

# PWM 逆变器供电的同步电动机矢量控制电流控制环的研究和设计

张 波 李 忠 毛宗源

(华南理工大学电力学院·广州, 510640)

**摘要:** 深入地分析了影响 PWM 逆变器供电的同步电动机矢量控制电流控制环动态特性的主要因素, 指出同步电动机反电动势是其中最重要的干扰因素。而通常采用的 PI(比例-积分)电流调节器因工作频带的限制无法在较高转速时抑制反电动势的影响, 但利用 PWM 逆变器过调制控制的非线性特性将有助于电流控制环动态性能的提高。为此本文在提出一种基于同步电动机反电势克服的电压前馈控制电流控制环设计的基础上, 配合 PWM 逆变器过调制控制进一步提高电流控制环的动态性能。相应的仿真和实验结果验证了本文的分析。

**关键词:** 同步电动机; 矢量控制; 逆变器; 电流控制环

## Study and Design on Current Control Loop of Vector Control of PWM Inverter-Fed Synchronous Motor

Zhang Bo, Li Zhong and Mao Zongyuan

(Electric Power College, South China University of Technology · Guangzhou, 510640, P. R. China)

**Abstract:** The paper deeply analyses the main reasons affecting dynamic characteristics of current control loop for vector control of PWM inverter-fed synchronous motor. It is pointed out that E. M. F (electromotiveforce) of synchronous motor is the most important interference, the general PI (proportion-integration) current regulator does not restrain the effect of E. M. F at high speed because of limitation on its operation frequency width, but the nonlinear property of over-modulation control of PWM inverter is of advantage to enhancing the dynamic characteristics of current control loop. So the paper develops a novel current control loop with input voltage feedforward control loop for overcoming the effect of E. M. F of synchronous motor, the over-modulation control of PWM inverter is also applied. The analytical results are good agreement with the feasible simulation and experiment results.

**Key words:** synchronous motor; vector control; inverter; current regulator

### 1 引言(Introduction)

同步电动机矢量控制最终归结为对电机定转子电流的控制<sup>[1]</sup>, 调速系统中必须有快速的电流控制环以保证定转子电流对矢量控制指令的准确跟踪, 这样才能在电机模型中将定转子电压方程略去, 或仅用小惯性环节替代, 达到矢量控制的目的。因而电流控制环的动态响应特性直接关系到矢量控制策略的实现, 研究同步电动机矢量控制系统必须涉及到电流控制环的研究。

影响 PWM 逆变器供电的同步电动机矢量控制电流控制环动态响应特性的因素有许多, 它包括反电动势的干扰、电流调节器的设计、PWM 逆变器的传递特性及电机运行参数变化的影响, 并且在要求无谐波电流反馈信号时, 反馈电流的滤波环节又会增加动态响应时间。

本文则从设计和实用的角度, 深入分析了 PWM 逆变器供电的同步电动机矢量控制电流控制环的主要影响因素, 并且在此基础上系统地提出一种电流控制环的设计和实现方法。

### 2 影响电流控制环性能的主要因素分析 (Analyses on the main reasons affecting the characteristics of current regulator)

#### 2.1 反电动势的干扰及 PI 电流调节器的影响 (Interference of electromotiveforce and effect of PI current regulator)

同步电动机定子电流的调节比转子更复杂、更困难、更重要, 研究大多以前者为主而假定后者为理想控制情况, 通常 PWM 逆变器供电的同步电动机矢量控制电流控制环如图 1 所示<sup>[2]</sup>。当不考虑 PWM 逆变器传输特性时, 电流控制环可用图 2 所示的简化

控制框图表示。

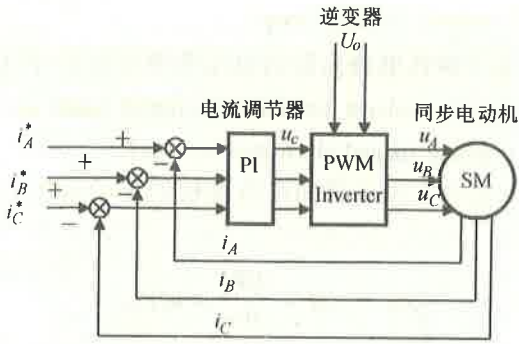


图1 PWM逆变器供电的同步电动机矢量控制电流控制环

Fig. 1 Current control loop for vector control of PWM inverter-fed synchronous motor

