

数字双闭环控制单相逆变器试验研究

田野¹,王归新²,林涛¹

(1. 武汉大学电气工程学院, 湖北 武汉 430000; 2. 三峡大学电气信息学院, 湖北 宜昌 443002)

[摘要] 根据电容电流反馈的数字双闭环瞬时值控制理论, 设计出5 kVA单相逆变器。

[关键词] 逆变器; 电容电流反馈; 数字信号处理器; DSP; 双闭环控制

[中图分类号] TN710 [文献标识码] A [文章编号] 1006-3986(2007)05-0024-02

Testing and Research on Digital Dual Loop Control Single Phase Inverter

TIAN Ye¹, WANG Gui-xin², LIN Tao¹

(1. School of Electric Engineering, Wuhan University, Wuhan 430000, China;

2. School of Electric Information, Three Gorges University, Yichang 443002, China)

[Abstract] According to the digital dual loop instantaneous value control theory for capacitive current feedback, 5 kVA single phase inverter was designed.

[Key words] inverter; capacitive current feedback; DSP; dual loop control

随着电力电子技术的飞速发展出现了各种逆变器电路结构和控制方案。逆变器控制方案有多种, 脉宽调制式(PWM)逆变器是其中一种^[1]。

电压电流双闭环瞬时值控制主要分为: 采用电感电流瞬时值反馈控制和采用电容电流瞬时值反馈控制。本文中采用文献[2]所提出的电容电流反馈的双闭环瞬时值控制方法, 用此方法控制的逆变器具有输出波形正弦性好, 动态响应快, 输出外特性硬和稳态精度高等特点。

1 系统设计

逆变器系统框图如图1所示。

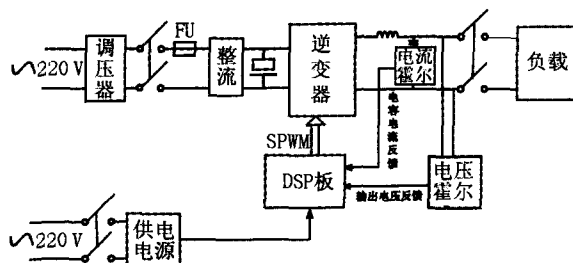


图1 实验系统结构图

1.1 功率电路设计

逆变器采用单相全桥主电路, 如图2所示。

1.1.1 IGBT参数的选择

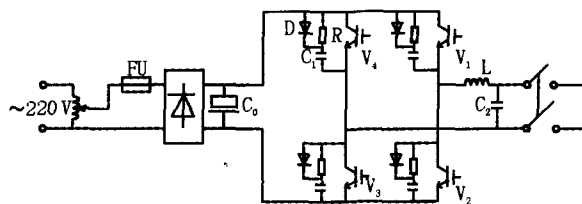


图2 逆变器主电路

(1) IGBT电流的确定

逆变器输出电压有效值 U_i 为150 V, 又

$$U_i = \frac{U_{imax}}{\sqrt{2}} \times \alpha \times \beta = \frac{U_d}{\sqrt{2}} \times 0.95 \times 0.95 = 150 \text{ V}$$

式中 $\alpha = 0.95$, 为考虑的最大调制度; $\beta = 0.95$, 为考虑死区影响产生的系数。

故直流侧电容电压: $U_d = 235 \text{ V}$, 所以整流输入电压有效值: $U = U_d / 1.2 = 196 \text{ V}$

在5 kvar额定容量下的输出电流近似计算为:

$$I_N = 5 \times 10^3 / U_i = 33 \text{ A}$$

$$\text{峰值电流为: } I_m = \sqrt{2} I_N = \sqrt{2} \times 33 = 46.7 \text{ A}$$

考虑1.5 ~ 2.0倍的安全系数取额定电流:

$$I_N = 93.4 \text{ A}$$

(2) IGBT正反相峰值电压:

$$U_m = \sqrt{2} \times 150 = 235 \text{ V}.$$

考虑1.5 ~ 2.0倍的安全系数取额定耐压值为470 V。

由以上计算 IGBT 选用富士公司型号为

[收稿日期] 2007-08-03

[作者简介] 田野(1985-), 男, 湖北孝感人, 硕士研究生。

2MBI100F-060。

1.1.2 整流二极管参数的选择

(1) 二极管电压额定值的确定

二极管的耐压值 $U_M: U_M \geq U_{AC} \times \sqrt{2} \times K_V \times \alpha_V$
 $= 196 \times \sqrt{2} \times 1.1 \times 2 = 609 \text{ V}$

