

中小功率矿井提升机变频调速系统的设计

张莹¹, 俞良²

(1. 晋城煤炭规划设计院, 山西 晋城 048000; 2. 中国矿业大学 信息与电气工程学院, 江苏 徐州 221008)

摘 要: 针对我国部分矿井提升机调速系统效率低、成本高、能源浪费、谐波污染大的现状, 提出了一种新型的双 PWM 变频调速系统的设计方案。设计了一种基于滑模控制的 PWM 整流器, 其电压外环采用滑模变结构控制, 电流内环采用前馈解耦控制, 并利用空间脉宽矢量调制(SVPWM)算法提高直流电压利用率。仿真结果证明了该方案的有效性。

关键词: 矿井提升机; PWM 整流器; 滑模控制; 空间矢量脉宽调制

中图分类号: TM921.51 文献标识码: A 文章编号: 1001-0874(2012)05-0091-04

Design of Variable Frequency Driving System of Mine Hoist with Medium and Small Power

ZHANG Ying¹, YU Liang²

(1. Jincheng Coal Planning and Design Institute, Jincheng 048000, China;

2. School of Information and Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221008, China)

Abstract: Most of our country coal mine hoist control system is noted by high cost, low efficiency, energy wasted and harmonic pollution. In order to change the situation, proposes a design scheme of new type of dual-PWM frequency-conversion speed-regulation system with the space vector pulse modulation, it uses the sliding mode control as the voltage loop and current feed-forward decoupled control algorithm as the current-loop. The simulation result verifies the validity of the scheme.

Keywords: mine hoist; PWM rectifier; sliding model control; SVPWM

0 引言

矿井提升机是矿山生产的关键设备, 担负着提升矿物、升降人员、设备和下放材料的任务, 是联系井上与井下运输的枢纽, 其运行的安全性和可靠性对矿山生产起着至关重要的作用。目前, 我国很多矿井提升机采用传统的交流绕线式电动机转子串电阻调速电控系统, 控制串入转子回路中不同阻值的电阻进行组合, 虽然设备简单, 也达到调速目的, 但控制的精度不高, 调速性能也较差, 能量浪费严重。对此, 本文提出了一种新型的双 PWM 变频调速系统。

该系统中高频 PWM 整流器是关键技术, 在三相电压型 PWM 整流器(VSR)前馈解耦的基础上,

设计了滑模控制电压环, 结合 SVPWM 算法的控制策略。该系统在 Matlab/Simulink 仿真软件下建立 PWM 整流器的仿真模型, 通过仿真波形验证表明, 采用该控制策略的整流器具有动态响应快, 输出直流电压稳定, 功率因数高, 以及能量具有双向流动等优点^[1]。

1 双 PWM 变频调速系统原理

系统主要由 PWM 整流器和 PWM 逆变器组成, 不需要增加其它任何电路就可方便地实现能量向电网回馈, 能量的双向流动, 以及电动机四象限运行, 达到节能降耗的目的。该系统非常适合矿井提升机启动加速、等速、制动减速、停止抱闸等各环节的控制^[2]。

图 1 为双 PWM 变频调速系统主电路拓扑结构框图。

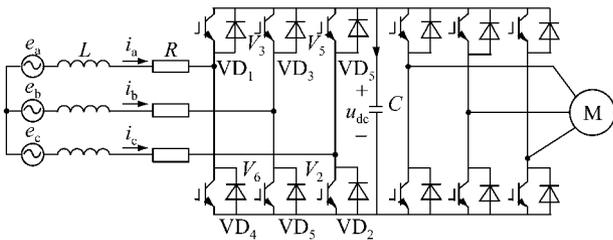


图 1 双 PWM 系统拓扑结构

2 PWM 整流器数学模型及前馈解耦控制策略

三相 PWM 整流器主电路如图 2 所示,在 $d-q$ 坐标系下,以 d 轴电源电压矢量定向的 PWM 整流器模型为^[3]:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = E_d - s_d U_{dc} - Ri_d + \omega Li_q \\ L \frac{di_q}{dt} = E_q - s_d U_{dc} - Ri_q + \omega Li_d \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2}(s_d i_d + S_q i_q) - i_L \end{cases} \quad (1)$$