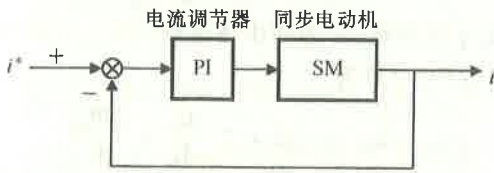


图2 电流控制环简化控制框图

Fig. 2 Simplified block diagram of current control loop

在低速时,图2的电流控制环能够得到良好的控制性能.但是当电机转速较高时,控制性能出现恶化,电流控制环的输出电流与其给定电流信号出现幅值和相位上的偏差,图3是电机运行在0.74倍额定转速时输出电流与给定电流信号关系的仿真情况。

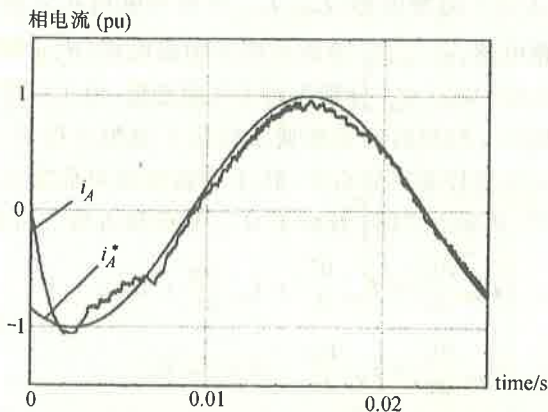


图3 0.74倍额定转速时输出电流与给定电流仿真波形

Fig. 3 Given current signal and simulation result at 0.75 times rated speed

究其原因,一是电机反电动势对电流控制环的干扰随转速上升增大;二是通常采用的PI电流调节器的工作频带不够宽.由于电机反电动势是一个与谐波无关,幅值和相角不连续的电压信号<sup>[3]</sup>,因而又为主要影响因素.在低速时,电机反电动势较小,通过PI电流调节器积分环节的调节可基本抵消反电

动势的干扰,电流跟随误差很小,因而总的电流控制特性良好.高速时,电机反电动势较大,尽管选择高增益的电流调节器比例放大系数,可以使反电动势的影响减少,但是高增益比例放大系数的效果,一方面会因PWM逆变器直流端电压不能够任意提高而受到限制;另一方面它同时也将谐波电流放大而又影响电流输出性能,电流控制特性受到较大影响。

因此,基于反电动势的干扰及PI电流调节器的限制,可有两种提高电流控制环性能的方式:一是在电流控制环设计中预先考虑电机反电动势的影响,在矢量控制中即考虑旋转电势的影响,采用所谓电压前馈控制的电流控制环设计;二是拓宽PI电流调节器的运行频带,如采用在磁场定向坐标系上PI电流调节器设计方式<sup>[2]</sup>,它的原理是将三相交流电流变换到矢量控制定向磁场M轴和转矩T轴所组成的坐标系中,使电流控制环控制的是直流电流信号,而直流信号具有对运行频带不敏感的特点,从而可在一定程度上扩大电流调节器的工作范围,但是缺点是电流控制环的动态响应速度受到影响.进一步的措施是同时在电流控制环中设置三相交流电流调节器和磁场定向坐标系中设置直流电流调节器,并且以前者为主,后者为辅,从而可在拓宽电流调节器工作频带的同时,又不失去快速响应特性。

## 2.2 PWM 逆变器传输特性与电流控制环性能的关系 (Relationship between the transfer function of PWM inverter and the characteristics of current control loop)

上小节的分析是在不考虑PWM逆变器传递特性下进行的,这相当于逆变器运行在线性工作状态下,即工作在PI电流调节器的输出调制信号幅值 $U_c$ 始终小于三角形载波信号幅值 $U_s$ 的情况,它的优点是PWM逆变器传递函数的增益为恒值,但缺点是PWM逆变器直流端电源利用率极低<sup>[3]</sup>.事实上为提高PWM逆变器直流端电源利用率,通常可使逆变器运行在过调制工作状态,即调制比 $m = U_c/U_s$ 大于1的情况.图4是不同调制比 $m$ 下逆变器的输出电压值,图5是不同调制比 $m$ 下PWM逆变器传递函数的增益.从图4,5中看出当调制比 $m$ 增加时,逆变器输出电压增加,说明PWM逆变器直流端电源利用率可随 $m$ 增加而提高.但是其传递函数的增益值却下降( $m$ 大于1时),该增益值可以用下式表示<sup>[4]</sup>:

$$K_v = \frac{U_o}{\pi U_s} \left[ \sin^{-1} \left( \frac{1}{m} \right) + \frac{1}{m} \sqrt{1 - \left( \frac{1}{m} \right)^2} \right]. \quad (1)$$