式中, U_{AC} 为整流桥输入电压的额定值, K_V 电压波形系数, α_V 为安全系数。

(2) 二极管电流额定值的确定

二极管电流额定值:

$$I_N = (1.5: 2) I_D / 1.57 = 31.5: 42 \text{ A}$$

由以上计算应选用的整流管型号为 KBPC3510 (35 A, 1 000 V)。

1.1.3 主回路直流电容的选择

直流侧电容的选取按如下经验公式进行选取:

$$C_d = \frac{1}{\omega} \left[\arcsin(1 - \Delta U\%) - \frac{\pi}{6} \right] I_d \quad (1)$$

$$\left[1 - \Delta U\% \right] \ln(1 - \Delta U\%) \sqrt{2} U_o$$

式中电压波动范围:

$$\Delta U\% = 10\%$$

逆变器输出电压基波角频率:

$$\omega = 2\pi f = 100 \pi \quad (f \text{ 取电网频率 } 50 \text{ Hz})$$

负载电流: $I_d = 33 \text{ A}$

直流电容器两端电压: $U_o = 150 \text{ V}$, 代入(1)式得: $C_d = 3 092 \mu\text{F}$

电容器的耐压值取 1.5 ~ 2.0 倍安全裕量则:

$$U_{dc} = (1.5: 2) \times 264 = 396: 528 \text{ V}$$

由以上计算, 本装置选用 4 700 $\mu\text{F}/450 \text{ V}$ 的电容。

1.1.4 逆变器缓冲电路 RC 的选取

缓冲电路(又称阻容吸收电路)主要用于抑制 IGBT 单元的过电压 dv/dt 或者过电流 di/dt , 同时减小 IGBT 开关损耗。

二极管采用快速恢复二极管, 以保证在产生浪涌电压时迅速提供通路供电容吸收; 另外放电回路的 RC 时间常数应该保证小于 IGBT 的开关周期, 故将其时间常数设为 IGBT 开关周期的 1/3。经计算, 选用 $R = 100$ 的电阻和 $C = 0.33 \mu\text{F}$ 的电容组成的缓冲电路。

1.2 驱动及保护电路设计

驱动及保护电路使用富士公司的 IGBT 专用驱动器 EXB841。EXB841 内设有电流保护电路, 根据驱动信号与集电极之间的关系检测过电流。当集电极电压高时, 虽然加入信号也认为存在过电流, 但是

如果发生过电流, 驱动器的低速切断电路就慢速切断 IGBT ($< 10 \mu\text{s}$ 的过流不响应), 从而保证 IGBT 不被损坏。

1.3 DSP 控制部分

DSP 主控芯片选用美国德州仪器公司(TI)生产的 TMS320LF2407。本系统软件编程主要完成如下功能:

(1) A/D 转换: 测量采集到的数据(3 个反馈量: i_c , ν_0 和 V_{dc}) 必须经过 A/D 转换才能进行处理和计算。

(2) 数据处理: 数据处理完成的任务是利用采集到的波形数据计算相关的电力参数。其中涉及到了大量的数据运算和数值转化。

(3) SPWM 脉冲输出: 根据设计, 逆变桥的调制方式采用双极性 SPWM 调制。这里给出控制算法:

$$\nu_m = (K_1 g \nu + K_5 g \nu'_0 + K_6 g i'_c + K_7 g \hat{V}) g \frac{\hat{V}_{dc}}{V_{dc}}$$

根据此算法, 控制软件流程图分为主程序、定时器 2 周期中断和 SCI 接受中断。

2 实验结果与分析

采用 TMS320LF2407 控制全桥逆变器, 做了输入直流电压 64 V, 输出电压变化范围为 28.5 V ~ 62.5 V (调制度 $a = 0.5 \sim 0.9$) 的实验。通过实验得出同一调制度下负载不同时, 逆变器输出电压变化不大, 表现出较硬的外特性。

3 结论

(1) 采用双闭环瞬时值控制比电压瞬时值反馈控制动态响应快, 系统鲁棒性强。

(2) 采用电容电流反馈方法控制的逆变器具有输出波形正弦性好、动态响应快、输出外特性硬和稳态精度高等特点。

(3) 系统采用 DSP 作为控制核心, 有益于算法的更改和新算法的实现。

[参考文献]

- [1] 刘凤君. 正弦波逆变器[M]. 北京, 科学出版社, 2002: 98 ~ 238.
- [2] 许爱国. 电容电流反馈瞬时值控制逆变器数字控制技术(硕士学位论文)[D]. 南京航空航天大学, 2005.