析提供了理论依据。

[关键词] 单边直线感应电机;转子磁场定向控制;边缘效应;解耦;补偿

[中图分类号] TM359.4 [文献标识码] A [文章编号] 1009-1742(2007)03-0021-07

单边直线感应电机(SLIM)可以视为旋转感应电机(RIM)沿纵向剖开,然后展开而成。由于结构特殊,SLIM产生了四大边缘效应^[1,2]:**a.** 第一类横向边缘效应。电磁气隙与初级铁心宽度比值较大,次级铁心宽度和初级铁心宽度相等时,不论是否存在次级反作用,横向边缘处的磁场密度 B 会削弱。**b.** 第二类横向边缘效应。当存在次级反作用时,横向磁场密度 B 分布不均匀。**c.** 第一类纵向边缘效应。由于铁心开断,纵向磁路不均匀,气隙磁场中会出现脉振磁场和反向行波磁场。**d.** 第二类纵向边缘效应(以下简称“边缘效应”,假设短初级动,长次级静止)。次级进入端和离开端因气隙磁链守恒,会在次级导体板中产生涡流,流动方向与初级电流相反,从而使气隙磁场发生畸变。

其中**a**, **b**, **c**可以通过增加电机初级宽度或定子绕组换位、增加补偿绕组等方法改善,而**d**对电机影响较大,在电机高速时较明显。笔者主要考虑**d**的影响,通过对SLIM电路的详细分析,以转子

磁场定向为基础,得到SLIM等效电路和控制方程,采用空间矢量调制(SVPWM)方法,建立仿真模型,并对结果进行较具体的对比分析。

1 边缘效应与励磁电感的关系

如图1所示,初级向左运动,次级固定,假设初级电流左出右进。对于次级来说,感应涡流左右出流动。设电机初级长度为 L ,运行速度为 v ,次级入端的气隙磁链由次级板涡流和初级电流共同作用产生。根据磁链守恒原理,在初级进入长度范围内,涡流逐渐衰减,接近出端口时为0,气隙磁链逐渐上升,到出端口最大;次级出端口涡流相反。由于涡流和气隙磁场的作用,SLIM在入端口产生阻止初级进入的推力,出端口产生拉力,对电机运行产生较大影响^[3~5]。笔者以 $d-q$ 坐标系为基础, d 轴与转子磁链方向一致,坐标轴向气隙磁链方向以同步速度旋转。

假设 d 轴涡流 i_e 在 T 内衰减到零,涡流 d 轴

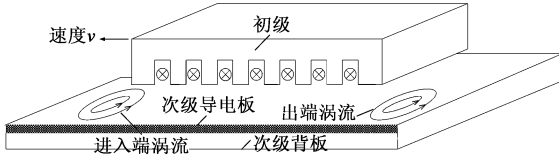


图 1 SLIM 结构图

Fig.1 The structure of SLIM

分量平均值为

$$i_E = \frac{i_{ds}}{T_v} \int_0^{T_v} e^{-t/T_r} dt \quad (1)$$

式中 $T_v = L/v$, 为初级穿过次级一个点的时间。为了便于后面推算, 用 T_r 进行归一化。假设:

$$Q = T_v/T_r = vT_r/vT_r = LR_r/L_r v \quad (2)$$

Q 为归一化后初级长度。速度为 0 时, 初级很长; 随着速度增加, 长度减小。由式 (1)、式 (2) 得

$$i_E = \frac{i_{ds}}{Q} \int_0^Q e^{-x} dx = i_{ds} \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \quad (3)$$

