

文章编号: 1006-4729(2012)04-0329-07

基于 SVPWM 的永磁同步电机矢量控制系统的建模与仿真

程启明, 王映斐, 胡晓青, 白园飞, 吴凯

(上海电力学院 电力与自动化工程学院, 上海 200090)

摘要: 在分析永磁同步电机(PMSM)数学模型和矢量控制(VC)原理的基础上,阐述了电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)的原理及算法,并在 Matlab/Simulink 环境下构建了基于 SVPWM 的 PMSM 磁场定向 VC 系统仿真模型。仿真结果表明,基于 SVPWM 的控制系统具有更好的控制性能,说明了该仿真模型的正确性和有效性。

关键词: 空间矢量脉宽调制; 永磁同步电机; 矢量控制; 正弦脉宽调制法
中图分类号: TP273; TM351 **文献标志码:** A

The Modeling and Simulation of Vector Control System of PMSM Based on SVPWM

CHENG Qi-ming, WANG Ying-fei, HU Xiao-qing, BAI Yuan-fei, WU Kai
(School of Electric Power and Automation Engineering,
Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: On the basis of analyzing the PMSM model and the VC principle, the principle and algorithm of voltage SVPWM is introduced, and the field-oriented VC system simulation model based on SVPWM for PMSM is constructed on the Matlab/Simulink environment. The simulation results show that the control system based on SVPWM has better performance, proving the validity and effectiveness of the simulation model based on SVPWM.

Key words: space vector pulse width modulation; permanent magnet synchronous motor; vector control; sinusoidal pulse width modulation

伺服系统是自动控制、电力电子、电机、微电子等多个学科相互发展融合的产物。交流永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)具有结构简单、气隙磁密高、功率密度大、转动惯量小、响应速度快,以及效率和可靠性高等

特点,它已经逐步取代直流电机而广泛用于高性能的伺服系统中^[1]。

20 世纪 70 年代初,德国 BLASCHKE F 等人提出了矢量控制(Vector Control, VC)的方法。由于 VC 具有控制精度高、低频特性优良、转矩响应

收稿日期: 2011-07-04

通讯作者简介: 程启明(1965-)男,教授,江苏盐城人。主要研究方向为清洁能源发电及其并网控制,发电过程控制,先进控制及其应用等。E-mail: chengqiming@sina.com.

基金项目: 上海市科委地方高校能力建设项目(11510500800);上海市教育委员会重点学科建设项目(J51301)。

快等良好的静、动态控制性能,得到了广泛应用。目前,PMSM 的 VC 控制已被证明是一种高性能的控制策略^[2,3],其脉宽调制技术以正弦脉宽调制(SPWM)的应用最为广泛,但 SPWM 技术不能充分利用馈电给逆变器的直流电压,而且会产生高次谐波分量,引起电机发热、转矩脉动,甚至造成系统振荡。为了最终在空间产生圆形旋转磁场,进而产生恒定的电磁转矩,出现了电压空间矢量脉宽调制(Space Vector PWM,SVPWM)技术^[4-9],它具有物理概念清晰、算法简单、高次谐波少、开关损耗小、电压利用率高、数字实现容易等优点,从而降低了 PMSM 的转矩脉动,提高了 PMSM 的交流调速性能,具有良好的应用前景。

1 PMSM 的数学模型及 VC 控制

交流电机的 VC 控制思想^[1,2]是利用两次坐标变换,将电机的复杂数学模型从三相定子静止坐标系(a-b-c 轴系)变换到两相定子静止坐标系(α-β 轴系)(简称 3s/2s 变换或 Clarke 变换),再变换到按转子磁场定向的同步旋转坐标系(d-q 轴系)(简称 2s/2r 变换或 Park 变换),从而简化电机的数学模型,实现对定子电流励磁分量与转矩分量之间的解耦,从而达到分别控制电动机的磁链和电流的目的。

1.1 坐标变换

VC 控制需要借助坐标变换,使各物理量从静止坐标系转换到同步旋转坐标系。3s/2s 变换和 2s/2r 变换分别为:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: i_a, i_b, i_c ——电机三相定子电流;
 i_α, i_β ——α-β 坐标系上的定子电流分量;
 θ ——转子位置与 a 相定子绕组的夹角。

由于在 Matlab / Simulink 的电力系统仿真模块 SimpowerSystems 中,电机的测量模块可直接检测到 i_d 和 i_q ,因此在建立仿真模型时,不需要再建立三相静止/两相静止(a-b-c/α-β)变换和两相静止/两相旋转(α-β/d-q)变换的仿真模型。

