doi: 10.3969/j.issn.1006-1576.2012.05.021

# 基于 DSP 的三相电压型整流器

张树团<sup>1</sup>, 高艳丽<sup>1</sup>, 杨祥红<sup>2</sup>, 翟鸿君<sup>3</sup>

(1. 海军航空工程学院控制工程系,山东 烟台 264001; 2. 海军航空工程学院新装备中心,山东 烟台 264001;3. 海军航空工程学院基础部,山东 烟台 264001)

摘要:为了提高整流器的功率因数,获得能够快速响应和直流电压稳定输出的直流电源,设计一种基于 SVPWM 和 DSP 的三相电压型整流器。通过对三相 VSR 及五段法 SVPWM 的工作原理进行分析,完成了整流器的硬件电路 设计和相关的软件设计,并研制了实验样机。实验结果表明:采用 SVPWM 控制的整流器能够有效地降低谐波,提高功率因数。

关键词: 三相电压型整流器; SVPWM; DSP 中图分类号: TJ02 文献标志码: A

# Three-Phase Voltage Rectifier Based on DSP

Zhang Shutuan<sup>1</sup>, Gao Yanli<sup>1</sup>, Yang Xianghong<sup>2</sup>, Zhai Hongjun<sup>3</sup>

(1. Dept. of Control Engineering, Naval Aeronautical & Astronautical University, Yantai 264001, China;

2. Equipment Center, Naval Aeronautical & Astronautical University, Yantai 264001, China;

3. Dept. of Basic Theories, Naval Aeronautical & Astronautical University, Yantai 264001, China)

**Abstract:** In order to increase the high power factor, and acquire the fast dynamic response and the DC power with the steady output voltage, the three-phase voltage rectifier based on SVPWM and DSP is designed. The operation principles of the three-phase VSR and the five-segment SVPWM control strategy are analyzed, and the design of the hardware circuit and the corresponding software of the rectifier are finished. The experiment results show that the rectifier based on SVPWM can availably decrease the harmonic pollution and improve power factor.

Key words: three-phase voltage rectifier; SVPWM; DSP

# 0 引言

随着电力电子装置的广泛应用,装置中的整流 装置给公用电网注入大量的谐波,造成了严重的谐 波污染,降低了功率因数,对公用电网产生了很大 的危害。为解决上述问题,笔者采用空间矢量控制 技术,并利用 DSP 对三相电压型整流器进行研究, 使其网侧输入电压与电流同相位,从而实现高功率 因数整流<sup>[1]</sup>。

# 1 三相 VSR 的工作原理

三相电压型 PWM 整流器 (voltage source rectifier, VSR)通常是指三相半桥 VSR,其工作原理与单相 VSR 的工作原理类似,故以图 1 所示的单相全桥 VSR 电路来分析其工作原理<sup>[1-2]</sup>。在整流状态下,当电源电压e>0时,由 VD<sub>1</sub>、V<sub>2</sub>、VD<sub>4</sub>、L 和 VD<sub>1</sub>、V<sub>3</sub>、VD<sub>4</sub>、L 分别组成 2 个升压斩波电路。以 VD<sub>1</sub>、V<sub>2</sub>、VD<sub>4</sub>、L 组成的升压斩波电路为例, 当 V<sub>2</sub>导通时,交流电源 e 通过 V<sub>2</sub>和 VD<sub>4</sub>向电感 L 储能, 电容 C 向负载  $R_L$ 释放能量; 当  $V_2$ 关断时, 电感 L 中的储能通过  $VD_1$  和  $VD_4$  向电容 C 充电。 同理, 当  $V_3$ 导通时,交流电源 e 通过  $V_3$  和  $VD_1$  向 电感 L 储能,电容 C 向负载  $R_L$ 释放能量; 当  $V_3$ 关 断时,电感 L 中的储能通过  $VD_1$  和  $VD_4$  向电容 C充电。当电源电压 e < 0 时,由  $VD_3$ 、 $V_1$ 、 $VD_2$ 、L和  $VD_3$ 、 $V_4$ 、 $VD_2$ 、L 分别组成 2 个升压斩波电路, 其工作原理类似。