则任意时刻有效励磁电流为

$$i_{ds} - i_E = i_{ds}(1 - e^{-Q}/Q) \quad (4)$$

为了便于控制电流 i_{ds} , 可设 i_{ds} 恒定, 把涡流对 i_{ds} 的影响转移到其对励磁电感的影响^[6,7], 设

$$f(Q) = (1 - e^{-Q})/Q \quad (5)$$

有

$$L'_m = L_m(1 - f(Q)) \quad (6)$$

其中 $f(Q)$ 为初级运行速度的函数^[8,9], 当初级以不同速度运行时, 励磁电感会不断变化。

2 等效电路的建立

设次级电阻为 R_r , 涡流不断发热消耗功率计算如下^[10~12]:

涡流有效值为

$$i_{E_{rms}} = \left[\frac{1}{Q} \int_0^Q (i_{ds} e^{-x})^2 dx \right]^{1/2} = i_{ds} \left[\frac{1 - e^{-2Q}}{2Q} \right]^{1/2} \quad (7)$$

进入端涡流发热功率为

$$P_{entry} = i_{E_{rms}}^2 R_r = i_{ds}^2 R_r (1 - e^{-2Q})/2Q \quad (8)$$

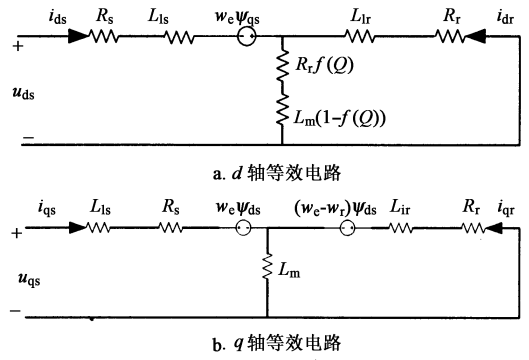
离开端涡流发热功率为

$$P_{exit} = i_{ds}^2 R_r (1 - e^{-2Q})/2Q \quad (9)$$

涡流发热总功率为

$$P_{eddy} = i_{ds}^2 R_r (1 - e^{-Q})/Q = i_{ds}^2 R_r f(Q) \quad (10)$$

式 (10) 可以看作励磁支路中多了一个电阻 $R_r f(Q)$, 励磁电感也与速度有关。相应 $d-q$ 轴等效电路如图 2 所示。

图 2 SLIM $d-q$ 轴等效电路Fig.2 The equivalent circuits of $d-q$ axis

3 转子磁场定向控制原理方程

结合旋转感应电机的原理方程, SLIM 转子磁场定向方程如下^[6,13]:

电压方程为

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + R_r f(Q)(i_{ds} + i_{dr}) + p\Psi_{ds} - \omega_c \Psi_{qs} \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + p\Psi_{qs} + \omega_c \Psi_{ds} \\ 0 = R_r [i_{dr} + f(Q)(i_{ds} + i_{dr})] + p\Psi_{dr} \\ 0 = R_r i_{qr} + (\omega_c - \omega_r) \Psi_{dr} \end{cases} \quad (11)$$

磁链方程为

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m [1 - f(Q)](i_{ds} + i_{dr}) \\ \Psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \\ \Psi_{dr} = L_m [1 - f(Q)](i_{qs} + i_{dr}) + L_r i_{dr} \\ 0 = L_m (i_{qs} + i_{qr}) + L_r i_{qr} \end{cases} \quad (12)$$

运动方程为

$$\begin{cases} F_c = \frac{3\pi}{2} \frac{P}{2} (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \\ F_c - F_m = Mpv \end{cases} \quad (13)$$

式 (11) 至式 (13) 中, p 是 d/dt , L_s , L_r 为初级和次级漏感, L_m 为互感, F_c 为电磁推力, F_m 为负载阻力, P 为极数, v 为电机速度, M 为电机质量。由式 (11) 得转差方程为

$$w_s = sw_c = -\frac{R_r i_{qr}}{\Psi_{dr}} = \frac{R_r}{L_r} \frac{L_m i_{qs}}{\Psi_{dr}} \quad (14)$$

由式 (12) 得

$$\Psi_{dr} = \frac{R_r [L_m - L_r f(Q)]}{p[L_r + L_m(1 - f(Q))] + R_r(1 + f(Q))} i_{ds} \quad (15)$$