1.2 PMSM 数学模型

在基于转子磁场定向的旋转坐标系下,PMSM 的数学模型(包括定子磁链方程、定子电压方程、电磁转矩方程和机械运动方程)为^[3]:

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = L_d i_{sd} + \Psi_f \\ \Psi_{sq} = L_q i_{sq} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + p \Psi_{sd} - \omega_r \Psi_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + p \Psi_{sq} + \omega_r \Psi_{sd} \end{cases} \quad (4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) = \frac{3}{2} n_p [\Psi_f i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sq} i_{sd}] \quad (5)$$

$$T_e - T_m = Jp\omega_r + B\omega_r \quad (6)$$

式中: Ψ_{sd}, Ψ_{sq} ——d 轴和 q 轴定子磁链;

i_{sd}, i_{sq} ——d 轴和 q 轴定子电流;

u_{sd}, u_{sq} ——d 轴和 q 轴定子电压;

L_d, L_q ——定子绕组 d 轴和 q 轴等效电感;

R_s ——定子电阻;

Ψ_f ——转子永磁磁链;

p ——微分算子 $p = d/dt$;

ω_r ——转子角频率;

T_e, T_m ——电磁转矩和负载转矩;

n_p ——电机极对数;

J ——电机转动惯量;

B ——摩擦及风阻力矩系数。

从式(5)可以看出,PMSM 的电磁转矩 T_e 基本上取决于定子电流的 d 轴和 q 轴分量 i_{sd} 和 i_{sq} 。由于 PMSM 的转子磁链 Ψ_f 恒定不变,故采用转子磁链定向方式来控制 PMSM。根据 PMSM 的不同需要,其电流矢量的控制也不同,可采用的控制方法有 $i_{sd} = 0$ 控制、功率因数 $\cos\theta = 1$ 控制、恒磁链控制、最大转矩/电流控制、弱磁控制、最大输出功率控制等,其中 $i_{sd} = 0$ 控制最简单实用。

$i_{sd} = 0$ 控制就是使定子电流矢量位于 q 轴,而无 d 轴分量($i_{sd} = 0$),即定子电流全部用来产生转矩,此时电磁转矩方程可简化为:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \Psi_f i_{sq} \quad (7)$$

这种控制方式最简单,只要能准确地检测出转子空间位置(d 轴)并通过控制逆变器使三相定子的合成电流(磁动势)位于 q 轴上,就可以使电磁转矩 T_e 与定子电流 i_s 的幅值成正比,即控制 i_s 的幅值,就能很好地控制 T_e 。

(100) $U_5(101)$ $U_6(110)$ $U_7(111)$ 共 8 种开关状态,也就形成了 8 种基本电压矢量.其中,两个零矢量 $U_0(000)$ 和 $U_7(111)$ 使逆变器输出电压为零,在每一个采样周期内插入零矢量就可以达到调节输出电压的目的;其他 6 个矢量称为有效矢量.每一个空间矢量的幅值都为 $2U_{dc}/3$ (U_{dc} 为变频器中间直流电压值).对于任意给定的空间电压矢量,都可以由这 8 个三相空间电压矢量合成.利用它们的线性组合,构成一组等幅而不同相位的空间电压矢量,从而形成尽可能逼近圆形的旋转磁场.

$$U_{ref} = \frac{2}{3} [U_a(t) + aU_b(t) + a^2U_c(t)] = \frac{2}{3} (U_{aN} + aU_{bN} + a^2U_{cN}) = \frac{2}{3} U_{dc} (S_a + aS_b + a^2S_c)$$

式中: S_a, S_b, S_c ——开关状态 1 或 0.

2.2 SVPWM 的实现算法

SVPWM 脉冲波形的产生步骤为^[7,8]:

- (1) 判断空间矢量 U_{ref} 所在的扇区;
- (2) 计算晶体管的导通时间 T_1 和 T_2 , 以及公用值 X, Y, Z ;
- (3) 计算空间矢量的切换点 $T_{cm1}, T_{cm2}, T_{cm3}$;
- (4) 导通晶体管产生 PWM 波形.

2.2.1 U_{ref} 所在的扇区

根据 U_α 和 U_β 判断 U_{ref} 所处的扇区,定义 U_1, U_2, U_3 为:

$$\begin{cases} U_1 = U_\beta \\ U_2 = \frac{1}{2}(\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta) \\ U_3 = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta) \end{cases} \quad (10)$$

然后计算 P 值,并查表获得 U_{ref} 所在的扇区号 M ^[8,9] P 值与扇区 M 的对应关系见表 1.

