

矢量控制永磁同步电动机低速 轻载运行的研究

吴茂刚 赵荣祥 汤新舟
(浙江大学电气工程学院 杭州 310027)

摘要 提出了削弱电压源型空间矢量脉宽调制逆变器死区效应的方法。给出因死区时间和开关器件开通、关断时间引起的误差电压矢量,依据误差电压矢量的表达式,采用降低载波频率和减小直流母线电压的方法削弱死区效应。分析了降低载波频率对磁链轨迹畸变和转矩脉动的影响,在低速空载情况下通过增大电机定子励磁电流分量获得连续电流波形,通过检测电流矢量角判断电流极性,对死区进行补偿。仿真并对比了不同载波频率下的转矩脉动,实验结果证明了所提出的方法能有效地降低电机转速,改善电流波形。

关键词: 死区效应 误差电压矢量 转矩脉动 永磁同步电动机

中图分类号: TM301.2

Study of Vector-Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor at Low Speed and Light Load

Wu Maogang Zhao Rongxiang Tang Xinzhou
(Zhejiang University Hangzhou 310027 China)

Abstract Novel dead-time effect weakening methods for a voltage-fed space vector pulse width modulation (SVPWM) inverter are presented. Error voltage vector generated by dead-time, switching devices turn-on and turn-off time are introduced. Weakening methods that consist of decreasing carrier frequency and decreasing direct current bus voltage are educed. The flux linkage distortion and torque ripples caused by decreasing carrier frequency are analyzed. In order to make current waveform continue so that detect 3-phase current polarities, the stator field current component is increased when the motor operated at no load; By using the current vector angle, dead-time compensation is performed. Simulation results show that torque ripples are enlarged at lower carrier frequency. Experimental results verify that the proposed weakening methods can decrease effectively motor speed, and the compensation approach can improve effectively current waveform.

Keywords: Dead-time effect, error voltage vector, torque ripple, permanent magnet synchronous motor (PMSM)

1 引言

永磁同步电动机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 适用于要求快速转矩响应和高性能运行的交流传动领域。矢量控制技术模仿直流电动机的控制,以转子磁场定向,用矢量

变换的方法实现对电枢电流转矩分量和励磁分量的解耦控制。在电压矢量的调制方法方面,较新发展起来的是电压空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 技术,该调制是在正弦调制波中叠加一定比例的零序谐波,使调制波呈现出马鞍形,以降低调制波幅值,增大直流电源电压利用率,并具有谐波含量少、便于电压细调,开关频率与载波频率相同等优点。

低速性能是衡量 PMSM 调速系统性能的重要指标, 优良的低速性能拓宽了电机系统的调速比, 并能够满足数控机床等要求低速位置控制的应用场所。影响 PMSM 低速性能的因素有: ①电机本体方面, 电枢绕组正弦分布程度, 转子磁极结构、永磁转子磁场在空间分布的正弦程度、反电动势正弦程度, 齿槽效应等。②逆变器方面, 通入三相电枢的电流正弦程度。

本文着重分析逆变器死区效应对电机低速运行造成的影响, 死区是为防止逆变器同一桥臂两只开关管直通而设置的开关时滞, 死区设置使逆变器的实际输出电压与理想给定电压相比产生非线性畸变, 产生电流波形畸变和转矩脉动等死区效应。在低速轻载时, 由于逆变器输出电压低, 死区效应的影响更为显著, 是变频器的低速性能差的一个重要原因。

文献[1]根据负载电流极性的不同, 指出死区的作用可用误差电压矢量来描述, 其方向按离散步变化, 并与三相电流极性相关。文献[2]提及了电流矢量和死区补偿矢量的对应关系, 并在 d、q 轴旋转参考轴系下依据 i_d 、 i_q 对死区做前馈补偿。在参考上述文献的基础上, 本文首先给出了 SVPWM 逆变器因开关管的开通、关断时间和死区时间而产生的误差电压矢量的大小和方向, 然后分析如何减小死区效应, 减小的同时会带来哪些负面影响, 最后提出了一种在低速空载下, 通过加大电枢电流励磁分量使电枢电流连续, 根据电流矢量角判断电流极性, 对死区效应进行补偿的方法。