式 (13) 电磁推力进一步化为

$$F_e = \frac{3\pi}{2\tau} \frac{P}{2} \frac{L_m(1-f(Q))}{L_r - L_m f(Q)} \times \left[\Psi_{dr} i_{qs} - \frac{L_{lr}^2}{L_r} \frac{f(Q)}{1-f(Q)} i_{qs} i_{ds} \right] \quad (16)$$

式 (15) 表明 $f(Q)$ 对 Ψ_{dr} 的影响，必须准确及时计算出转子 d 轴磁链来控制电磁推力；式 (16) 表明 SLIM 中的电磁推力也与 $f(Q)$ 和涡流大小有关^[14]。假设

$$F_{ed} = -\frac{3\pi}{2\tau} \frac{P}{2} \frac{L_m(1-f(Q))}{L_r - L_m f(Q)} \times \frac{L_{lr}^2}{L_r} \frac{f(Q)}{1-f(Q)} i_{qs} i_{ds} \quad (17)$$

它的作用相当于一个动态制动力，应及时对其进行补偿，保证 F_e 与 i_{qs} 之间的线性关系。

4 仿真模型建立

4.1 方程推导简化

在建立 SLIM 仿真模型中，对式 (11) 至式 (16) 进一步推导和简化如下：

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = \int_0^t [u_{ds} - (R_s + R_r f(Q)) i_{ds} - R_r f(Q) i_{dr} + L_m w_e \Psi_{qs}] dt \\ i_{ds} = \frac{\Psi_{ds} - L_m(1-f(Q)) i_{dr}}{L_s - L_m f(Q)} \end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{cases} \Psi_{qs} = \int_0^t [u_{qs} - R_s i_{qs} - w_e \Psi_{ds}] dt \\ i_{qs} = \frac{\Psi_{qs} - L_m i_{qr}}{L_s} \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = \int_0^t [- (R_s + R_r f(Q)) i_{dr} - R_r f(Q) i_{ds}] dt \\ i_{dr} = \frac{\Psi_{dr} - L_m(1-f(Q)) i_{ds}}{L_r - L_m f(Q)} \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} w_s = -R_r i_{qr} / \Psi_{dr} \\ i_{qr} = -L_m i_{qs} / L_r \end{cases} \quad (21)$$

4.2 控制结构图

采用 SVPWM 方法计算量十分大，故采用扇区直接计算方法^[7,15,16]。整个控制框图如图 3 所示。

4.2.1 三个调节器 图 3 含有 3 个调节器：**a.** 转子磁链调节器。根据给定转子磁链 Ψ_{dr}^* 与转子磁链观测值 Ψ_{dr} 的差值调节给定的 i_{ds}^* 。**b.** 速度调节器。根据给定转子 v^* 与 v 的差值调节给定的电磁推力 F_e^* 。**c.** 电流调节器。根据给定 i_{ds}^* 与 SLIM 反馈计算的 i_{ds} 的差值调节 u_{ds0} 。仿真参数见表 1。