表 1 P 值与扇区 M 的对应关系

P 值	扇区	P 值	扇区
3	1#	4	4#
1	2#	6	5#
5	3#	2	6#

$$P = 4\text{sign}(U_3) + 2\text{sign}(U_2) + \text{sign}(U_1) \quad (11)$$

2.2.2 相邻两开关电压矢量作用的时间

图 3 为 SVPWM 向量、扇区和波形.

假设 α 轴和 β 轴的电压分量 U_α 和 U_β 的合成矢量 U_{ref} 在第 3 扇区($0^\circ \sim 60^\circ$) 内,则:

$$\begin{cases} U_{ref}T = U_4T_1 + U_6T_2 \\ U_{ref}T = |U_4|T_1 + |U_6|(\cos 60^\circ + j\sin 60^\circ)T_2 \end{cases} \quad (12)$$

式中: T ——PWM 周期;

T_1, T_2 ——空间矢量 U_4 和 U_6 的作用时间.

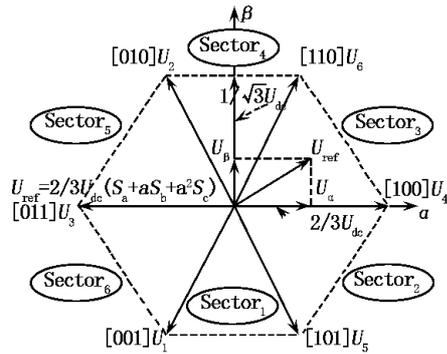


图 3 SVPWM 向量、扇区和波形

由于 U_{ref} 在第 3 扇区,则将其分解为 U_α 和 U_β 空间矢量后,由式(12)可得:

$$\begin{cases} U_\beta T = T_2 |U_4| \sin 60^\circ \\ U_\alpha T = T_1 |U_4| + T_2 |U_6| \cos 60^\circ \end{cases} \quad (13)$$

在每个调制周期内,为了使逆变器输出波形对称,将每个基本矢量的作用时间都一分为二,同时使两个零矢量 U_0 和 U_7 的作用时间相同,则调制模式如图 4 所示.

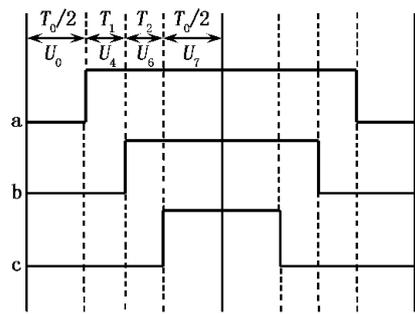


图 4 第 3 扇区的三相 PWM 调制模式

当参考电压矢量位于第 3 扇区时,一个调制周期内电压矢量作用的次序为:

$$U_0 - U_4 - U_6 - U_7 - U_6 - U_4 - U_0$$

由于每个空间矢量的幅值为 $2U_{dc}/3$,因此由式(13)可以解得:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{3U_\alpha T}{2U_{dc}} - \frac{\sqrt{3}U_\beta T}{2U_{dc}} \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}U_\beta T}{U_{dc}} \end{cases} \quad (14)$$

同理,也可以得到其他扇区的晶体管作用时间. 定义 X, Y, Z 为:

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{3}U_\beta T}{U_{dc}} \\ Y = \frac{(\sqrt{3}U_\beta + 3U_\alpha) T}{2U_{dc}} \\ Z = \frac{(\sqrt{3}U_\beta - 3U_\alpha) T}{2U_{dc}} \end{cases} \quad (15)$$

此时,第3扇区空间矢量的作用时间可表示为: $T_1 = -Z, T_2 = X$. 同理,当 U_{ref} 位于其他扇区时,相应的作用时间也可以用 X, Y, Z 表示,如表2所示.

表2 各扇区空间矢量的作用时间

扇区	T_1	T_2	扇区	T_1	T_2
1#	Z	Y	4#	$-X$	Z
2#	Y	$-X$	5#	$-X$	$-Y$
3#	$-Z$	X	6#	$-Y$	$-Z$

2.2.3 三相相应的比较器切换点

定义 T_a, T_b, T_c 分别为:

$$\begin{cases} T_a = \frac{1}{4}(T - T_1 - T_2) \\ T_b = T_a + \frac{T_1}{2} \\ T_c = T_b + \frac{T_2}{2} \end{cases} \quad (16)$$

则根据空间矢量所处的扇区不同,晶体管的切换时间 $T_{cm1}, T_{cm2}, T_{cm3}$ 可分别用符号表示,具体方法如表3所示.