2 误差电压矢量和削弱方法

2.1 误差电压矢量

SVPWM 逆变器因器件的开通、关断时间和死区时间而产生的误差电压矢量 ΔV 幅值恒定为 $\frac{4}{3}U_{dc} \frac{T_{er}}{T}$, 随三相电流极性不同在空间有 6 个分布方向, 如图 1 所示。定义误差时间 T_{er}

$$T_{er}=T_d+T_{on}-T_{off} \quad (1)$$

式中 T_d ——设置的死区时间

T_{on} ——器件的开通时间

T_{off} ——器件的关断时间

U_{dc} ——逆变器的直流母线电压

T ——载波周期

在图 1 的 α 、 β 定子两相静止参考轴系内, 6 个误差电压矢量与三相电流极性的对应关系为: 规定

电流方向以流入电机为正, 按 abc 相序, 相电流极性为正用数字 1 表示, 极性为负用数字 0 表示, 组合成的数值即为对应的误差电压矢量。比如, 误差矢量 ΔV_6 对应的 i_a 、 i_b 、 i_c 极性为正、正、负, 二进制数表示为 110, 即十进制数 6。

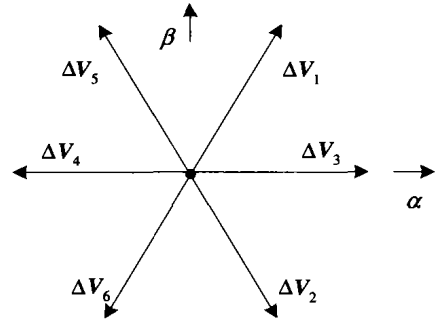


图 1 误差电压矢量

Fig.1 Error voltage vector

实际电压矢量是给定电压矢量与误差电压矢量之差

$$U_s=U_s^*-\Delta V_i \quad (2)$$

式中 U_s^* ——给定的电压矢量

ΔV_i ——误差电压矢量

i ——1~6 的整数

当电机低速轻载运行时, 给定电压减小, 而误差电压不变, 相对大电压情况下, 电压畸变严重, 会使电机呈现出明显的转矩脉动。当给定电压下降到等于或小于误差电压时, 实际输出电压变为零, 电机停转, 电机能达到的最低转速受到限制。为满足电机的低速轻载运行要求, 必须削弱或补偿死区效应。

2.2 死区效应的削弱方法

削弱死区效应就是如何减小误差矢量的幅值, 误差矢量幅值表达式为 $\frac{4}{3}U_{dc} \frac{T_{er}}{T}$, 减小该数值, 可以减小母线电压 U_{dc} , 减小误差时间 T_{er} , 或增大载波周期 T 。通用变频器的母线电压是恒定的, 在低速轻载时减小母线电压, 可将整流侧由不可控改为可控, 实验部分图 9 为将母线电压由 500V 降低到 50V 后, 电机的相电流波形, 电机最低转速有了明显下降。一个开关器件的开通和关断时间是一定的, 在保证开关管安全工作的前提下, 合理设置死区时间, 可使误差时间 T_{er} 尽量小。增大载波周期同样可以减小误差矢量的幅值, 实验部分图 10 为载波频率由 8k 降到 1k 后, 电机的相电流波形, 最低转速由

原来的 20r/min 下降到 10r/min。

3 低载波频率下 SVPWM 转矩分析和仿真

3.1 转矩分析

降低载波频率可以减小死区效应的影响，但同时 SVPWM 调制磁链圆的畸变程度加大，转矩脉动加大。对于交、直轴电感相等即 $L_q=L_d=L_s$ 的隐极式 PMSM，采用 $i_d=0$ 的转子磁场定向控制时，矢量图如图 2 所示，其电磁转矩可表示为