4.2.2 三个补偿 根据式 (18) 至式 (21) 导出

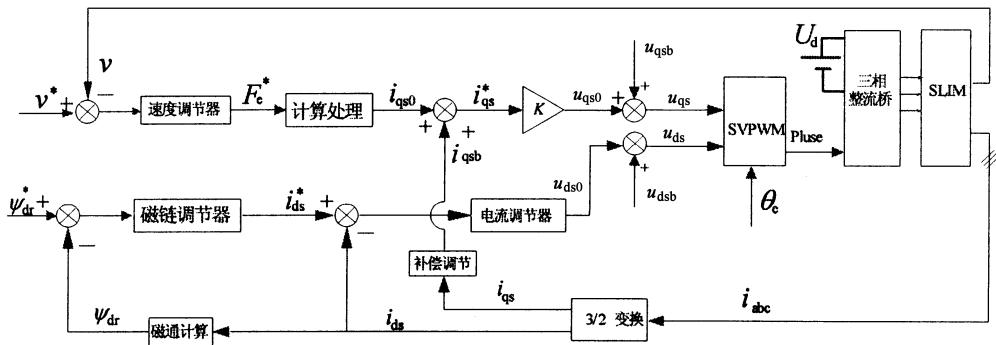


图 3 SLIM 转子磁场定向矢量控制图

Fig.3 Rotor-flux oriented vector control structure of SLIM

表 1 SLIM 系统的仿真参数

Table 1 The simulation parameters in SLIM system

极距/m	初级质量/kg	极数	电机长度/宽度/m	次级宽度/m	$R_s / R_r / \Omega$	$L_s / L_r / L_m / \text{mH}$	空气隙/mm
0.07	100	6	0.45/0.1	0.17	1.25/2.7	40.1/33.1/28.6	7

$$\begin{cases}
 u_{ds} = \left\{ i_{ds} \left[R_s + p \frac{L_{ls}(L_r - L_m f(Q)) + L_m(1 - f(Q))L_r}{L_r - L_m f(Q)} \right] + \Psi_{dr} \frac{pL_m + (R_r - pL_m)f(Q)}{L_r - L_m f(Q)} \right\} + \\
 i_{qs} \left[\frac{L_m L_r}{L_r} - w_e L_{ls} \right] = u_{ds0} + u_{dsb} \\
 u_{qs} = i_{qs} \left[R_s + p \frac{L_{ls} L_r + L_m L_r}{L_r} \right] + \left\{ \left[w_e L_{ls} + \frac{L_{lm}[1 - f(Q)]L_r}{L_r - L_m f(Q)} \right] i_{ds} + \frac{L_m[1 - f(Q)]}{L_r - L_m f(Q)} \Psi_{dr} \right\} = \\
 u_{qs0} + u_{qsb} \\
 i_{qs} = \frac{F_e}{\Psi_{dr}} \frac{2\tau}{3\pi} \frac{L_r - L_m f(Q)}{L_m(1 - f(Q))} + \frac{L_{lr}^2}{L_r} \frac{f(Q)}{1 - f(Q)} \frac{i_{qs} i_{ds}}{\Psi_{dr}} = i_{qs0} + i_{qsb}
 \end{cases} \quad (22)$$

式(22)表明：**a.** u_{ds} 补偿。 u_{ds} 由 u_{ds0} 和 u_{dsb} 组成， u_{ds0} ， Ψ_{dr} 与 i_{ds} 相关， i_{ds} 经过 PI 调节得到 u_{ds0} ； u_{dsb} 经过 i_{qs} 及时计算补偿 u_{ds0} 而得到 u_{ds} 。**b.** u_{qs} 补偿。 u_{qs} 由 u_{qs0} 和 u_{qsb} 组成， Ψ_{dr} 与 i_{qs} 相关， i_{qs} 经过 PI 调节得到 u_{qs0} ； u_{ds0} 经过 i_{qs} 及时计算后与 u_{qsb} 相加得到 u_{qs} 。**c.** i_{qs} 补偿。 i_{qs0} 是由参考速度 v 计算的 F_e 决定； i_{qsb} 对 i_{qs} 进行实时的反馈补偿。