式中  $U_o$  为逆变器直流端输入电压. 鉴于 PWM 逆变器这一调制特性, 可以利用过调制来提高 PWM 逆变器的输出电压以克服在较高转速时电机反电动势的干扰. 图 6 是最大调制比设计  $m_{\max} = 1.2$  时, 电机在 0.74 倍额定转速情况下, 电流控制环输出电流与给定电流信号的仿真波形, 从图中可见, 电流响应特性得到改善. 但是正如图 5 及式(1)所示, 过大的调制比会使逆变器增益迅速下降, 这将达不到预期效果, 甚至使电流控制环输出性能更差, 因而不能仅仅利用过调制来克服反电动势的干扰, 必须进行电流环的综合分析和设计.

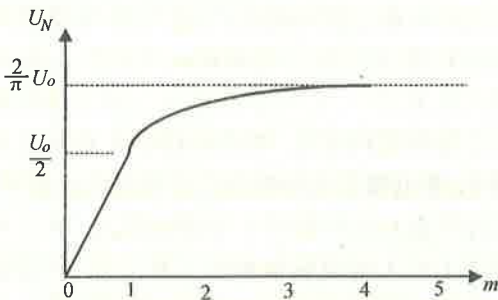


图 4 不同调制比  $m$  下逆变器的输出电压

Fig. 4 Output voltage of inverter under different modulation rate  $m$

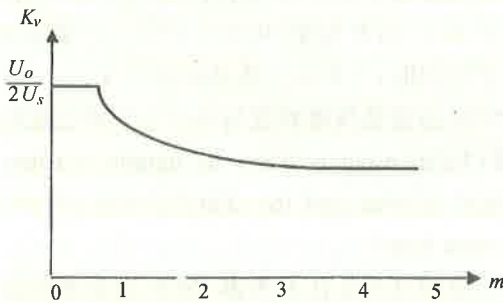


图 5 不同调制比  $m$  下 PWM 逆变器传递函数增益

Fig. 5 Transfer function gain of PWM inverter under different modulation rate  $m$

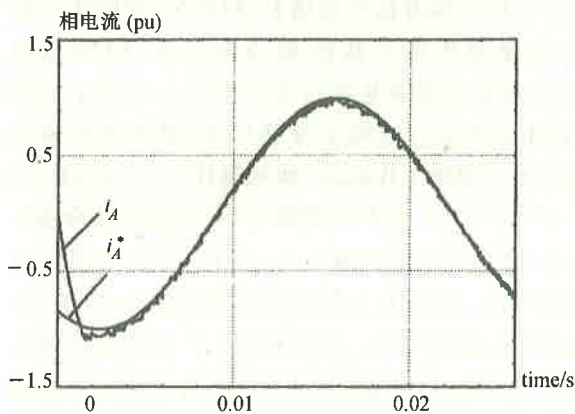


图 6  $m_{\max}=1.2$  及 0.74 倍额定转速输出电流与给定电流信号仿真波形

Fig. 6 Given current signal and simulation result at 0.75 time rated speed and  $m_{\max}=1.2$

### 3 电流控制环的综合设计 (Synthesis design of current control loop)

#### 3.1 基于旋转电势克服的电压前馈控制设计 (Design for voltage feedforward control based on restraining rotated electromotive force)

由派克方程可得同步电动机的定子电压方程为<sup>[5]</sup>

$$\begin{cases} u_d = i_d R + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega\Psi_q, \\ u_q = i_q R + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega\Psi_d. \end{cases} \quad (2)$$

其中  $u_d, u_q$  分别为定子电压的  $d, q$  轴分量;  $i_d, i_q$  分别为定子电流的  $d, q$  轴分量;  $\Psi_d, \Psi_q$  分别为定子磁链的  $d, q$  轴分量;  $\omega$  为同步角速度.