式中: ω ——旋转角速度;
 S_d, S_q ——开关函数。

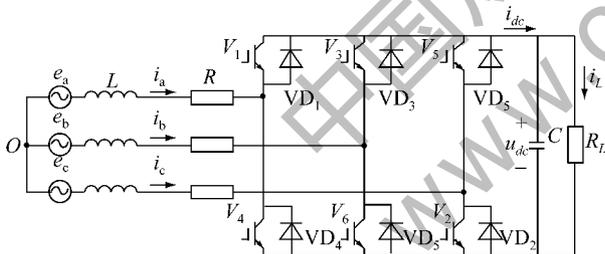


图 2 三相电压型 PWM 整流器拓扑结构

由于 d, q 轴电流不独立,存在交叉耦合关系,不但电压无法进行单独控制,而且给控制器的设计带来一定的困难。为此,引入 i_d, i_q 的前馈解耦控制,对 u_d, u_q 进行前馈补偿,得到电流控制的两相旋转坐标系下电压指令为:

$$\begin{cases} u_d = -\left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_d^* - i_d) + \omega Li_q + E_d \\ u_q = -\left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_q^* - i_q) - \omega Li_d + E_q \end{cases} \quad (2)$$

式中: K_{ip}, K_{il} ——分别为电流环比例调节增益和积分调节增益;

i_d^*, i_q^* ——分别为 i_d, i_q 电流指令值;

s ——微分算子。

电流前馈解耦控制如图 3 所示。

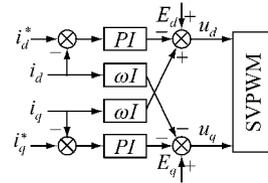


图 3 前馈解耦控制框图

3 三相 VSR 控制系统设计

3.1 滑模控制电压外环的设计

滑模控制能使系统状态轨迹沿着所设计的滑模面运动到平衡点,一旦系统进入滑动模式,在一定条件下对外界干扰及参数扰动具有不变性^[4],而且具有比鲁棒性更加优越的完全自适应性,更强的抗扰性,更好的动态响应。

选取滑模面:

$$S = ke_u + \frac{de_u}{dt} = e_u + \beta \frac{de_u}{dt} =$$

$$e_u + \beta \frac{du_{cref}}{dt} - \beta \frac{du_{dc}}{dt} = \left[(u_{cref} - u_{dc}) +$$

$$\beta \frac{du_{cref}}{dt} + \frac{\beta}{c}(i_o - s_q i_q) \right] \frac{c}{\beta s_d} - i_d = 0 \quad (3)$$

式中 $e_u = u_{cref} - u_{dc}$; u_{cref} 为输出电压给定值; u_{dc} 为直流侧电容电压。

由于:

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d - \frac{s_q u_{dc}}{L} + \frac{e_q}{L} \quad (4)$$

网侧为对称三相电压,稳态时 $i_q = 0, e_q = 0,$

$\frac{di_q}{dt} = 0$ 则式(4)可化为:

$$s_q = \frac{\omega Li_d}{u_{dc}} \quad (5)$$

稳态时 $i_q = 0$ 输出 $u_{dc} = u_{cref}$,可以得出:

$$s_d = \frac{i_o - s_q i_q + c \frac{du_{dc}}{dt}}{i_d} = \frac{i_o}{i_d} \quad (6)$$

根据功率平衡($e_d - Ri_d$) $i_{dref} = v_c i_o$,可得到:

$$s_d = \frac{e_d - Ri_d}{u_{dc}} \quad (7)$$

将式(5)、式(7)代入式(3) 则:

$$S = \left[(u_{cref} - u_{dc}) + \beta \frac{du_{cref}}{dt} + \frac{\beta}{c} i_o \right] \frac{cu_{dc}}{\beta(e_d - Ri_d)} -$$

$$i_d = i_d^* - i_d = 0$$

其中:

$$i_d^* = \left[(u_{cref} - u_{dc}) + \beta \frac{du_{cref}}{dt} + \frac{\beta}{c} i_0 \right] \frac{cu_{dc}}{\beta(e_d - Ri_d)}$$

3.2 电流内环的设计

基于前馈的控制算法使三相 VSR 电流内环实现了解耦控制,两个电流内环是对称的。以 i_d 控制为例说明电流调节器的设计。

整流器通常用一个高增益小时间常数的一阶惯性环节来代替,同时须考虑电流内环信号采样的延迟^[5]。电流内环控制结构如图 4 所示。图中, T_s 为电流内环电流采样周期, K_{PWM} 为整流桥 PWM 等效增益。

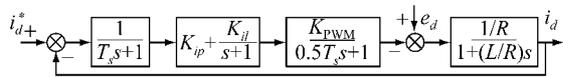


图 4 电流内环控制结构

由于电流内环的设计要考虑电动势的扰动对输出的影响,为提高抗干扰性能,电流内环设计中采用典型的 II 型系统。

近似确定 PI 调节参数,令 $\tau_i = L/R$ 。当 $\omega L \gg R$ 时(ω 为电流内环截止频率),忽略交流侧的电阻,则电流内环结构如图 5 所示。