5 结果分析

5.1 空载时恒定速度指令信号

给定速度信号为 $v^* = 1.8$ ， d 轴磁链信号为 $\Psi_{dr}^* = 1.4$ ，阻力为 0（空载），参数变化见图 4。

分析：

图 4a 中的电磁推力经过两个周波后接近于 0；图 4b 转子速度在 0.03 s 后稳定在 1.80 m/s 左右；图 4c、图 4d 是运行速度对互感的影响，当速度变化时，互感也变；速度稳定时，互感恒定；图 4e 转子磁链逐渐上升最后在 0.07 s 时稳定，较好地跟踪了给定值 1.4；图 4f 转差率从 1 下降，最后在 0.03 s 后稳定在 0.16 左右；图 4g 中 i_{qs} 经过 0.03 s 后接近于 0，此时 i_{ds} 逐渐上升，大约 0.01 s 后稳定在 50 A 左右，保证了电磁推力平稳，基本满足系统运行要求；图 4h 补偿电压 u_{qsb} ， u_{dsb} 在 0.03 s 后恒定，从而得到 u_{qs} ， u_{ds} ，经过 SVPWM 调制产生相应的触发脉冲控制开关器件。

5.2 空载时变化速度指令信号

其他参数与 5.1 相同，只改变速度，给定：

$$v^* = \begin{cases} 1.8 & (0 \leq t \leq 0.1 \text{ s}) \\ 2.6 & (t > 0.1 \text{ s}) \end{cases}, \text{ 如图 5 所示。}$$

分析：

系统启动时给定速度为 1.8 m/s，在 0.05 s 左

右推力接近于 0，转速和 A 相电流过渡到稳定状态。0.1 s 时，转速信号从 1.8 m/s 跳到 2.6 m/s，系统立即反应，经过 0.02 s 重新稳定在新的给定值附近。系统在速度干扰信号下，反应及时，推力、速度和电流过渡平滑，具有较好的抗干扰能力。

6 结语

在对 SLIM 结构充分分析的基础上，考虑纵向边缘效应和次级板涡流影响，做了以下工作。

1) 结合 RIM 转子磁场定向的控制方程，对 SLIM 数学模型加以修正，推出 RFO 控制方程，指出 SLIM 和 RIM 在 d 轴的互感变化上存在差异。在 d 轴等效电路中引入与速度函数 $f(Q)$ 相关的 $R_r f(Q)$ ，同时为实时控制 i_{ds} ，修正互感为 $L_m(1 - f(Q))$ 。

2) 在建立 SLIM 转子磁场定向矢量控制模型中，SLIM 的电磁分量和推力分量不再像 RIM 简单正比励磁电流分量和转矩电流分量，必须对 i_{qs} 进行补偿，从而较好地控制电磁推力^[17]。

3) 在由 i_{ds} ， i_{qs} 到 u_{ds} ， u_{qs} 的转换过程中，不能通过简单的 PI 调节，必须对 u_{ds} ， u_{qs} 进行相应解耦补偿，然后输入到 SVPWM 模块去产生相应的触发脉冲。

4) 通过空载时恒定和变化速度给定，对 SLIM 转子磁场定向控制进行了分析研究，推力、初级电流、速度等在外在干扰情况下过渡平滑，系统具有较好的动态反应和调节能力。

结果表明，SLIM 在该控制方法下，边缘效应得到及时补偿，运行特性得到改善，系统具有一定的抗干扰能力，证明了所提出的数学模型、控制电路和控制方法是正确的，具有一定的参考价值。