表3 各晶体管的切换时间

扇区	T_{cm1}	T_{cm2}	T_{cm3}
1#	T_b	T_a	T_c
2#	T_a	T_c	T_b
3#	T_a	T_b	T_c
4#	T_c	T_b	T_a
5#	T_c	T_a	T_b
6#	T_b	T_c	T_a

2.3 SVPWM 的 Simulink 仿真实现

SVPWM 整体的 Simulink 仿真模块如图5所示.

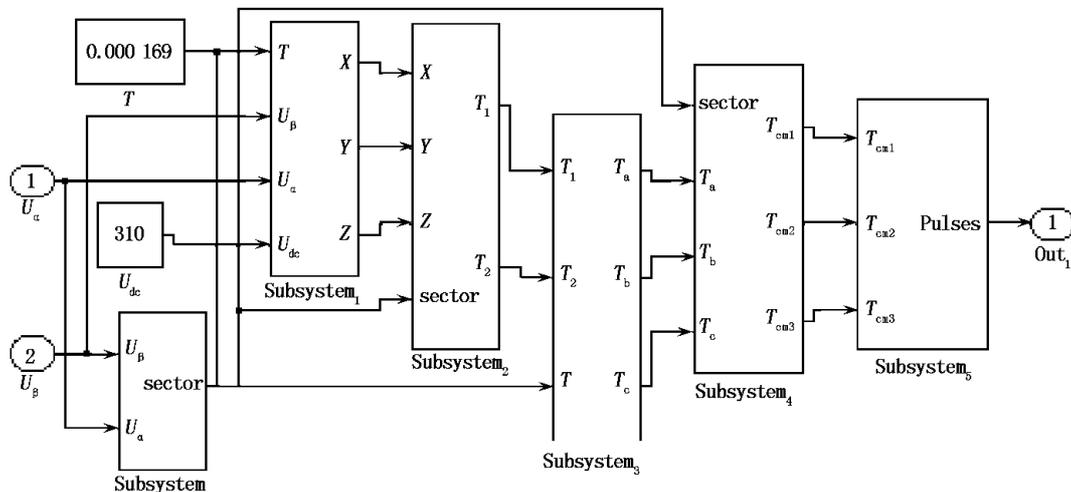


图5 SVPWM 的 Simulink 仿真模块

它包括扇区判断、基本电压矢量作用时间、电压矢量切换、PWM 波生成等几个模块. 其中,扇区判断模块 Subsystem 可由式(11)构建; 基本电压矢量作用时间模块 Subsystem₁ 和 Subsystem₂ 可根据式(15)和表2搭建; 电压矢量切换模块 Subsystem₃ 和 Subsystem₄ 可根据式(16)和表3搭

建; PWM 波生成模块 Subsystem₅ 可通过切换点 $T_{cm1}, T_{cm2}, T_{cm3}$ 与等腰三角形波形进行比较得到.

3 基于 SVPWM 的 PMSM 控制系统仿真

在 Matlab/Simulink 下利用 SimPower-Systems^[9],

建立基于 SVPWM 的 PMSM 矢量控制系统的仿真模型^[10-15],如图 6 所示.为了体现 SVPWM 的优

点,对 SVPWM 和 SPWM 两种脉冲调制方式进行了仿真对比.