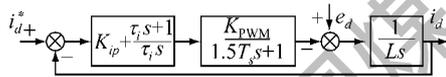


图 5 电流内环简化结构

按照典型的 II 型系统设计的电流内环调节器,从图 5 的电流内环结构,可以推导出电流内环的开环传递函数为:

$$W_i(s) = \frac{K_{ip} K_{PWM}}{\tau_i L} \frac{\tau_i s + 1}{s^2 (1.5T_s s + 1)} \quad (8)$$

为了提高电流相应的快速性,设计了适当的中频宽度 h_i , 现取 $h_i = 5$, 则由典型 II 型系统设计关系可得:

$$\frac{K_{ip} K_{PWM}}{\tau_i L} = \frac{h_i + 1}{2\tau_i^2} \quad (9)$$

由此得出:

$$K_{ip} = \frac{6L}{15T_s K_{PWM}} \quad (10)$$

$$K_{il} = \frac{6L}{112.5T_s^2 K_{PWM}} \quad (11)$$

4 空间电压矢量(SVPWM)控制原理

空间矢量 PWM 是依据整流器空间电压矢量切换来控制整流器的,具有电压利用率高,动态响应快

等优点^[6]。

4.1 扇区判断

根据功率管不同的开通和关断状态,整流器有 8 种导通模式,对应 8 个空间电压矢量状态(000 ~ 111),矢量分布如图 6 所示。

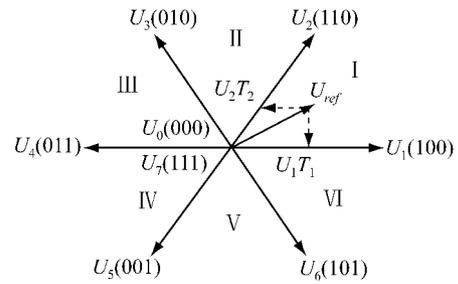


图 6 矢量分布图

如图 6 所示,在两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 下, U_{ref} 在一个载波周期 T_s 中的作用效果可等效为 $U_{ref} T_s = U_\alpha T_s + jU_\beta T$, U_{ref} 所在的扇区由 U_α 和 U_β 决定,若 U_{ref} 在第一扇区,则由图 7 可知:

$$U_\beta > 0, \text{ 且 } U_\alpha / U_\beta < 3$$

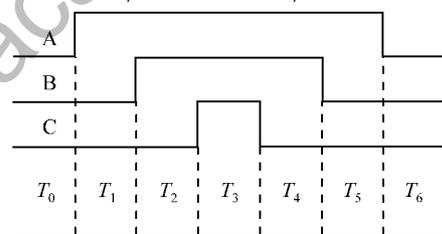


图 7 电压矢量作用顺序的分配

同理可得 U_{ref} 在其它扇区时的等价条件,归纳总结可定义:

$$\begin{cases} X = U_\beta \\ Y = \sqrt{3}U_\alpha - U_\beta \\ Z = -\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta \end{cases} \quad (12)$$

并令 $N = \text{sign}(X) + 2\text{sign}(Y) + 4\text{sign}(Z)$, 其中 sign 是符号函数。则 N 与所属扇区的对应关系,如表 1 所示。

表 1 扇区表

N	3	1	5	4	6	2
所属扇区	I	II	III	IV	V	VI

4.2 空间矢量作用时间的计算

以第 I 扇区为例,可得:

$$\begin{cases} U_1 T_1 + U_2 T_2 \cos 60^\circ = U_\alpha T_s \\ U_2 T_2 \sin 60^\circ = U_\beta T_s \end{cases} \quad (13)$$

当电压矢量所对应的开关管导通时,有:

$$U_i = \frac{2}{3}U_{dc} \quad (i = 1, 2, \dots, 6) \quad (14)$$

由式(13)、式(14)可得:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{3T_s}{2U_{dc}}(U_\alpha - \frac{U_\beta}{\sqrt{3}}) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}U_\beta T_s}{U_{dc}} \end{cases} \quad (15)$$

同理可计算当 U_{ref} 在其它扇区的 T_1 和 T_2 , 并对其进行饱和判断。若 $T_1 + T_2 > T_s$, 则定义: 为了填补 T_s 和 $T_1 + T_2$ 之间的时间差, 在 U_1, U_2 逼近 U_{ref} 的过程中需插入零矢量其作用时间为: $T_0 > T_s - T_1 - T_2$ 。