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} p |\psi_s \parallel \psi_f| \sin \delta \quad (3)$$

- 式中 p ——电机极对数
 L_s ——三相定子电感
 ψ_s ——定子磁链矢量
 ψ_f ——永磁转子磁链矢量
 δ ——磁通夹角

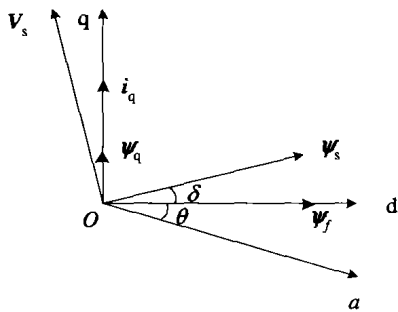


图 2 PMSM 矢量图

Fig.2 Vector figure of PMSM

当忽略定子电阻时，定子磁链矢量滞后定子电压矢量 90° 电角度，定子磁链矢量是定子电压矢量对时间的积分。以 SVPWM 电压矢量合成的第三扇区为例，分析低载波频率下磁链轨迹的幅值畸变和相位畸变以及对电磁转矩的影响，图 3 是在一个调制周期 T 内的磁链轨迹，理想的磁链圆轨迹是弧线 \widehat{ACE} ，而对于离散控制系统，理想磁链轨迹是沿平行于合成电压矢量方向的直线段 \overline{ACE} ，由于有效电压矢量只有六个，实际磁链轨迹是由 V_0 、 V_4 、 V_6 作用产生，为使电压波形对称，将矢量的作用时间一分为二，即作用矢量依次为 V_0 、 V_4 、 V_6 、 V_7 、 V_6 、 V_4 、 V_0 ，作用时间分别为 $T_0/2$ 、 $T_4/2$ 、 $T_6/2$ 、 T_7 、 $T_6/2$ 、 $T_4/2$ 、 $T_0/2$ ，则实际磁链轨迹是折线段 $ABCDE$ 。假设转子磁链矢量以 ω_s 的速度均匀旋转，由于定子磁链矢量的折线运动且走走停停，定子磁链幅值和定转子磁通夹角是变化的，变化情况如图 4 所示，磁通夹角在 δ 值附近上下增减，磁链幅值则在 $|\psi_s|$ 值上下增减。

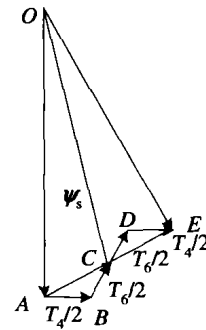


图 3 定子磁链轨迹

Fig.3 Locus of stator linkage

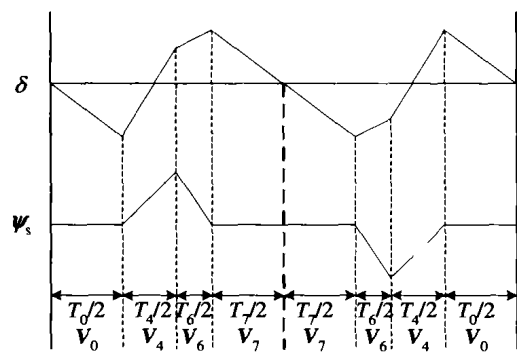


图 4 磁通夹角和定子磁链幅值的脉动波形

Fig.4 Waveform of flux angle δ and amplitude ψ_s of stator flux linkage

由式 (3) 可得，电磁转矩是脉动的，特别是当载波频率下降时，由 SVPWM 调制的平均值等效原理

$$V_s \cdot T = V_4 \cdot T_4 + V_6 \cdot T_6 \quad (4)$$

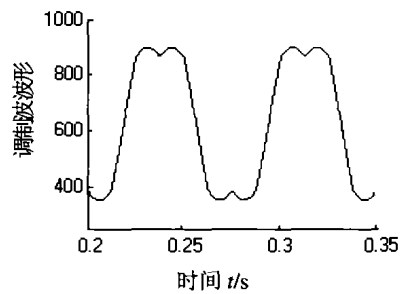
若 V_s 不变， T 加大一定倍数，则 T_4 、 T_6 加大相应倍数，磁链轨迹的畸变程度和转矩脉动将加大相应倍数。