式(2)可改写为

$$\begin{cases} u_d - u_{d1} = i_d R + L_\delta \frac{di_d}{dt} + \frac{d\Psi_{dn}}{dt}, \\ u_q - u_{q1} = i_q R + L_\delta \frac{di_q}{dt} + \frac{d\Psi_{qn}}{dt}, \end{cases} \quad (3)$$

其中

$$\begin{cases} u_{d1} = -\omega L_\delta i_q - \omega\Psi_{qn}, \\ u_{q1} = \omega L_\delta i_d + \omega\Psi_{dn}, \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \Psi_{dn} = L_{md}(i_d + i_f + i_D), \\ \Psi_{qn} = L_{mq}(i_q + i_Q). \end{cases} \quad (5)$$

$L_\delta$  为定子的漏电感;  $L_{md}, L_{mq}$  分别为电机  $d, q$  轴主磁路电感;  $i_f, i_D, i_Q$  分别为转子励磁电流,  $d, q$  轴阻尼电流,  $\Psi_{dn}, \Psi_{qn}$  分别为定子气隙磁链. 由于同步电动机转子绕组时间常数通常较定子绕组大得多, 在定子电流控制环分析中, 转子励磁电流可假定为常值<sup>[6]</sup>. 从而由式(5)及转子  $d, q$  轴电压方程<sup>[5]</sup>可得

$$\begin{cases} L_{md} \frac{di_d}{dt} + L_{md} \frac{di_f}{dt} + L_D \frac{di_D}{dt} + R_D i_D = 0, \\ L_{mq} \frac{di_q}{dt} + L_Q \frac{di_Q}{dt} + R_Q i_Q = 0. \end{cases} \quad (6)$$

并且当忽略较小的转子绕组电阻  $R_D, R_Q$  后, 又可得

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{dn}}{dt} = \frac{L_{md} L_{D\delta}}{L_{md} + L_{D\delta}} \frac{di_d}{dt}, \\ \frac{d\Psi_{qn}}{dt} = \frac{L_{mq} L_{Q\delta}}{L_{mq} + L_{Q\delta}} \frac{di_q}{dt}. \end{cases} \quad (7)$$

式中  $L_{D\delta} = L_D - L_{md}, L_{Q\delta} = L_Q - L_{mq}$  分别为  $d, q$  轴转子绕组的漏感.

由此, 并由  $L_{nd} = L_\delta + \frac{L_{md} L_{D\delta}}{L_{md} + L_{D\delta}}$  和  $L_{nq} = L_\delta +$

$\frac{L_{mq}L_{Q\delta}}{L_{mq} + L_{Q\delta}}$  的平均值  $L_n$  近似替代  $L_{nd}$  和  $L_{nq}$ , 式(3)可整理为

$$\begin{cases} u_d - u_{d1} = i_d R + L_n \frac{di_d}{dt}, \\ u_q - u_{q1} = i_q R + L_n \frac{di_q}{dt}. \end{cases} \quad (8)$$

再将式(8)变换到矢量控制的磁场定向  $M, T$  轴上, 可得其电压方程

$$\begin{cases} u_M - u_{M1} = i_M R + L_n \frac{di_M}{dt}, \\ u_T - u_{T1} = i_T R + L_n \frac{di_T}{dt}. \end{cases} \quad (9)$$

式中:  $\begin{cases} u_{M1} = -\omega L_{\delta} i_T, \\ u_{T1} = \omega L_{\delta} i_M + \omega \Psi_M, \end{cases}$  进一步将上式反变换到  $A, B, C$  三相坐标轴有

$$\begin{cases} u_A - u_{A1} = i_A R + L_n \frac{di_A}{dt}, \\ u_B - u_{B1} = i_B R + L_n \frac{di_B}{dt}, \\ u_C - u_{C1} = i_C R + L_n \frac{di_C}{dt}. \end{cases} \quad (10)$$

