

文章编号: 1671- 251X(2010) 08- 0073- 05

永磁同步电动机矢量控制系统的仿真研究

董圣英^{1,2}

(1. 德州职业技术学院电气电子工程系, 山东 德州 253034;
2. 山东大学控制科学与工程学院, 山东 济南 250061)

摘要: 分析了电压空间矢量脉宽调制原理和算法, 建立了 1 种基于 SVPWM 的永磁同步电动机矢量控制系统的仿真模型, 给出了各子模块的具体设计方案; 对积分斜率法产生三角波的方法进行了改进。仿真和实验结果证明了所建模型的正确性和系统的可行性, 为分析和设计 PMSM 控制系统提供了有效的手段和工具。

关键词: 永磁同步电动机; 变频调速; 矢量控制; SVPWM; 积分斜率法; 仿真

中图分类号: TD614; TM35 **文献标识码:** A

Simulation Research of Vector Control System of Permanent Magnet Synchronous Motor

DONG Shengying^{1,2}

(1. Dept. of Electrical and Electronic Engineering of Dezhou Vocational and Technical College, Dezhou 253034, China. 2. School of Control Science and Engineering of Shandong University, Jinan 250061, China)

Abstract: The paper analyzed the principle and algorithm of SVPWM, built a simulation model of vector control system of PMSM based on SV PWM, and gave concrete design scheme of each sub-module of the model. It also modified integral-slop method for producing triangle carrier. The simulation and experimental results showed that the model was correct and the system was feasible, which offers a valid mean and tool for analyzing and designing a control system of PMSM.

Key words: PMSM, frequency-conversion speed regulation, vector control, SVPWM, integral-slop method, simulation

0 引言

永磁同步电动机(PMSM)以其功率因数高、效率高、转子损耗小、体积小等优点被广泛应用于数控机床和机器人等高精度、高动态性能的控制领域,而且PMSM转差为零的特点使其更适合于矢量控制^[1]。空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术和SPWM技术相比具有更高的电压利用率和更小的谐波含量。本文将介绍SVPWM的原理及算法,并给出了采用基于Simulink构建的PSMS矢量控制系统仿真模型,通过对实例电动机的仿真验证采用矢量控制调速系统的正确性,为实际控制系统设计

提供了参考和依据。

1 PMSM 矢量控制系统^[2]

矢量控制的基本思想是通过坐标变换,将交流电动机定子电流分解为与直流电动机一样能分别独立控制的磁场电流分量和转矩电流分量。对于PMSM,取d轴沿着永磁体磁链矢量 Ψ_f 的方向,d、q坐标系随转子一起旋转,即可完成PMSM按磁场定向矢量控制,如图1所示。由矢量控制理论可知,控制d轴电流 $i_d=0$,则转矩公式可简化为 $T_e=P \cdot \Psi_f \cdot i_q$ 。因此,通过控制q轴电流 i_q 的大小可实现对电磁转矩的控制。图1中主电路采用交-直-交电压源型PWM逆变器,与转子同轴的位置传感器BQ用于检测d轴空间电角度 θ_r 和转子速度 ω_r 。由电流传感器获得的定子电流 $i_a、i_b、i_c$ 经过 $C_{3s/2s}、C_{2s/2r}$ 坐标变换得到d、q轴坐标系下的检测电流值

收稿日期: 2010- 05- 10

作者简介: 董圣英(1962-),男,山东德州人,副教授,1987年毕业于山东大学电气自动化专业,现主要从事电气自动化专业的教学与科研工作,已发表文章6篇。E-mail: dong_shengying@126.com

i_d, i_q 。电路采用速度和电流双闭环控制, 转子速度给定值 ω_r^* 与实际值 ω_r 比较, 其差值通过 PI 调节器调节后作为 q 轴电流给定值 i_q^* 。交轴电流给定值 i_q^* 和实测电流 i_q 比较后经 PI 调节器生成交轴电压给定值 u_q^* ; 直轴电流给定值 $i_d^* = 0$ 和实测电流值 i_d 的差值经 PI 调节器生成直轴电压给定值 u_d^* 。由 u_q^*, u_d^* 和实际检测值 θ_r 通过 $C_{2r/2s}$ 旋转坐标变换为静止坐标系下的 u_α^*, u_β^* , u_α^*, u_β^* 经 SVPWM 调制, 生成 PWM 信号驱动逆变器, 完成永磁同步电动机按转子磁场定向矢量控制。