3.2 不同载波频率下 SVPWM 转矩脉动仿真

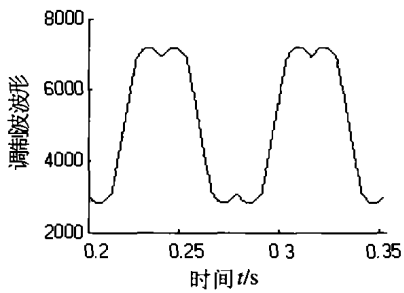
用 Matlab 软件在 8k 和 1k 载波频率下对 PMSM 进行速度环开环的转矩脉动仿真， u_d 、 u_q 给定常值，电机带载起动，负载转矩 $T_l=3N \cdot m$ 。PMSM 参数：定子相绕组电阻 $R_s=1.91\Omega$ ，定子 d 轴电感 $L_d=0.0025H$ ，q 轴电感 $L_q=0.0025H$ ，转动惯量 $J=0.25 \times 10^{-3}kg \cdot m^2$ ，极对数 $p=3$ ，永磁转子磁通 $\psi_f=0.022Wb$ 。

图 5~7 分别是在 8k 和 1k 载波频率下的调制波波形（纵坐标为时间比较值），起动转矩波形和稳态时的转矩局部放大波形。8k 载波频率时的稳态转矩脉动率是 3%，1k 载波频率时稳态转矩脉动率达到了 24%，电流谐波显著增加，使电机产生了较大的转矩脉动和较强的噪声。