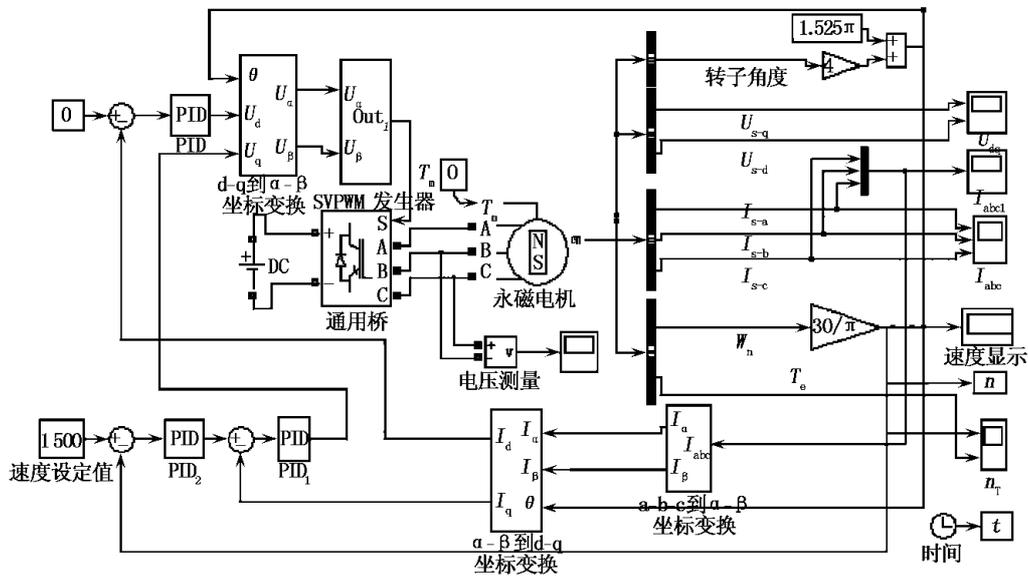


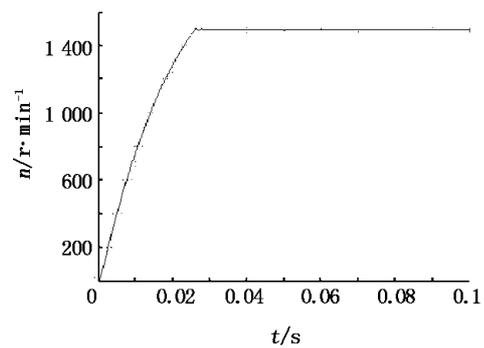
图 6 基于 SVPWM 的 PMSM 矢量控制系统的仿真模块

仿真中, PMSM 电机的相关参数为: $R_s = 15.8 \Omega$, $L_d = L_q = 8.5 \text{ mH}$, $\Psi_f = 0.175 \text{ Wb}$, $J = 1.0 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $B = 0$, $n_p = 2$, 额定电压 $U_e = 380 \text{ V}$. SVPWM 的参数为: PWM 周期 $T = 0.0001 \text{ s}$, $U_{dc} = 310 \text{ V}$. 双闭环 PI 调节器参数为: 速度 PI 控制器参数 $K_{p1} = 7.0$, $K_{i1} = 1.0$. 交、直流轴电流 PI 控制器参数为 $K_{p2} = 9.8$, $K_{i2} = 2.6$. 仿真时, 采用 ode23 算法, 允许误差为 0.001, 步长可变, 仿真时间为 0.1 s, 设定转速 $n_{ref} = 1500 \text{ r/min}$, 负载转矩 $T_m = 3 \text{ N} \cdot \text{m}$.

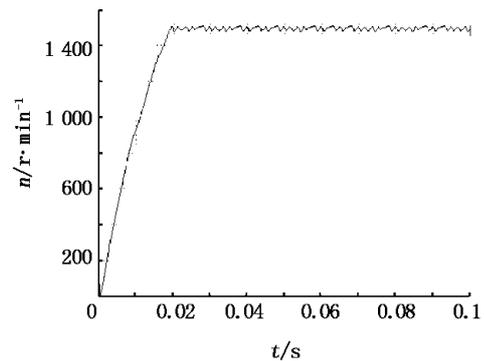
图 7 为设定转速 $n_{ref} = 1500 \text{ r/min}$ 且负载转矩 $T_m = 3 \text{ N} \cdot \text{m}$ 时的电机转速 n 曲线.

由图 7 可以看出, 与 SPWM 相比, SVPWM 稳态时间小, 响应速度快, 转速波形无明显波动. 采用 SVPWM 算法时, 电机启动转矩稍大, 但转矩脉动远小于采用 SPWM 算法. 图 8 为设定转速 $n_{ref} = 1500 \text{ r/min}$ 且负载转矩 T_m 在 0.05 s 由 $3 \text{ N} \cdot \text{m}$ 突变为 $1.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的电机转速 n 曲线.