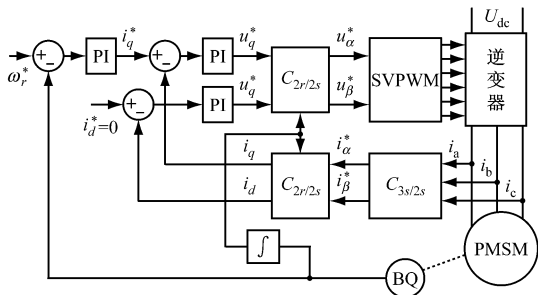


图1 PMSM 矢量控制系统结构

2 SVPWM 算法的实现

SVPWM 是以三相对称正弦电压供电时交流电动机所获得的理想磁通圆为基准, 通过逆变器不同的开关模式, 使产生的实际磁通去逼近基准圆磁通, 并由它们的比较结果来决定逆变器的开关状态, 形成 PWM 波形。

当三相逆变器(180°导通方式)对 PMSM 供电时, 定子电压由逆变器 3 组 6 个功率管的开关状态决定。逆变器可以输出 8 个电压空间矢量, 如图 2 所示, 其中 6 个非零矢量按每区 60° 将整个空间分成 6 个扇区, 每个矢量的长度为 $2U_{dc}/3$; (000) 和 (111) 这 2 个状态矢量为零矢量, 其长度为 0。由于逆变器产生的矢量数目有限, 不能产生角度连续变化的电压空间矢量。为了使逆变器输出的电压矢量连续变化, 可以通过基本电压空间矢量的线性组合获得更多的开关状态。以扇区 III 为例, 假设任意电压矢量 U_r 位于扇区 III, 则 U_r 可由相邻矢量 U_4, U_6 和零矢量 $U_0(U_7)$ 组合而成。根据伏秒平衡原则可得

$$T_s U_r = T_4 U_4 + T_6 U_6 + T_0 U_0(U_7) \quad (1)$$

式中: T_s 为采样周期, T_4, T_6, T_0 分别为逆时针旋转的合成矢量 U_r 两相邻矢量 U_4, U_6 及零矢量 $U_0(U_7)$ 的作用时间, 且 $T_s = T_4 + T_6 + T_0$ 。

T_4, T_6 可通过简单的映射给定^[3], 将参考电压矢量分别向两相静止 $\alpha-\beta$ 坐标系上投影, 如图 3 所

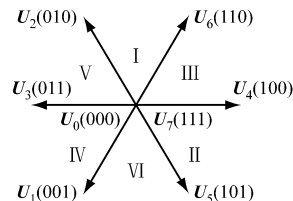


图 2 空间电压矢量及扇区分布, 可得到两坐标轴分量:

$$\begin{cases} U_\alpha = T_4 U_4 / T_s + U_\beta / \tan 60^\circ \\ U_\beta = (U_6 T_6 \cos 30^\circ) / T_s \end{cases} \quad (2)$$

又因为 $U_4 = U_6 / (2U_{dc}/3)$, 于是可得

$$\begin{cases} T_4 = 3T_s U_\alpha / (2U_{dc}) - \sqrt{3}T_s U_\beta / (2U_{dc}) \\ T_6 = \sqrt{3}T_s U_\beta / U_{dc} \end{cases} \quad (3)$$

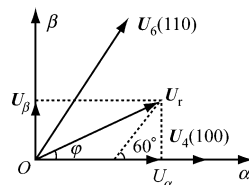


图 3 U_r 在 $\alpha-\beta$ 平面上的投影

其余时间为零矢量 $U_0(U_7)$ 作用时间, 即 $T_0 = T_s - (T_4 + T_6)$ 。为便于数据处理及获得最优 PWM 模式^[4], 常取 $T_0 = T_7$, 则容易生成如图 4 左半部分所示的 PWM 脉冲。又根据平均对称规则采样原则, 将图 4 左半部分图形对称映射到右边, 即可得到一个载波周期的 PWM 脉冲, 这便是现在通称的 SVPWM。这样可得扇区 III 的开关模式, 如图 4 所示。

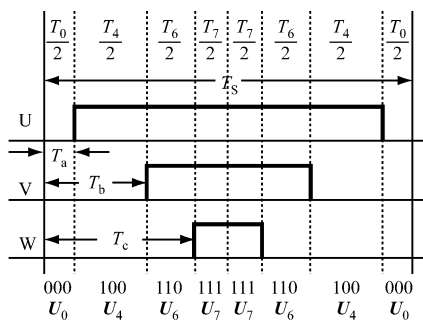


图 4 扇区 III 的开关模式

由图 4 可得出扇区 III 的矢量切换点 T_a, T_b, T_c 为

$$\begin{cases} T_a = (T_s - T_4 - T_6) / 4 \\ T_b = T_a + T_4 / 2 \\ T_c = T_b + T_6 / 2 \end{cases} \quad (4)$$