就 SVPWM 而言，为使电机旋转磁场逼近圆形，



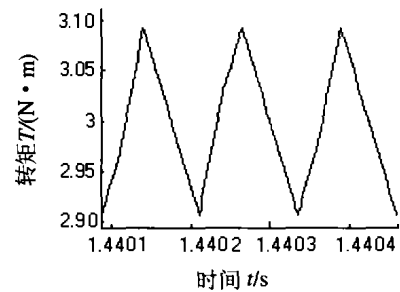
(a) 8k载波时调制波波形



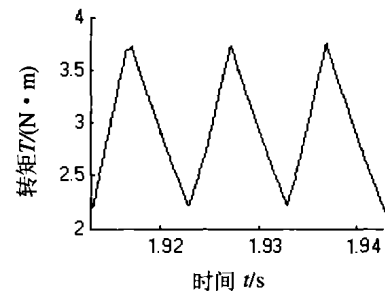
(b) 1k载波时调制波波形

图5 调制波波形

Fig.5 Modulation waveform



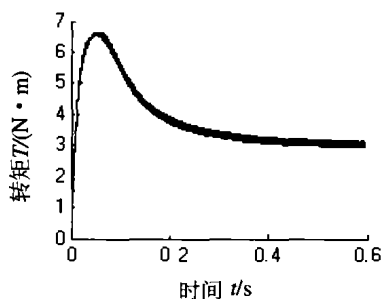
(a) 8k载波时稳态转矩波形



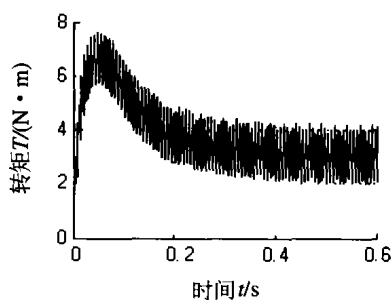
(b) 1k载波时稳态转矩波形

图7 稳态转矩波形

Fig.7 Steady torque waveform



(a) 8k载波时起动转矩波形



(b) 1k载波时起动转矩波形

图6 起动转矩波形

Fig.6 Start torque waveform

调制周期 T 越小, 越逼近圆形, 由于死区效应的存在, 实际的磁链圆是畸变的, 在相同的给定电压矢量下, T 越小, 则死区效应引起的磁链畸变越严重。较大的 T 值能有效抑制死区效应, 但会产生非圆形磁链调制而引起的畸变, 并产生转矩脉动, 解决磁链畸变问题的方法是对死区进行补偿。

4 低速轻载下的死区补偿方法

当电机运行于轻载时, 加到电机上的电压很小, 由于受转子反电动势的影响, 电机往往会部分地工作在电流断续模式下, 如果误差时间内的电流为零, 就不存在误差电压, 也没有误差电压矢量, 若误差时间内电流不为零, 则会产生误差矢量, 其幅值恒定为 $\frac{4}{3}U_{dc} \frac{T_{er}}{T}$, 方向由三相电流极性确定。

电流断续, 则无法对死区进行补偿, 而死区效应仍然存在, 为使电流波形连续, 便于电流极性检测和死区补偿, 本文提出采用励磁电流 i_d 大于零的方法, 即在不改变交轴电压分量 u_q 的同时, 加大直轴电压分量 u_d 以增大输出电压矢量。对于表面贴装式电机, 由于交直轴电感相等 ($L_q=L_d$), i_d 大于零并不会产生磁阻转矩, 不会影响转矩的线性控制。

对于转子磁场定向的矢量控制系统, 可采用定子电流矢量角来判断三相电流的极性, 电流矢量的角度和电流极性的对应关系如图8所示, 图中根据三相电流极性的不同将 α 、 β 平面分为6个扇区, 按电流相序 i_a 、 i_b 、 i_c 排列电流极性, 电流矢量角度与电流极性的对应关系如表1所示。

根据电流极性, 由图1可以得到误差电压矢量 ΔV , 死区补偿就是要产生与此误差矢量大小相等而方向相反的补偿矢量以抵消其作用, 将补偿电压矢

量以 V^{com} 表示, 则

$$V^{com} = -\Delta V \quad (5)$$

表 1 电流矢量角度和补偿电压矢量对应关系表

Tab.1 Relation between current vector angles and compensation voltage vectors

扇区	电流矢量	电流极性	补偿矢量
4°	$-\frac{\pi}{6} < \theta \leq \frac{\pi}{6}$	+ - -	$-\Delta V_4$
6°	$\frac{\pi}{6} < \theta \leq \frac{\pi}{2}$	+ + -	$-\Delta V_6$
2°	$\frac{\pi}{2} < \theta \leq \frac{5\pi}{6}$	- + -	$-\Delta V_2$
3°	$\frac{5\pi}{6} < \theta \leq \frac{7\pi}{6}$	- + +	$-\Delta V_3$
1°	$\frac{7\pi}{6} < \theta \leq \frac{3\pi}{2}$	- - +	$-\Delta V_1$
5°	$\frac{3\pi}{2} < \theta \leq \frac{11\pi}{6}$	+ - +	$-\Delta V_5$