4.3 电压空间矢量的作用顺序

以第 I 扇区为例, 合成第 I 扇区相邻两个矢量分别为 $U_1(100), U_2(110)$ 。若采用零矢量对称的插入法, 则三相桥臂导通情况如图 7 所示。转换顺序为: $000 \rightarrow 100 \rightarrow 110 \rightarrow 111 \rightarrow 110 \rightarrow 100 \rightarrow 000$ 。其它扇区开关矢量分配类似。

5 仿真结果

系统在 Matlab/Simulink 环境下进行仿真, 主要参数为: 电源频率 50 Hz, 三相交流电压幅值 310 V, 交流侧滤波电感 L 取 2 mH, 直流滤波电容 C 取 2 200 μ F, 开关频率为 5 kHz, 直流侧电容电压控制目标为 600 V。仿真求解器算法采用 ode23tb^[7, 8]。

仿真结果如图 8、图 9、图 10 所示。其中图 8 为直流输出电压波形, 图 9 为交流输入电压电流波形。从图中可以看出, 系统运行在整流状态时, 能稳定的输出目标直流电压, 超调很小, 具有良好的快速性和稳态精度, 其网侧电流和电压同相位, 电流波形基本为正弦波, 实现了单位功率因数运行。

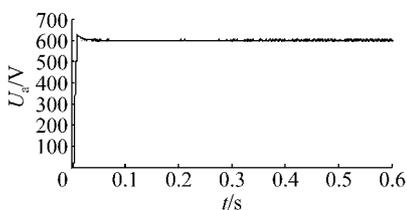


图 8 直流侧电压波形

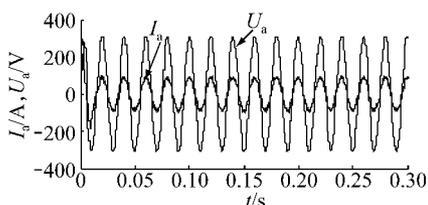


图 9 A 相电压、电流波形

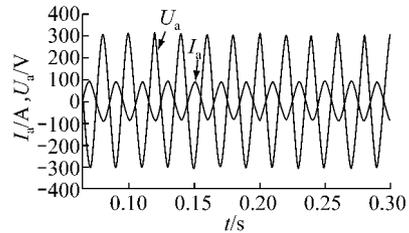


图 10 再生制动逆变状态下的 A 相输入电压、电流波形

由图 10 可看出, 整流器在再生制动逆变状态下的电压和电流也均为正弦波, 相位基本相反, 很好地实现了高功率因数下能量的有效回馈, 达到了节能的效果。

6 结论

针对目前中小功率矿井提升机调速系统效率低、能量浪费严重、谐波污染大等缺陷, 本文提出了基于滑模控制的 PWM 整流器电压环设计, 并结合 SVPWM 算法的控制策略。仿真结果表明: 该系统实现了网侧单位功率因数和能量的双向流动, 提高了效率, 节省了能量的消耗, 验证了所提出的控制策略的有效性、合理性。

参考文献:

- [1] 潘龙刚, 张传信, 胡福祥, 等. 矿井提升机传动系统方案的探讨 [J]. 金属矿山, 2010(12): 13-27.
- [2] 李荣生, 宋平. 基于变频器控制的矿井提升机系统 [J]. 工矿自动化, 2008, 12(6): 128-132.
- [3] OHNUKIT. High power factor PWM rectifier with an analog pulse width prediction controllers [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1996, 11(3): 460-465.
- [4] Silva J F. Sliding-mode Control of Boost-type Unity-powerfactor PWM Rectifiers [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1999, 46(3): 594-603.
- [5] 赵辉. 新型的矿井提升机电控系统 [J]. 煤矿机电, 2009(4): 19-21.
- [6] MALINOWSKI M, JASINSKI M, KAZMIERKOWSKI M P. Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM) [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(2): 447-454.
- [7] 李守蓉, 田铭兴. 三相 SVPWM 整流器主电路参数的设计 [J]. 电气传动自动化, 2009, 31(4): 45-47.
- [8] 方宇, 袁迅, 邢岩, 等. 三相高功率因数电压型 PWM 整流器建模与仿真 [J]. 电工技术学报, 2006(10): 44-49.

作者简介: 张莹 (1987 -), 男, 助理工程师。2007 年毕业于潞安职业技术学院矿山机电专业, 现主要从事矿井供配电设计工作。

(收稿日期: 2012-04-17; 责任编辑: 姚克)