

文章编号: 1671-251X(2009)04-0024-05

# 基于滑模控制的 PMSM 直接转矩控制系统的研究\*

王巍，郭凤仪，陈鹏

(辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 辽宁葫芦岛 125105)

**摘要:** 传统的直接转矩控制采用六区间的圆形磁链控制, 转矩脉动大, 控制性能较差, 而且考虑定子电阻压降的影响时, 其区间选择存在缺陷。针对以上问题, 文章提出了基于十二电压空间矢量的直接转矩控制策略, 建立了永磁同步电动机的十二电压空间矢量直接转矩控制系统, 制定了相应的开关原则, 并采用滑模变结构控制策略设计速度调节器, 取代传统的 PI 调节器, 以增强系统的抗干扰和抗参数摄动的鲁棒性。仿真结果表明, 该系统的定子磁链和转矩脉动较小, 系统动、静态响应良好。

**关键词:** 永磁同步电动机; 直接转矩控制; 滑模控制; 电压空间矢量

**中图分类号:** TD614; TM351      **文献标识码:** A

收稿日期: 2008-11-20

\* 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(50677027), 辽宁工大校优秀青年科学基金资助项目(07A120)

作者简介: 王巍(1975-), 女, 辽宁北镇人, 硕士, 讲师, 2005年毕业于辽宁工程技术大学, 现主要从事电力电子与电力传动方面的教学和研究工作, 已发表文章10篇。Tel: 0429-5310894; E-mail: wangwei9501@163.com

补偿量是在系统稳态的前提下测量或计算得到的, 因此, 只有当系统进入稳态后, 该算法才会有较好的表现; 而式(2)是根据各出线的3倍零序电流和系统3倍零序电压的相位关系判断故障出线的, 在发生出线故障的瞬间, 供电系统虽未进入稳态, 但此时对各出线的3倍零序电流和系统3倍零序电压的相位影响不大, 因此, 故障出现瞬间即可应用式(2)进行计算。可见, 零序功率选线算法较带有补偿的零序功率选线算法可显著提高选线装置对故障的反应速度, 且不需要测量或计算各条出线的对地电容, 因此, 更加具有普适性。

设仿真模型中任意出线的任意相经过 $1\,000\,\Omega$ 接地电阻接地, 并在模拟滤波子模块和信号采集与数字滤波子模块的输入信号中加入一定的干扰, 经过多次仿真, 零序功率选线算法均可快速、正确地选出故障出线。

## 3 结语

本文使用 Matlab 的 Simulink 工具箱建立了一个井下 NUS 单相接地故障及相应的零序功率选线算法的仿真模型, 并采用模拟选线装置运行机制

的方式对零序功率选线算法和带有补偿的零序功率选线算法进行了仿真。仿真结果表明, 零序功率选线算法比带有补偿的零序功率选线算法对故障的反应速度快, 且选线准确性高、抗干扰能力较强。

另外, 利用 Simulink 的强大功能修改该模型中的算法仿真模型, 即可得到其它选线算法的仿真模型, 对选择性漏电保护装置的算法仿真提出了新的思路。应用模拟选线装置运行机制的方式仿真选线算法, 可直观地看到选线算法对于各种参数改变的反应, 一定程度上方便了选线装置的研制。

## 参考文献:

- [1] 牟龙华, 孟庆海. 供配电安全技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [2] 张庆生, 陶维青. Matlab 对小电流接地系统单相故障的仿真[J]. 仪器仪表用户, 2006, 13(5): 154~155.
- [3] 许正亚. 变压器及中低压网络数字式保护[M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2004.
- [4] 姚俊, 马松辉. Simulink 建模与仿真[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002.
- [5] 牟龙华, 孟庆海. 供配电安全技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.