图 1 单相全桥 VSR

# 2 五段法 SVPWM 控制原理<sup>[3-4]</sup>

对于三相 VSR 整流器 6 个开关管,一共有 8 种开关模式,分别为: V<sub>0</sub>(000), V<sub>1</sub>(100), V<sub>2</sub>(110), V<sub>3</sub>(010), V<sub>4</sub>(011), V<sub>5</sub>(001), V<sub>6</sub>(101), V<sub>7</sub>(111)。对

收稿日期: 2011-12-25; 修回日期: 2012-01-09

基金项目:基础基金"基于 DSP 无刷直流电动机智能控制系统的研究"(HYJC201133)

作者简介:张树团(1977一),男,山东人,硕士,讲师,从事电力电子与计算机测控技术研究。

任一给定的空间电压矢量 $V^*$ ,均可由这 8 条空间矢量来合成。空间矢量控制技术通过控制不同开关状态的组合,将空间电压矢量 $V^*$ 控制为按设定的参数做圆形旋转。

传统的 SVPWM 控制在一个开关周期中, VSR 上桥臂功率开关管需要开关 6 次,造成开关损耗较 大。为了减少开关次数,降低开关损耗,空间电压 矢量 V\*采用图 2 所示的合成方法,这种方法 V\* 由 V<sub>1</sub> 和 V<sub>2</sub> 合成,且中点截出 2 个三角形,使零矢量均匀 的分布在矢量 V\* 的起点和终点上。在一个开关周期 中,VSR 上桥臂功率开关管只开关 4 次,由于开关 函数波形对称,谐波主要集中在整数倍的开关频率 上。



图 2 空间电压矢量 $V^*$ 的合成方法

3 基于 DSP 的三相整流器控制器设计





三相电压型 PWM 整流器的结构图如图 3 所示, 所设计的三相整流器主要是通过控制 6 个开关管的 通断,使网侧电流很好地跟随网侧电压,从而获得 高功率因数。基于 SVPWM 控制的整流器采用 1 个 电压环和 2 个电流环组成的双环控制结构,电压环 主要用于控制三相 VSR 直流侧电压,电流环的主要 作用是按照电压环调节器输出的电流指令进行电流 控制,其控制电路的原理图如图 4 所示。采用 SVPWM 控制的整流器的工作原理是用坐标变换将 三相静止坐标系变为两相旋转坐标系,并进行解耦, 通过控制电流来调节电压。采样后的三相电流通过 CLARK 和 PARK 坐标变换获得两相旋转坐标系下 的 $i_d \ i_q$ 分量,将电压误差信号经 PI 调节作为有功 电流指令值,而无功电流 $i_a^*$ 的指令值可以直接设为 零,通过解耦得到三相 VSR 的指令电压,并通过 SVPWM 算法得到三相整流器的控制信号,从而实 现对整流器开关管的控制<sup>[1,5]</sup>。



# 4 三相整流器硬件电路设计

根据设计要求,假设整流器的效率为 0.9,输出 功率为 3 kW,输入电压为 115 V,频率为 400 Hz, 开关频率为 5 kHz,直流侧输出电压为 300 V。

# 4.1 网侧电感的设计

在三相 VSR 设计中,交流侧电感的取值不仅直接影响到电流环的动静态特性,还影响着整流器的输出功率、功率因数和直流电压的大小,所以交流侧电感的设计非常重要。电感的设计要满足 VSR 瞬态电流跟踪指标要求,既要实现快速电流跟踪,又要抑制谐波电流<sup>[2]</sup>。因此,电感的取值范围被限定在某一个范围内,满足电流瞬态跟踪指标时,其取值范围如式 (1):

$$\frac{(2V_{\rm dc} - 3E_{\rm m})E_{\rm m}T_{\rm s}}{2V_{\rm dc}\Delta i_{\rm max}} \le L_a \le \frac{2v_{\rm dc}}{3I_{\rm m}\omega} \tag{1}$$