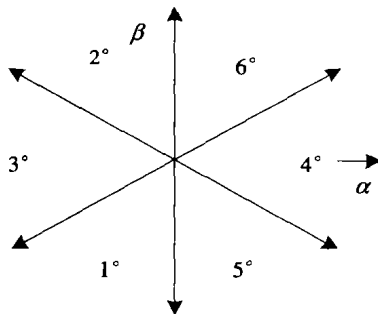


图 8 电流极性与电流矢量角对应关系

Fig.8 Relationship between current polarities and current vector angle

补偿电压矢量与电流极性的对应关系如表 1 所示, 其 α, β 轴分量为

$$u_{\alpha}^{com} = -\Delta V_i \sin \theta \quad (6)$$

$$u_{\beta}^{com} = -\Delta V_i \cos \theta \quad (7)$$

i 为 1~6 的整数, 补偿后的分量为

$$u_{\alpha} = u_{\alpha}^* + u_{\alpha}^{com} \quad (8)$$

$$u_{\beta} = u_{\beta}^* + u_{\beta}^{com} \quad (9)$$

式中 $u_{\alpha}^*, u_{\beta}^*$ ——原来给定电压矢量的 α, β 轴分量

5 实验结果

实验中, PMSM 变频调速系统主控制器采用美

国 TI 公司数字信号处理器 TMS320F240, 逆变器采用智能功率模块 PM75RSE120 (三菱)。PMSM 参数为: 额定功率 $P=7.5\text{kW}$, 极对数 $p=3$, 额定线电压 380V, 额定电流 17A。SVPWM 逆变器死区时间设置为 $5\mu\text{s}$, 母线电压 500V, 载波频率 8k。

图 9 是空载降低母线电压到 50V 的相电流波形, 电机转速由原来的空载最低 20r/min 下降到 2.5r/min; 图 10 是空载下载波频率下降到 1k 时, 电机相电流波形, 电机转速下降到 10r/min; 图 11、图 12 分别是低速 (20r/min) 轻载时死区补偿前后的电机相电流波形, 比较可见, 补偿前的电流波形有过零钳位和波峰削平现象, 是死区效应的表现, 补偿后的电流波形明显正弦化; 图 13 是空载下采用 i_d 大于零补偿方法后的相电流波形, 转速为 5.7r/min, 此时, 死区效应不存在了, 而由于电机本体结构和 SVPWM 调制等原因引起的齿槽转矩和纹波转矩却会呈现出来。

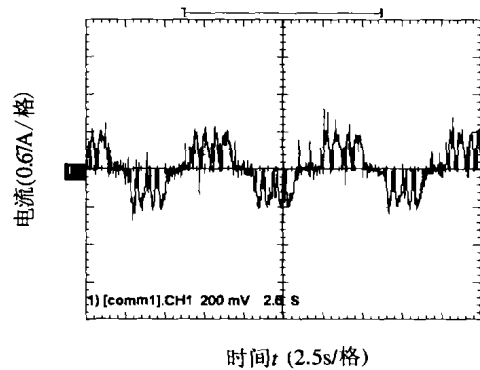


图 9 空载 50V 母线电压时相电流波形
Fig.9 Phase current waveform at 50V DC bus voltage without load

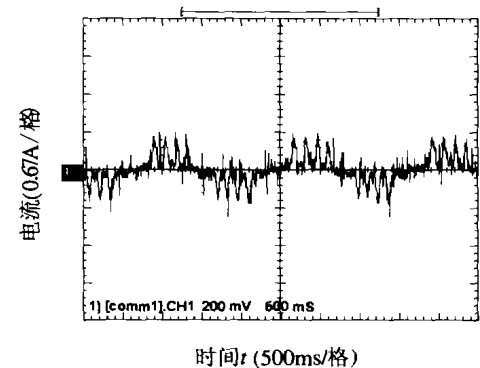


图 10 空载 1k 载波频率下相电流波形
Fig.10 Phase current waveform at 1k carrier frequency without load