# Research of Direct Torque Control System for PM SM Based on Sliding Mode Control

WANG Wei, GUO Fengyi, CHEN Peng

(Faculty of Electrical & Control Engineering of Liaoning Technical University, Huludao 125105, China)

**Abstract:** Traditional direct torque control adopts circle flux control with six-section and has large torque ripple and bad control performance. When influence of voltage drop of stator resistance is considered, its section chosen has disadvantage. Aiming at above problems, the paper proposed direct torque control strategy based on twelve voltage space vectors. It established direct torque control system of twelve voltage space vector of permanent magnet synchronous motor, made corresponding on/off principle and adopted sliding mode variable structure to design speed regulator, which replaced traditional PI regulator in order to enhance robustness performance of anti-interference and resisting parameter distortion of the system. The simulation results showed that stator flux and torque ripple of the system are small and dynamic and static response of the system are good.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor, direct torque control, sliding mode control, voltage space vector

## 0 引言

传统的直接转矩控制多采用六边形磁链控制或六区间的圆形磁链控制,结构较简单,没有复杂的坐标变换,在中、高速区可获得良好的动、静态性能,转速能够较快地跟踪给定值,转矩脉动较小,但是在低速区定子磁链观测(针对i-i模型)不准,转矩脉动较大而容易引起转速波动<sup>[1~6]</sup>。

永磁同步电动机(PM SM)是一个多变量、强耦合、非线性、变参数的复杂对象,因此,若采用常规的PID控制,抗干扰和抗参数摄动的鲁棒性不够理想,难以得到满意的动态性能。

本文针对PM SM提出了基于定子磁链十二分区的方法,制定相应空间电压矢量开关表,以选择更多的电压矢量改善调速系统性能,并利用滑模变结构控制<sup>[7~8]</sup>策略构造速度调节器,取代传统的PI调节器,增强系统的抗干扰和抗参数摄动的鲁棒性。仿真结果显示,该控制方法可使磁链轨迹逼近圆形,低速运转时输出转矩比较平滑,动、静态性能良好。

## 1 十二电压空间矢量的直接转矩控制系统

直接转矩控制(DTC)的转矩脉动与所加电压矢量的特性密切相关。电压矢量开关表若存在缺陷,会造成磁链幅值应增加时反而减小,磁链周期性脉动,转矩输出能力减弱,电动机运行噪声变大;每个电压矢量对磁链作用的不平衡性会导致电流畸变;较少的电压矢量和磁链扇区数会产生较大的磁链位置估算误差;所施加的电压矢量与系统所期望

的电压矢量相差较大会导致磁链和转矩补偿误差较大,最终致使磁链和转矩脉动很大。因此,本文提出对电压空间矢量和磁链扇区进行细分,产生12个电压空间矢量和12个磁链扇区,并利用空间矢量调制方法实现PM SM的直接转矩控制策略。十二电压空间矢量的直接转矩控制系統结构如图1所示。

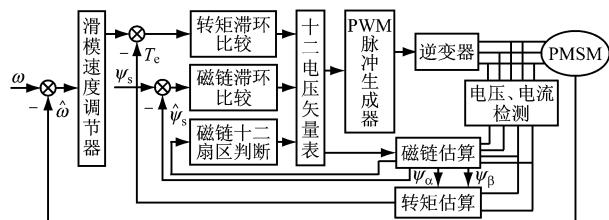


图1 十二电压空间矢量的直接转矩控制系統结构图

### 1.1 十二电压空间矢量的生成

电压型逆变器可形成6个非零开关矢量。利用该6个非零矢量与零矢量进行线性组合,即可获得更多与基本空间矢量相位不同的电压空间矢量。

若要求电压矢量V的相位角为任意值,则可用矢量V所在扇区边界的2个相邻的特定矢量V<sub>x</sub>和V<sub>y</sub>及零矢量V<sub>z</sub>合成矢量V。已知电源直流电压U<sub>dc</sub>和选定的开关周期T<sub>s</sub>,在T<sub>s</sub>期间,特定电压矢量V<sub>x</sub>存在的时间为T<sub>x</sub>,V<sub>y</sub>存在的时间为T<sub>y</sub>,零开关矢量V<sub>z</sub>存在的时间为T<sub>z</sub>。若T<sub>s</sub>值很小,则三相逆变器输出的3个特定位置的矢量作用效果,相当于相角为θ,幅值为V<sub>phm</sub>的空间矢量V所产生的三相交流电压瞬时值。由平均值等效原理可得:

$$V_x T_x + V_y T_y + V_z T_z = VT_s = V(T_x + T_y + T_z) \quad (1)$$

由等效空间矢量  $V$  的形成原理可得:

$$\mathbf{V}_x = \frac{2}{3} U_{dc}, \mathbf{V}_y = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j60^\circ}, \mathbf{V}_z = 0 \quad (2)$$

若所要求的合成矢量为

$$\mathbf{V} = V_{plm} e^{j\theta} \quad (3)$$

把式(2)、式(3)代入式(1)得:

$$\frac{2}{3} U_{dc} \cdot T_x + \frac{2}{3} U_{dc} e^{j60^\circ} \cdot T_y = V_{plm} e^{j\theta} \cdot T_s \quad (4)$$

比较式(4)两边的虚、实部, 可得:

$$T_x = \sqrt{3} \frac{V_{plm}}{U_{dc}} \sin(60^\circ - \theta) T_s \quad (5)$$

$$T_y = \sqrt{3} \frac{V_{plm}}{U_{dc}} \sin \theta T_s \quad (6)$$

$$T_z = T_s - T_x - T_y \\ = T_s [1 - \sqrt{3} \frac{V_{plm}}{U_{dc}} \cos(30^\circ - \theta)] \quad (7)$$

由 Park 变换式可得:

$$\mathbf{V} = \frac{2}{3} (u_a + u_b e^{j120^\circ} + u_c e^{j240^\circ}) \quad (8)$$

式中:  $u_a, u_b, u_c$  分别为定子三相相电压。

由式(8)可知, 12 个非零电压矢量两两互差  $30^\circ$ , 即将圆分成了 12 个区段, 每个区段为  $30^\circ$ 。十二电压空间矢量及扇区划分如图 2 所示, 其中,  $V_1 \sim V_{12}$  为 12 个电压空间矢量,  $\theta_1 \sim \theta_{12}$  为 12 个扇区。

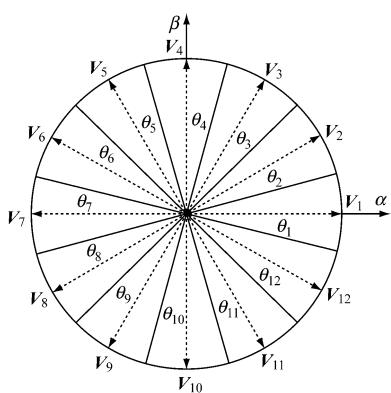


图 2 十二电压空间矢量及扇区划分示意图

## 1.2 十二电压空间矢量开关表的制定

十二电压空间矢量开关表如表 1 所示。其中,  $\varphi, \tau$  分别为电动机磁链和转矩的给定值和实际值的误差状态, 当给定值比实际值大时误差状态为“1”, 否则为“0”。 $\theta_i (i=1 \sim 12)$  表示定子磁链轨迹扇区分布。

磁链  $\Psi_s$  在第一扇区时, 选择  $V_3$  的作用是增加磁链的幅值和转矩; 选择  $V_5$  的作用是减小磁链的幅值和增大转矩; 选择  $V_{11}$  的作用是增加磁链幅值和减小转矩; 选择  $V_9$  的作用是减小磁链幅值和转矩。

表 1 十二电压空间矢量开关表

$\varphi$	$\tau$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$	$\theta_8$	$\theta_9$	$\theta_{10}$	$\theta_{11}$	$\theta_{12}$
1	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_7$	$V_8$						
	0	$V_{11}$	$V_{12}$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_7$			
0	1	$V_5$	$V_6$	$V_7$	$V_8$	$V_9$	$V_{10}$	$V_{11}$	$V_{12}$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$
	0	$V_9$	$V_{10}$	$V_{11}$	$V_{12}$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_7$	$V_8$