将 T_a, T_b, T_c 与三角载波比较, 经滞环比较器后可产生 SVPWM 信号。其它扇区计算方法与此相同, 在此不再详述。

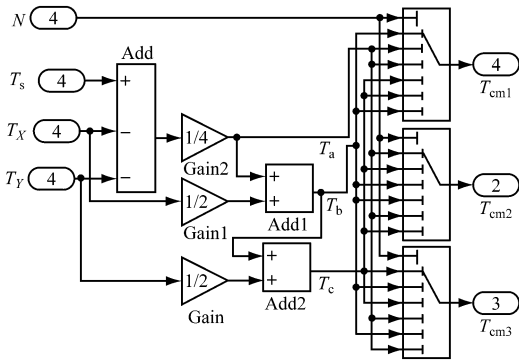


图9 计算矢量切换点的仿真模型

SV PWM 信号需要三角载波信号, 参考文献[5]采用积分斜率法产生三角载波, 对其幅度进行开方修正。通过验证, 对幅度进行开方修正仍不能得到理想的等腰三角形。本文采用线性放大的方法对其幅值进行修正, 可得到较规范的等腰三角形波形, 仿真模型如图 11 所示, 输出三角载波波形如图 12 所示。

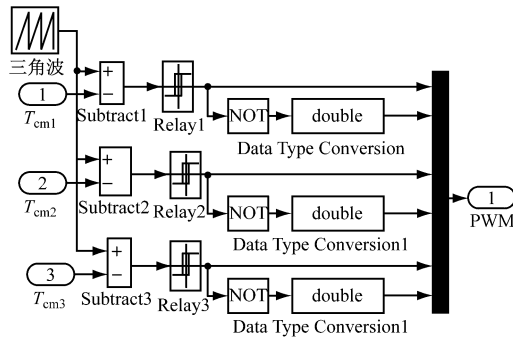


图10 SVPWM 脉冲产生模块仿真模型

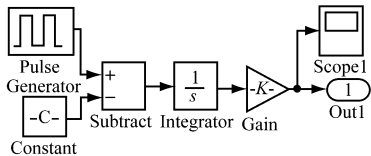


图11 三角载波产生仿真模型

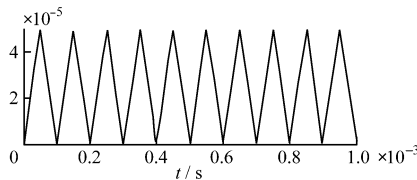
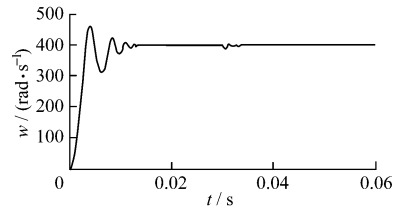


图12 三角载波波形

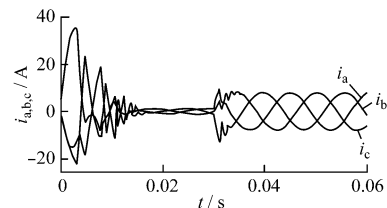
4 仿真结果及分析

根据建立的 PMSM 矢量控制系统仿真模型, 在 Matlab 7. 5/Simulink 环境下进行仿真。设 $T_s = 0.0001$ s, 逆变器直流母线电压为 300 V; PMSM 电动机参数设置: 电动机定子绕组电阻 $R = 2.875 \Omega$, 定子 d 、 q 相绕组电感 $L_d = L_q = 0.0085$ H, 转子磁场磁通 $\lambda = 0.175$ Wb, 转动惯量 $J = 0.0008$ kg · m²。

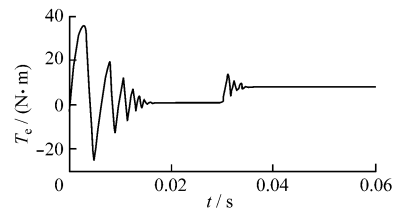
摩擦系数 $F = 0$, 极对数 $p = 4$ 。仿真算法使用 ode23tb(stiff/TRBDF2)。在 $t = 0$ 时刻, 给电动机加负载转矩 $T = 1$ N · m 启动, 在 $t = 0.03$ s 时突加负载转矩 $T = 8$ N · m, 仿真时间为 0.06 s。图 13 给出了参考转速为 400 rad/s 时的电动机转速 ω 、定子三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 以及输出转矩 T_e 的仿真实验波形。



(a) 转速波形



(b) 三相电流波形



(c) 输出转矩波形

图13 电动机转速、三相电流、输出转矩波形

从图 13 可看出, 当给定电动机转速为高速 400 rad/s 时, 电动机约在 0.01 s 时进入稳定状态, 之前 ω 有微小的超调; 在 0.03 s 时将负载转矩加大为 8 N · m, ω 稍有下降, 之后立即又稳定在 400 rad/s。 i_a 、 i_b 、 i_c 在进入稳态前波动幅度较大, 稳态后波形呈正弦变化。在电动机进入稳定转速前输出转矩波动较大, 进入稳态后保持在 $T = 1$ N · m, 0.03 s 后保持在 8 N · m, 与给定负载转矩保持平衡。分析电动机高低速下的仿真波形(限于篇幅, 低速波形未给出)得出, 无论在高速还是在低速情况下, 系统响应快速且平稳, 抗干扰性能好, 仿真波形与理论分析情况一致, 说明了所建模型的正确性。