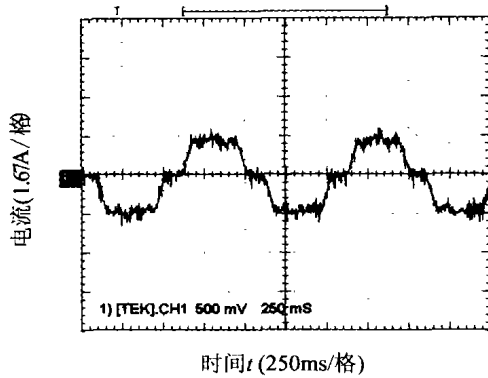


图 11 轻载补偿前的相电流波形

Fig.11 Phase current waveform before compensation with light load

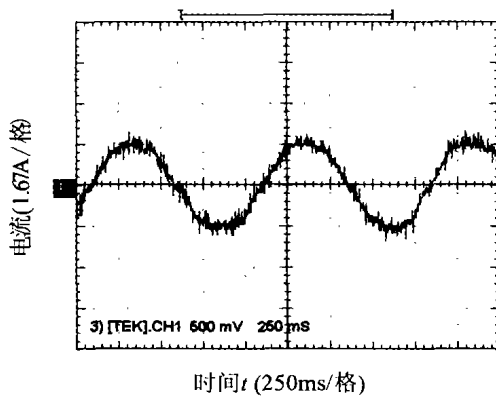
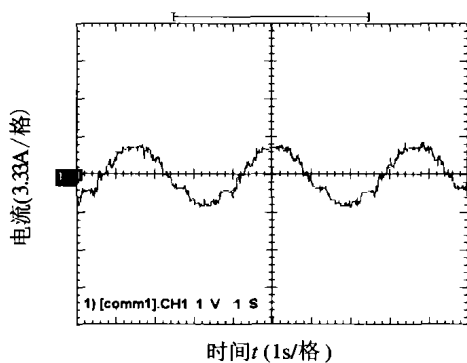


图 12 轻载补偿后的相电流波形

Fig.12 Phase current waveform after compensation with light load

图 13 空载 i_d 大于零补偿后的相电流波形Fig.13 Phase current waveform after compensation by i_d greater than zero without load

6 结束语

(1) 给出了 SVPWM 逆变器误差矢量的表达式, 根据该表达式提出了削弱死区效应的方法, 在

低载波频率下, 对 SVPWM 调制进行了转矩脉动分析。

(2) 在低速空载情况下, 针对电流断续, 提出了一种 i_d 大于零的死区补偿方法, 该方法由软件实现, 算法简单, 易于编程。

(3) 仿真结果表明 SVPWM 调制的转矩脉动与载波周期成正比, 实验结果证明所提出的方法是有效的。

(4) 对于不同的电机和不同的逆变器驱动电路, 在空载情况下电机所能达到的最低转速是不同的, 本文所提出的方法是针对于削弱和补偿逆变器的死区效应, 对于矢量控制 SVPWM 调制的 PMSM 调速系统, 具有普遍参考作用。

参考文献

- 1 电力电子学与变频传动. B K, 姜建国等译. 徐州: 中国矿业大学出版社, 1999
- 2 Takashi S, Kenzo K, Katsuhiko M. Fully digital vector-controlled PWM VSI-fed ac drives with an inverter dead-time compensation strategy. IEEE Trans. on Industry Applications, 1991, 27 (3): 552~559
- 3 Jong Lick Lin. A new approach of dead-time compensation for PWM voltage inverters. IEEE Trans. on Circuits and Systems I, 2002, 49 (4): 476~483
- 4 Attaianese C, Tomasso G. Predictive compensation of dead-time effects in VSI feeding induction motors. IEEE Trans. on Industry Applications, 2001, 37 (3): 856~863
- 5 Munoz A R, Lipo T A. On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives. IEEE Trans. on Power Electronics, 1999, 14 (4): 683~689
- 6 Hyun-Soo Kim, Kyeong Hwa Kim, Myung Joong Youn. On-line dead-time compensation method based on time delay control. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2003, 11 (2): 279~285

作者简介

吴茂刚 男, 1976年生, 在读博士生, 主要研究方向为电机控制, 电力电子技术。

赵荣祥 男, 1962年生, 博士, 教授, 博士生导师, 主要从事电气传动及其自动化、计算机控制技术等领域的研究。