式中, $\Delta i_{amax}$ 为最大电流的 0.2 倍。

根据分析易知,

$$P_{\rm in} = \frac{P_{\rm out}}{\eta} = \frac{3\ 000}{0.9} = 3\ 333\ {\rm W}$$

故相电流的有效值为

$$I = \frac{P}{3E_a} = \frac{3\ 333}{3 \times 115} = 9.66\ A$$

相电流的最大值为

$$I_{\rm m} = \sqrt{2}I = \sqrt{2} \times 9.66 = 13.66$$
 A

故  $\Delta i_{a \max} = I_{m} \times 20\% = 13.66 \times 0.2 = 2.73$  A

所以

$$L_a \ge \frac{(2V_{dc} - 3E_m)E_mT_s}{2V_{dc}\Delta i_{max}} = \frac{(2 \times 300 - 3 \times 115 \times \sqrt{2})115 \times \sqrt{2} \times 0.000\ 2}{2 \times 300 \times 2.73} = 0.002\ 24\ \text{H}$$

$$L_a \le \frac{2v_{dc}}{3I_m\omega} = \frac{2 \times 300}{3 \times 13.66 \times 800\pi} = 0.005 \ 83 \ H$$

易知,交流侧电感的取值范围为:

$$2.24 \text{ mH} \le L_a \le 5.83 \text{ mH}$$

本设计中交流侧电感取值为 $L_a = L_b = L_c = 3.5 \text{ mH}$ 。

#### 4.2 功率管的选取

经前述分析可知,整流器的输入相电流的有效 值为9.6 A,其最大值为13.66 A,选取功率管电流 定额时,考虑到输入电流中含有一定量的谐波成分, 故实际的峰值电流比13.66 A大,设计中取值为 14 A,在考虑2.5~3 倍裕量,功率管的电流为35~ 42 A,因此可取功率管电流定额为42 A。功率管所 承受的最大电压为直流侧输出电压峰值。设计输出 电压为300 V,取1.5 倍裕量,可得功率管电压值为 450 V。综上所述, MOS 管选用 SPW47N60S5, 其 辅助二极管选用 IXYS 公司的 DSEI30-06。

# 4.3 交流侧电流调理电路设计

三相 VSR 网侧电流信号的准确采集是实现电流闭环控制的前提,数据采集的精度是实现电流控制和三相 VSR 高功率因数的保证。设计中选用 LEM 公司生产的 LA28-NP 电流传感器,该传感器具有出色的精度、良好的线性度和抗干扰能力强等特点。电流采集调理电路如图 5 所示,电流调理电路由电压跟随器、加法器和反向器组成。电流传感器输出的电流信号经过精密电阻转换为电压信号,通过对该信号进行调理使其在±1.5 V之间,然后通过加法电路和反向电路将信号调理到 DSP2812 的 AD 接口需要范围内的电压信号。



4.4 TMS320F2812 中 SVPWM 算法程序流程



图 6 SVPWM 程序流程图

数字信号处理器是三相高功率因数整流器的重要组成部分。SVPWM 子程序是整个软件部分的核心,其程序流程图如图 6 所示。首先根据给定的*u*<sub>α</sub>、

 $u_{\beta}$ 确定参考电压矢量 $V^*$ 所在的扇区,然后根据相应的公式计算 X, Y, Z;再根据参考电压矢量 $V^*$ 所在的扇区确定 $T_1$ 和 $T_2$ ,并判断是否出现过调制(即 $T_1+T_2 > T$ 的情况),若存在,则根据相应的公式重新计算新的 $T_1$ 和 $T_2$ 的值;最后确定矢量切换点输出PWM 波。

## 5 实验

根据对三相 VSR 的数学模型和 SVPWM 的工 作原理,研制了1台实验样机并进行了相关的实验。 试验中三相交流电源为 115 V/400 Hz,当负载为 140 Ω时,实验测得网侧A 相输入电压与A 相输入 电流波形图如图7所示,直流侧电压输出波形图如 图8所示。由图7、8可以看出:输入电压与输入电 流基本同相位,能够实现高功率因数整流。试验中 还进行了接卸载实验,图9为加 217 Ω 负载时得到 的直流电压输出波形图。

(下转第 78 页)