5 实验结果及分析

为验证所提出的控制系统方案的正确性, 搭建了以 TMS320LF2812 芯片为控制核心的 PMSM 矢量控制系统实验平台, 其硬件总体结构如图 14 所

文章编号: 1671- 251X(2010) 08- 0077- 05

新型滤波器在动态电压恢复器中的应用研究

郝晓弘, 房善新, 陈 伟

(兰州理工大学电气工程与信息工程学院, 甘肃 兰州 730050)

摘要: 在分析目前应用较多的电压峰值检测法、傅里叶变换法、小波变换法、 $d-q$ 变换法和 pqr 瞬时功率法等电压暂降检测方法的基础上, 提出了基于瞬时无功功率理论的动态电压恢复器检测算法; 针对传统的 1 个 ButterWorth 低通滤波器存在实时性差的问题, 设计了采用 1 个带阻滤波器和 1 个高截止频率 ButterWorth 低通滤波器串联而成的新型滤波器。Matlab/Simulink 仿真结果表明, 该新型滤波器能够在保证精度的基础上将检测时间缩短到约 1/3 个基波周期, 提高了电压暂降检测的实时性。

关键词: 动态电压恢复器; 电压暂降; 低通滤波器; 带阻滤波器; ButterWorth; DVR

中图分类号: TD611. 5; TN713 **文献标识码:** A

收稿日期: 2010- 04- 07

基金项目: 甘肃省自然科学基金项目(0809RJZA006), 甘肃省科技攻关项目(GS044- A52- 001- 24)

作者简介: 郝晓弘(1965-), 男, 甘肃兰州人, 教授, 博士研究生导师, 研究方向为电力系统自动化、电能质量分析与控制。E-mail: fangssxin@126.com

示。实验用电动机额定功率为 500 W, 额定转速为 3 000 r/min, 额定电压为 220 V, 调整系统各项参数, 使系统稳定运行。图 15 给出了给定速度为 1 000 r/min 时 A 相电流 i_a 的波形。从图 15 可看出, 相电流波形接近正弦波形, 系统的性能指标, 如系统响应时间、稳态误差等均能满足系统要求, 证明了系统的可行性。

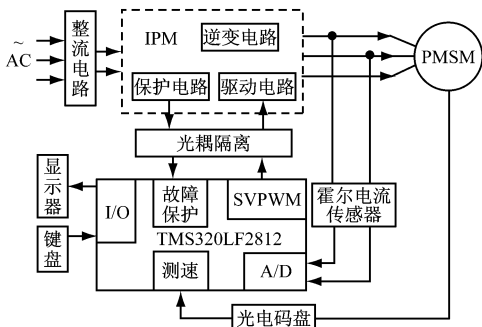


图 14 PM SM 矢量控制系统硬件总体结构

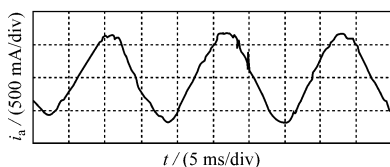


图 15 电动机 A 相电流波形

6 结语

通过对电压空间矢量控制原理和算法的分析, 建立了一种基于 SVPWM 的永磁同步电动机矢量控制系统的仿真模型, 给出了各子模块的具体设计方案; 对积分斜率法产生三角载波的方法进行了改进。仿真结果表明, 设计的仿真模型是正确的, 系统具有良好的鲁棒性和快速性; 实验结果进一步证明, 该控制系统具有良好的动、静特性, 为实际 PMSM 控制系统的分析和设计提供了有效的手段和工具。

参考文献:

- [1] 李永东. 交流电动机数字控制系统[M]. 北京: 机械出版社, 2002.
- [2] 陈国呈. PWM 逆变技术及应用[M]. 北京: 中国电力出版社, 2007.
- [3] 刘胜, 戚磊, 李冰. 永磁同步电动机空间矢量控制方法设计实现[J]. 控制工程, 2009, 16(2): 247-250.
- [4] 陈国呈, 金东海. 采样式 PWM 调制方法[J]. 电气自动化, 1989(4): 3-6.
- [5] 张金利, 张玉瑞, 税冬东, 等. 永磁同步电动机变频调速系统建模与仿真[J]. 电力电子技术, 2008, 42(2): 67-69.