由图 8 可以看出, 负载突变对 SPWM 算法的影响较小, SVPWM 算法的速度脉动程度也较小, 由此可知 SVPWM 算法的稳定性好、精度高.



a 采用 SVPWM 调制



b 采用 SPWM 调制

图 7 负载转矩不变时的电机转速 n 曲线

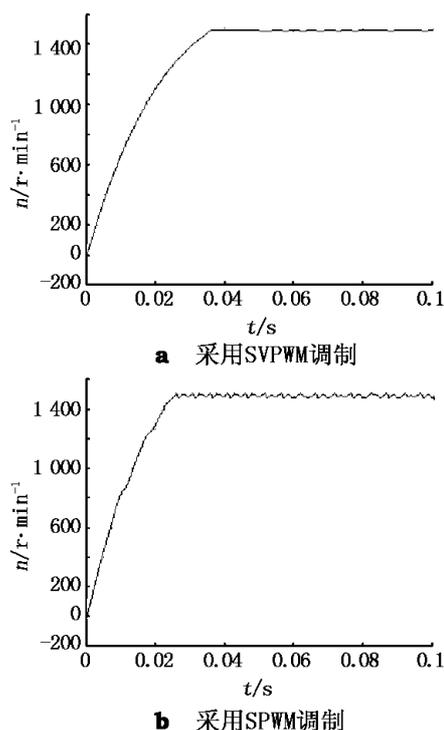


图8 负载转矩变化时的电机转速 n 曲线

因此 SVPWM 相比于 SPWM 具有转矩脉动小、转速波形好、系统响应快等优点。

4 结 语

本文在分析 PMSM 的模型、VC 控制,以及 SVPWM 技术的基础上,在 Matlab /Simulink 环境下,采用 VC 控制和 SVPWM 技术建立了 PMSM 速度、电流双闭环控制系统仿真模型,重点分析了 SVPWM 的算法及 Simulink 的实现方法。仿真结果表明 SVPWM 技术优于 SPWM,其波形符合理论分析,系统运行快速平稳,具有良好的静、动态特性。本文为分析和设计 SVPWM 技术和 PMSM 控制系统提供了有效的手段和工具,也为实际电机控制系统的设计和调试提供了新思路。

参考文献:

- [1] 徐岸非,辜承林. 永磁同步电动机矢量控制系统仿真分析[J]. 微电机, 2008, 41(9): 30-33.
- [2] 刘永飘,钟彦儒,徐艳平. 永磁交流伺服系统矢量控制仿真[J]. 电气传动自动化, 2006, 28(1): 18-21.
- [3] 龚云飞,富厉新. 基于 Matlab 的永磁同步电机矢量控制系统仿真研究[J]. 微电机, 2007, 40(2): 33-36.
- [4] ZHOU K L, WANG D W. Relationship between space vector modulation and three phase carrier based PWM: a comprehensive analysis [J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2002, 49(1): 186-196.
- [5] 杨贵杰,孙力. 空间矢量脉宽调制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(5): 79-83.
- [6] 张春喜,廖文建,王佳子. 异步电机 SVPWM 矢量控制仿真分析[J]. 电机与控制学报, 2008, 12(2): 160-163.
- [7] 田亚菲,何继爱,黄智武. 电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法仿真实现及分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2004, 16(4): 68-71.
- [8] 王建宽,崔巍,江建中. SVPWM 技术的理论分析及仿真[J]. 微特电机, 2006(6): 15-20.
- [9] 洪乃刚. 电力电子和电力拖动控制系统的 MATLAB 仿真[M]. 北京: 机械出版社, 2006: 21-39.
- [10] 李先祥,肖红军,黄道平. 三电平矢量控制的永磁同步伺服电动机调速系统[J]. 电工技术学报, 2004, 19(4): 28-32.
- [11] KHANBADKONE Ashwin M, JOACHIM Holtz. Compensated synchronous PI current controller in over modulation range and six-step operation of space-vector-modulation-based vector-controlled drives [J]. IEEE Trans on Industrial Electronic, 2002, 49(3): 574-580.
- [12] 余明锋,刘志刚,沈茂盛. 基于三电平逆变器永磁同步电机矢量控制研究[J]. 电气传动, 2005, 35(6): 7-13.
- [13] 何继爱,王惠琴. 永磁同步电机空间矢量控制系统的仿真[J]. 电力系统及其自动化学报, 2005, 17(6): 14-17.
- [14] 刘胜,戚磊,李冰. 永磁同步电机空间矢量控制方法设计实现[J]. 控制工程, 2009, 16(2): 247-250.
- [15] 赵辉,詹超,冯金钊. 基于 SVPWM 的永磁同步电机控制策略研究[J]. 电测与仪表, 2009, 46(7): 13-17.

(编辑 白林雪)