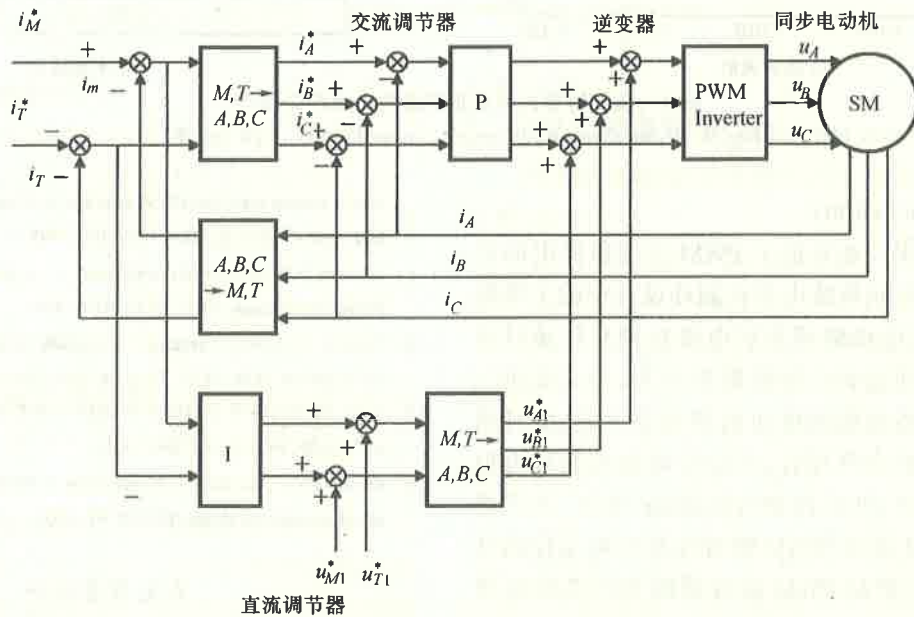


图 7 基于旋转电势的电压前馈控制电流控制环

Fig. 7 Current control loop of voltage feedforward control based on restraining rotated electromotiveforce

### 3.2 PI 电流调节器的设计 (Design of PI current regulator)

为拓宽电流调节器的工作范围, 电流调节器还分别采用交流调节器和直流调节器的组合方式(参见图 7). 但两者设计方式不同, 控制作用不同, 前者采用比例调节器, 以保证电流控制环有较好的动态响应性能; 后者采用积分调节器, 以消除电流控制环

从而利用  $u_{A1}, u_{B1}, u_{C1}$  作为电压前馈补偿信号  $u_{A1}^*, u_{B1}^*, u_{C1}^*$  的计算式, 迭加在三相电流调节器的输出端, 构成电压前馈控制, 可以近似抵消实际  $u_{A1}, u_{B1}, u_{C1}$ , 从而消除旋转电势  $\omega \Psi_M$  也即反电势对电流控制环的影响, 使 PWM 逆变器与同步电动机成为三个一阶惯性环节

$$H(s) = \frac{K_m}{1 + T_m s}. \quad (11)$$

式中  $K_m = 1/R, T_m = L_n/R$ . 对应的基于旋转电势的电压前馈控制电流控制环可参见图 7; 图 8 是其 A 相电流控制环传递函数框图.

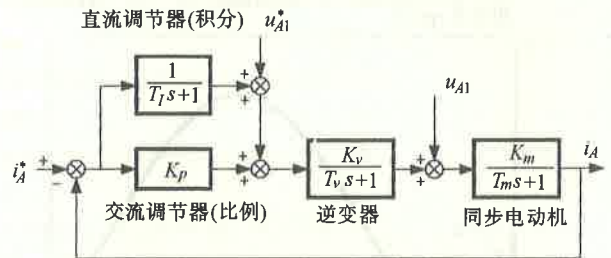


图 8 A 相电流控制环传递函数框图

Fig. 8 Block diagram of transfer function for A phase current control loop

的静态误差, 两者相互配合, 使电流控制环有良好的工作特性.

若进一步假定 PWM 逆变器工作频率足够高 (这在一般情况下都能够满足), 这样 PWM 逆变器的小时间常数  $T_v$  可以忽略不计, 则整个电流控制环的开环传递函数为

$$H(s) = (K_v K_m (K_p T_I s + 1)) / ((T_m s + 1) T_I s).$$

取  $K_p T_I = T_m$ , 整个电流控制环就简化为一阶惯性环节

$$G(s) = 1 / \left( 1 + \frac{T_I}{K_v K_m s} \right),$$

从而简化设计.

### 3.3 PWM 逆变器过调制比的选择 (Selection for the over-modulation rate of PWM inverter)

为充分利用过调制下的 PWM 逆变器较高的输出电压, 以克服电机反电动势的影响, 可在运行时选择 PWM 逆变器调制比  $m_{max} > 1$ , 则由式(1)可得逆变器最高的输出电压为

$$U_{Nmax} = K_v \cdot m_{max} \cdot U_s =$$

$$\frac{U_o}{\pi} \left[ \sin^{-1} \left( \frac{1}{m_{max}} \right) + \frac{1}{m_{max}} \sqrt{1 - \left( \frac{1}{m_{max}} \right)^2} \right] m_{max}.$$

低速时, 使 PWM 逆变器工作在线性段,  $m < 1$ , 输出电压为  $U_N = \frac{U_o}{2} m$ ; 高速时, 迅速使 PWM 逆变器过渡到最大过调制  $m_{max}$ , 以克服电机反电动势.