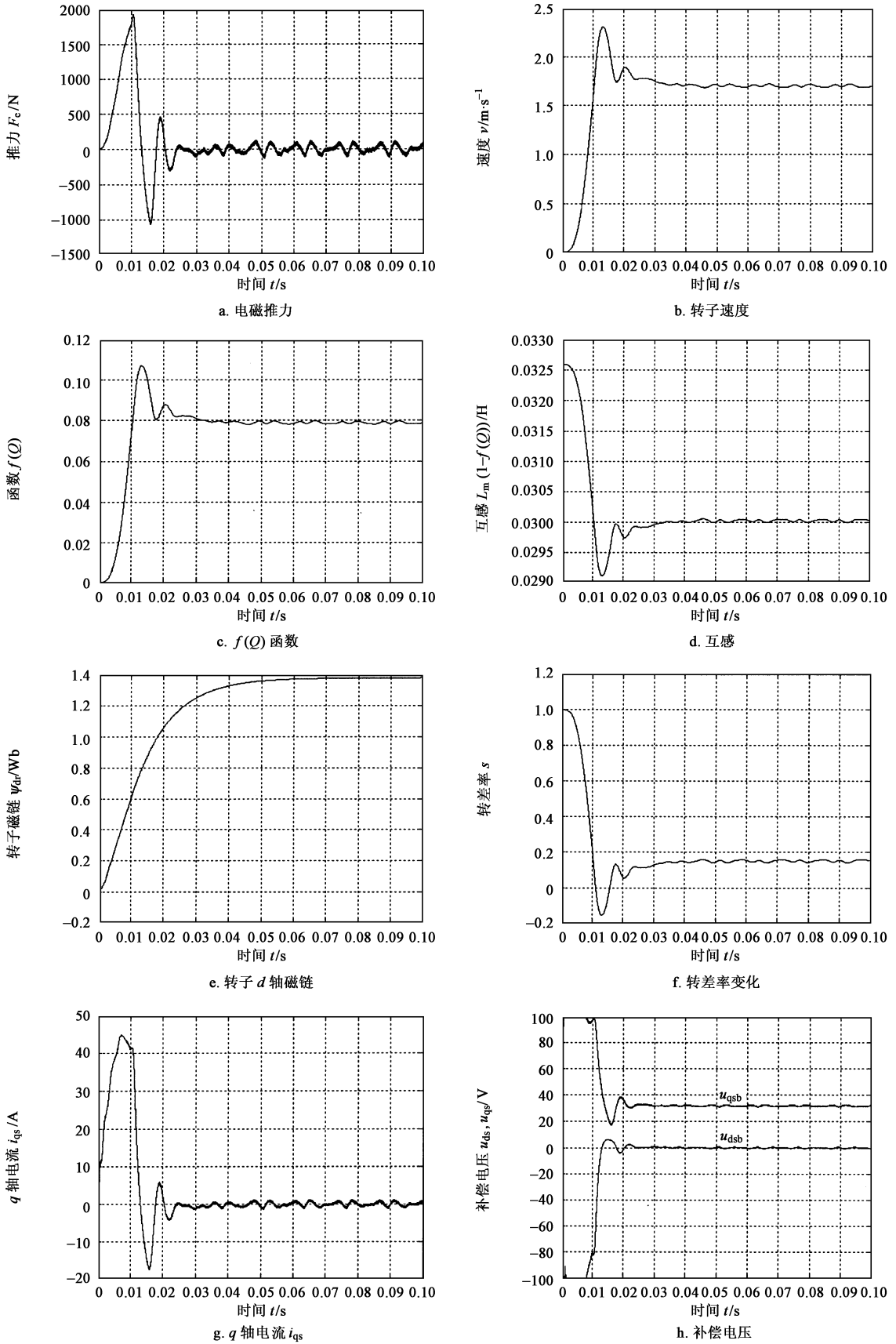


图 4 SLIM 空载时恒定速度调节的工作情况

Fig.4 No-load and constant speed regulation working status of SLIM

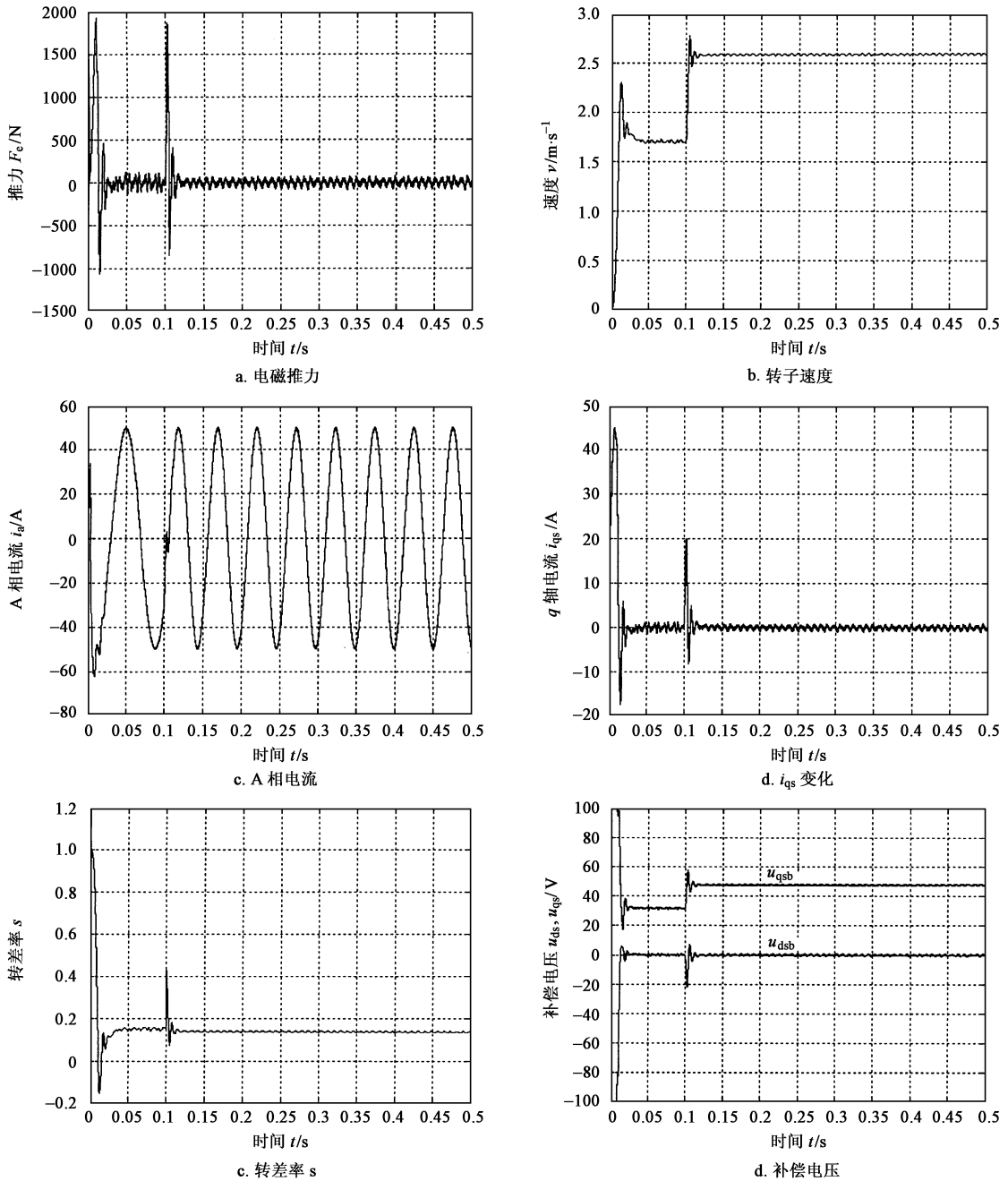


图5 SLIM空载时变化速度调节的工作情况

Fig.5 No-load and variable speed regulation working status of SLIM

参考文献

- [1] Nasar S A, Boldea I. Linear Motion Electric Machines [M]. New York: Wiley, 1976. 100~170
- [2] Gieras J F. Theory, Linear Induction Motor [M]. Oxford Clarendon Press, 1994. 150~250
- [3] Nasar S A, Boldea I. Theory, Design and Practical Hall [M]. Inc, New Jersey, 1985. 100~140
- [4] Takahashi I, Ide Y. Decoupling thrust and attractive forces of vector control inverter [J]. IEEE Industry Applications, 1993, 121: 565~570
- [5] Jeong-hyoun Sung, Kwanghee Nam. A new approach to vector control for a linear induction motor considering end effects [J]. IEEE Trans on Magnetics, 1999, 213: 2284~2289