同理可推导出其它扇区电压空间矢量对磁链及转矩的作用。

在第一扇区,  $\Psi_s$  与  $V_3, V_{11}$  的最大夹角均为  $75^\circ$ , 最小夹角均为  $45^\circ$ ;  $\Psi_s$  与  $V_5, V_9$  的最大夹角均为  $135^\circ$ , 最小夹角均为  $105^\circ$ 。因此, 根据前述分析可知, 无论  $\Psi_s$  在第一扇区的何位置, 均能保证所施加的电压空间矢量符合系统所期望的磁链幅值和转矩增减要求, 消除磁链幅值在扇区边界附近的异常脉动; 避免转矩在扇区边界附近突变, 改善电流正弦度, 抑制磁链和转矩的脉动。

## 2 滑模变结构速度调节器的设计

PMSM 在  $i_d = 0$  时, 矢量控制策略的转速微分方程为

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P_n}{J} [\Psi_f i_q - (L_d - L_q) i_d i_q] - \frac{P_n}{J} T_L \quad (9)$$

式中:  $i_d, i_q$  分别为定子电流在  $d-q$  坐标系中的  $d, q$  轴分量;  $L_d, L_q$  分别为  $d-q$  坐标系中的  $d, q$  轴电感;  $\omega$  为转速;  $\Psi_f$  为转子永磁磁链;  $P_n$  为极对数;  $J$  为转动惯量;  $T_L$  为负载转矩。

选取状态变量:

$$\begin{cases} x_1 = \omega - \hat{\omega} \\ x_2 = \dot{x}_1 \end{cases} \quad (10)$$

令状态变量  $x_2 = \dot{x}_1$  为滑模变结构速度调节器的输入, 调节器的输出即电流给定  $u = i_{ref}$ , 则隐极式永磁同步电动机位置状态方程可描述为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{P_n \Psi_f}{J} u - \frac{P_n}{J} T_L \end{cases} \quad (11)$$

则设计切换函数为

$$s = cx_1 + x_2 \quad c > 0 \quad (12)$$

选取滑模变结构速度调节器的输出为

$$u = \phi_1 x_1 + \phi_2 x_2 \quad (13)$$

$$\text{式中: } \phi_1 = \begin{cases} \alpha_1 & x_1 s > 0 \\ \beta_1 & x_1 s < 0 \end{cases}; \phi_2 = \begin{cases} \alpha_2 & x_2 s > 0 \\ \beta_2 & x_2 s < 0 \end{cases}; \alpha, \beta$$

为任选的比例增益。

根据式(12), 有

$$\begin{aligned} \dot{s} &= s(cx_1 + \dot{x}_2) = \frac{P_n \Psi_f}{J} \phi_1 x_1 s + \\ &\quad (c + \frac{P_n \Psi_f}{J} \phi_2) \dot{x}_2 s - \frac{P_n T_{LS}}{J} \end{aligned} \quad (14)$$

由式(14)可知,滑模变结构速度调节器参数为

$$\begin{cases} \alpha_1 < 0 \\ \beta_1 > 0 \\ \alpha_2 < -\frac{P_n \Psi_f}{J} c \\ \beta_2 > -\frac{P_n \Psi_f}{J} c \end{cases} \quad (15)$$