经过上述精心设计的 PWM 逆变器供电的同步电动机矢量控制电流控制环, 不仅低速时有好的动态性能, 而且在高速时也有良好的动态性能. 图 9 是在电机额定转速时电流调节器的电流控制仿真和实验情况.

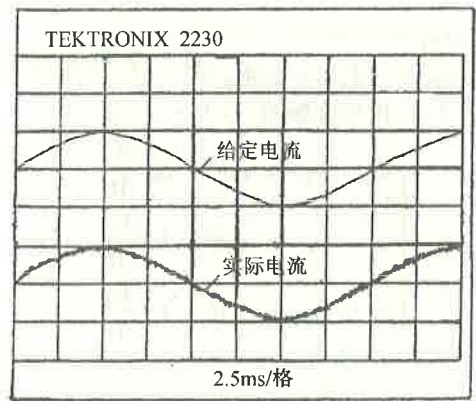
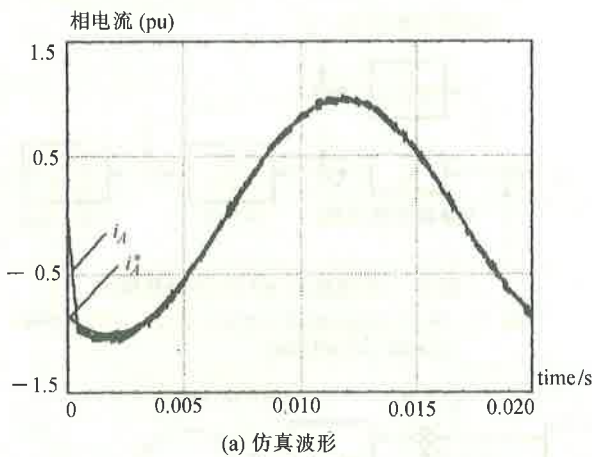


图 9 额定转速时电流调节器的电流控制情况

Fig. 9 Control result of current control loop at rated speed

## 4 结论 (Conclusion)

本文较为深入地分析了 PWM 逆变器供电的同步电动机矢量控制系统电流控制环设计中的主要影响因素. 电机反电动势或旋转电势在较高转速时对电流控制环的动态响应特性影响较大, 为此提出一种基于旋转电势克服的电压前馈控制方式, 而且通过电流调节器的合理设计, 可以使电流控制环近似为一阶惯性环节, 使其控制性能提高. 此外, 还详细地讨论了 PWM 逆变器的传输特性及对电流控制环的影响, 利用过调制 PWM 逆变器的非线性特性将有利于进一步提高电流控制环的性能.

### 参考文献 (References)

- [日]岩金考信. 矢量控制理论的最新进展. 电气传动自动化译丛, 1986, (4): 1-7
- Rowan and Kerkman R J. A new synchronous current regulator and anal-

- ysis of current regulated PWM inverters. In: Conf. Record of 1985 IEEE-IAS Annual Meeting, USA, 1985, 487-495
- Joochim Holtz. Pulsewidth modulation—a survey. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1992, 39(5): 410-420
- Timothy M Kowan. Operation of naturally sampled current regulator in the transition mode. IEEE Trans. on Ind., 1987, 23(4): 586-596.
- 张波. 转子凸极效应对同步电动机矢量控制的影响研究. 控制理论与应用, 1996, 13(5): 681-686
- Da Silva K F, Jacobina C B and Lima A M N. Vector control in synchronous machine drives. IECON'91, USA, 1991, 177-181

### 本文作者简介

张波 1962年生, 博士, 副教授. 1982年毕业于浙江大学电机专业, 1994年在南京航空航天大学自动控制系获博士学位. 现在华南理工大学电力学院工作. 主要研究方向: 现代交流调速, 电力电子技术和控制理论及应用.

李忠 1972年生. 现为华南理工大学电子信息学院在职博士生. 主要研究方向: 控制理论及应用.

毛宗源 见本刊1999年第1期第20页.