- [6] Yoshida K, et al. New transfer-matrix theory of linear induction machines taking into account longitudinal and transverse ferromagnetic end effects [J]. Proc IEE, Pt B, 1981, 128(5):225~236
- [7] Duncan J, Eng C. Linear induction motor-equivalent circuit mode [J]. Proc IEE, Pt B, 1983, 130(1):51~57
- [8] Kang G, Nam K. Field-oriented control scheme for linear induction motor with the end effect [J]. IEE Proc Electr Power Appl, 2005, 152(6):1565~1572
- [9] Gieras J F, Dawson G E, Eastham A R. A new longitudinal end effect factor for linear induction motors [J]. IEEE Trans on Magnetics, 1987, EC-2(1): 152~159
- [10] Dawson G E, Eastham A R, Gieras J F. Design of linear induction drives by field analysis and finite element techniques [J]. IEEE Trans on IA, 1997, IA-22(5): 522~526
- [11] Iwamoto M, Sakabe S, et al. Experimental and theoretical study of high-speed single sided linear induction motors [J]. Proc IEE, Pt B, 1981, 128(6): 306~312
- [12] Kang G, Nam K. Field-oriented control scheme for linear induction motor with the end effect [J]. IEE Proc Electr Power Appl, 2005, 152(6):1565~1572
- [13] Boldea I, Nasar S A. Linear Motion Electromagnetic Systems [M]. New York: Wiley, 1985: 210~230
- [14] Eastham A R, Dawson G E, Pringle D M, et al. Comparative experimental evaluation of the performance of a SLIM with a solid-steel reaction rail and with an aluminum capped reaction rail [R]. Queen's Univ, Kingston, CIGGT Rep 1980
- [15] Khan G B, Mischler W R, Oney W R. Performance of a single-sided linear induction motor with solid back iron and with various misalignment [R]. General Electric Co, Schenectady, NY, Rep 1999
- [16] Faiz J, Jafari H. Accurate modeling of single-sided linear induction motor considers end effect and equivalent thickness [J]. IEEE Trans, 2000, MAG-36 (5): 3785~3790
- [17] Eastham A R, Dawson G E, Atherton D L, et al. Test facility for the determination of linear induction motor performance [R]. Queen's Univ, Kingston, CIGGT Rep 80-6, 1980

Research on the Longitudinal End Effect of Single Linear Induction Motor

Xu Wei^{1,2}, Sun Guangsheng¹

(1. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China;

2. Graduate School of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

[Abstract] The SLIM has been widely applied in transportation for its simple-firm structure and its directly forward electromagnetic thrust. Because of its discontinuous magnetic circuit, the motor has transverse and longitudinal end effects. There are eddy currents, which become greater as motor spread increases, occurring in both entrance and exit of its secondary side for magnetic flux balance. End effects and eddy currents bring ill impact to air gap magnetic flux which reduce its available magnetic flux of air gap and pull coefficient. This paper describes particular discussions on the SLIM working characters and works out the $d-q$ axis equivalent circuits. The changes of mutual inductance and resistance in d axis indicate both the second longitudinal end effect and the eddy current influences. Then the article establishes SLIM control equations connected with the rotor-flux oriented (RFO) vector control theory in rotary motor. The paper brings forward u_{ds} , u_{qs} , i_{qs} online decouple compensation based on the rotor magnetic flux, speed, current regulators, which adjust and accommodate pulsive force, $d-q$ axis voltages, $d-q$ magnetic fluxes, d axis mutual inductance. The result indicates that this method reduces the torque ripple and makes the stator currents flat, speed smooth during the sudden change in motor speed of no load, which provides theory guidance to the SLIM application analysis and achieves some active effects.

[Key words] single linear induction motor (SLIM); rotor-flux oriented (RFO) control; end effect; decouple control; accommodation