可得  $\dot{s} < 0$ , 满足滑模存在条件。

滑模变结构速度调节器的结构如图3所示, 其中,  $i_{qref}$  为电流参考量的  $q$  轴分量。

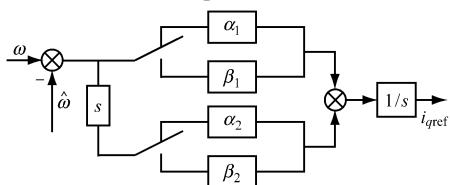


图3 滑模变结构速度调节器的结构图

### 3 系统仿真

为了验证该系统的正确性和可行性, 对一台永磁同步电动机进行仿真研究。实验电动机参数: 定子电阻  $r_s = 0.8 \Omega$ ,  $P_n = 2$ ,  $L_d = L_q = 1.8 \text{ mH}$ ,  $\Psi = 0.065 \text{ Wb}$ ,  $J = 0.0028 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。实验过程中, 电动机启动时加载  $5 \text{ N} \cdot \text{m}$  的负载, 在  $t = 0.2 \text{ s}$  时刻, 负载增加到  $10 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。图4为定子磁链轨迹曲线, 图5~8分别为定子磁链响应曲线、转矩响应曲线和三相电流波形、转速响应曲线。

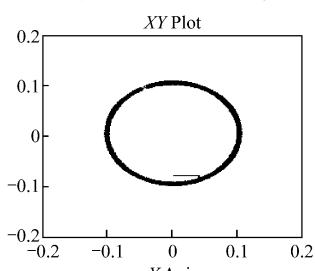


图4 定子磁链轨迹曲线

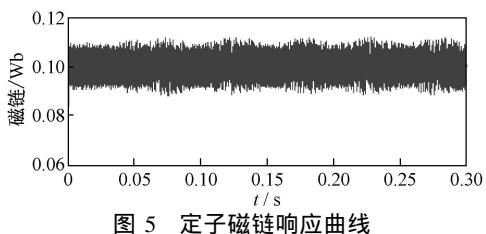


图5 定子磁链响应曲线

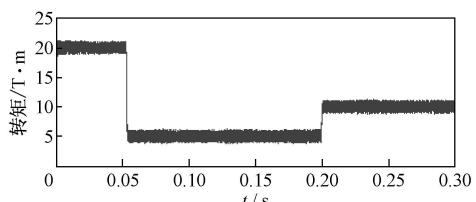


图6 转矩响应曲线

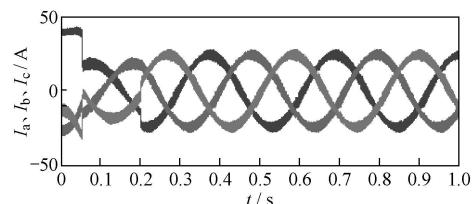


图7 三相电流波形

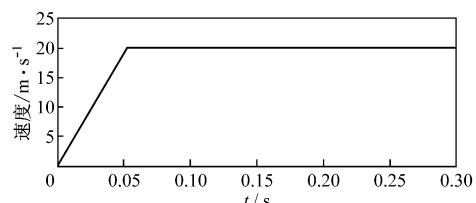


图8 转速响应曲线

由以上仿真波形可看出, 基于滑模控制的十二电压空间矢量直接转矩控制系统的定子磁链脉动小, 转矩的脉动也较小; 三相电流的畸变率较低, 电流的脉动小; 系统动态响应良好, 随着转矩脉动的降低, 速度抖动也随之降低。

### 4 结语

本文提出的基于滑模控制的PM SM直接转矩控制系统, 将电压空间矢量和磁链扇区进行十二区间划分, 一定程度上抑制了在一个扇区内由于电压矢量对磁链的作用不均匀而产生的转矩和磁链的脉动; 利用滑模变结构控制策略构造速度调节器, 取代传统的PI调节器, 增强了抗干扰和抗参数摄动的鲁棒性。该系统使用于补偿定子磁链和转矩的电压空间矢量更能逼近系统所期望的电压空间矢量, 同时改善了对磁链作用的一致性及电流的正弦度, 系统动、静态响应良好。

### 参考文献:

- [1] 廖晓钟, 邵立伟. 直接转矩控制的十二区段控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(6): 167~173.
- [2] 刘军, 楚小刚, 白华煜. 基于参考磁链电压空间矢量调制策略的永磁同步电机直接转矩控制研究 [J]. 电工技术学报, 2005, 20(6): 11~15.

文章编号: 1671-251X(2009)04-0028-04

# 3H 桥级联型多电平逆变器的改进 SVPWM 方法的研究

马志勋<sup>1,2</sup>, 何凤有<sup>1,2</sup>, 王冬冬<sup>1,2</sup>, 邓园<sup>1,2</sup>

(1. 中国矿业大学信电学院, 2. 江苏省电力传动与自动控制工程技术研究中心, 江苏 徐州 221008)

**摘要:** 钳位型多电平逆变器和 2H 桥级联型多电平逆变器电路结构和控制复杂, 3H 桥级联型多电平逆变器可克服该缺点; 五电平逆变器的 SVPWM 控制方法已经实现, 若将其应用于输出更多电平数的逆变器, 则计算量非常大, 控制困难, 而在该控制方法的基础上, 通过在电压空间矢量之间采用合适的相移角度, 则可方便地实现 3H 桥级联型多电平逆变器的 SVPWM 控制。文章以 3H 桥级联型九电平逆变器为例, 采用 Matlab 仿真验证了该控制方法的可行性和正确性。

**关键词:** 多电平逆变器; 3H 桥级联型; 改进; SVPWM; 相移

**中图分类号:** TD61; TM464      **文献标识码:**A

Research of Improved SVPWM Method of 3H-bridges Cascaded Multilevel Inverter

MA Zhixun<sup>1,2</sup>, HE Fengyou<sup>1,2</sup>, WANG Dongdong<sup>1,2</sup>, DENG Yuan<sup>1,2</sup>

(1. School of Information and Electrical Engineering of CUMT., Xuzhou 221008, China.

2. Jiangsu Electrical Drive & Control Engineering Technology Research Center, Xuzhou 221008, China)

**Abstract:** Clamping multilevel inverter and 2H-bridges cascaded multilevel inverter have complex circuit structure and control, while 3H-bridges cascaded multilevel inverter can overcome the disadvantages. SVPWM control method of five-level inverter is already realized, but if it is used in inverters outputting more levels, then computational complexity would be very large and control would be difficult. While on the base of the control method, through adopting suitable phase-shift angle between space voltage vectors, it is easy to realize SVPWM control of 3H-bridges cascaded multilevel inverter. The paper took 3H-bridges nine-level inverter as an example and adopted Matlab simulation to verify feasibility and correctness of the control method.

**Key words:** multi-level inverter, 3H-bridges cascaded type, improvement, SVPWM, phase shift

收稿日期: 2008-11-16

作者简介: 马志勋(1984-), 男, 江苏徐州人, 中国矿业大学信电学院在读硕士研究生, 研究方向为高性能变频器及其控制技术。  
Tel: 0516-83995799; E-mail: xiama10024482@163.com

## 0 引言

多电平逆变器具有电压承载能力高、 $dv/dt$  值较低和输出接近正弦化的特点, 因此, 在中压大功率

- [3] 徐祖华, 黄智伟, 盛义发. 永磁同步电机直接转矩控制理论基础与仿真研究[J]. 微特电机, 2003, 31(5): 6~8.
- [4] 周立求, 姜承林. 直接转矩控制用于同步电机的特点综述和仿真分析[J]. 电机与控制学报, 2005, 9(1): 59~63.
- [5] 肖礼飞, 郑黎明. 基于 DSP 及 IPM 的永磁同步电机直接转矩控制系统[J]. 微电机, 2005, 38(3): 61~64.
- [6] 周华伟, 贾洪平, 刘国海. 一种新型永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电力电子技术, 2007, 41(10): 80~83.
- [7] 王庆龙, 张崇巍, 张兴. 基于变结构模型参考自适应系统的永磁同步电机转速辨识[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(9): 71~75.
- [8] 万健如, 郭永林, 程传更. 永磁同步电动机无位置传感器滑模变结构控制[J]. 电气应用, 2006, 25(8): 75~78.