

文章编号: 1671-1513(2010)02-0060-06

# 基于 DSP 的大功率高频水冷开关电源设计

唐永龙<sup>1</sup>, 刘玉德<sup>1</sup>, 路春英<sup>2</sup>

(1. 北京工商大学 机械工程学院, 北京 100048 2. 北京京仪椿树整流器有限责任公司, 北京 100040)

**摘要:** 研究了基于 TM S320LF2407A 的移相全桥的 ZVS 软开关高频开关电源的设计方案; 介绍了 20 V / 1 500 A 大功率开关电源的控制电路及主电路的设计过程以及主电路的元器件选型、参数计算方法; 实现了通讯和网络控制功能, 使控制系统有更高的稳定性和更强的灵活性, 可以适应工业现场对高品质开关电源的要求. 实验表明本设计有很高的满载稳定性, 符合工业产业化生产要求.

**关键词:** 开关电源; DSP; 水冷; 大功率

**中图分类号:** TN 86 **文献标志码:** A

电源是电化学行业的关键设备, 稳定而高效的电源直接影响到产品的品质, 并可以节省电能, 提高能源的利用率, 减少对电网的谐波污染.

电镀加工是电化学行业经常采用的技术, 其中电源是关键设备, 其性能的优劣直接影响到电镀产品的工艺质量, 也是电镀业节能增效的决定性因素, 且对电网的绿色化有重要影响. 电镀电源属于低压大电流设备, 要求操作简便、能承受输入端的突变和输出端短路及过载的冲击.

随着电力电子功率器件的发展, 大功率开关电源向高频化、数字化、绿色化、智能化方向发展<sup>[1]</sup>. 传统功率器件的冷却方式是加大散热片强制风冷, 冷却效率和工业现场的环境适应能力受到很大的限制. 传统的控制电路采用的是模拟电路的形式, 由于开关电源通常工作在高频状态, 模拟电路的 EMC 电磁兼容和 EMI 电磁干扰问题比较突出. 本文以 DSP 为主控核心设计了数字化大功率开关电源, 设计功率为 20 V / 1 500 A, 冷却方式采用现在比较先进的水冷方式, 具有高冷却效率, 低成本, 高环境适应能力的特点.

## 1 控制电路的设计

### 1.1 TM S320LF2407A

本研究采用 TM S320LF2407A 为核心进行控制. TI 公司 TM S320 系列 DSP 的体系结构专为实时信号处理而设计, 该系列 DSP 控制器将实时处理能力和控制器外设功能集于一身, 为控制系统应用提供了一个理想的解决方案<sup>[2]</sup>. TM S320 系列具有指令集丰富、操作灵活、高速运算能力、并行传输结构、接口丰富等特性, 可以满足大功率高频开关电源的控制要求.

### 1.2 主控板硬件电路设计

高频开关电源的工作频率一般都在几十 kHz 到两百多 kHz 的范围, 在控制电路设计的过程中必须考虑到 EMC 和 EMI 的问题, 硬件电路的设计要尽量减少或避免高频情况下产生的电磁干扰信号串入到控制信号中. 异常波动的信号可能造成 IGBT 的驱动异常、输出波形的突变, 严重的情况会烧坏功率管, 或在 IGBT 的输出存在较高的尖峰. 基于上述原因, 为了减少电路的干扰信号、减少电路板的布线

收稿日期: 2009-12-21

基金项目: 北京市高等学校优秀青年骨干教师资助项目 (KM200610011003).

作者简介: 唐永龙 (1981—), 男, 河南信阳人, 硕士研究生, 研究方向为计算机辅助设计及电力电子技术;

刘玉德 (1963—), 男, 山东招远人, 教授, 主要从事先进加工制造技术、城市交通控制、食品机械等方面的研究.

密度, 本文采用了四层板设计, 将电源层和地线层独立走线。

运用 DSP 丰富的端口, 将开关电源的各种故障信号通过传感器采集到 DSP 的控制端口, 对开关电源的各种异常情况实现实时控制。对电源的过温、欠水压、空气湿度、过压、欠电压、缺相等异常信号采集到主控芯片的 I/O 口, 以便及时关断 PWM 的输出。图 1 为本设计的硬件电路框图。

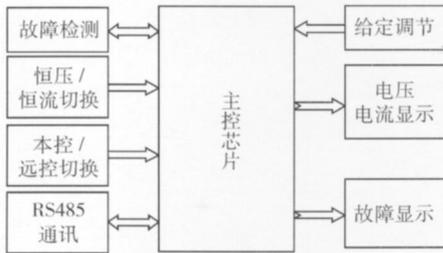


图 1 控制系统硬件

Fig 1 Block diagram of control system hardware

在硬件电路设计中, 充分考虑到模拟信号与数字信号的差异和区别, 在设计过程中, 数字和模拟信号分别做了隔离处理。DSP 的最小系统, 供电采用的是模拟信号, A/D 转换、控制信号输出均采用光电隔离方式, 有效保证控制电路工作的稳定性。利用 Tektronix 公司的 TDS2014B 型数字示波器记录波形, 见图 2 可以得到理想规整的方波波形。

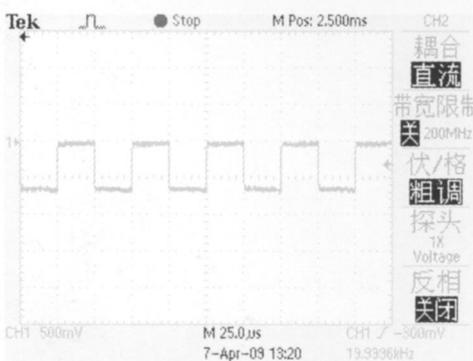


图 2 控制电路输出 PWM 波

Fig 2 Control circuit output PWM wave

## 2 驱动电路设计

驱动电路的设计采用的芯片为 M57962L。M57962L 是日本三菱电气公司为驱动 IGBT 而设计的厚膜集成电路。其驱动模块内部装有 2500V 高隔离电压的光电耦合器, 过流保护电路和过流保护输

出端子, 具有封闭性短路保护功能。M57962L 是一种高速驱动电路, 驱动信号延时  $t_{rH}$  和  $t_{fHL}$  最大为  $1.50 \mu s$  可以驱动 600V/400V 级的 IGBT 模块。

M57962 的工作程序如下: 当电源接通后, 首先自检, 检测 IGBT 是否过载或短路。若过载或短路, IGBT 的集电极电位升高, 经外接二极管流入检测电路的电流增加, 栅极关断电路动作, 切断 IGBT 的栅极驱动信号, 同时在“8”脚输出低电平“过载/短路”指示信号。IGBT 正常时, 输入信号经光电耦合接口电路, 再经驱动级功率放大后驱动 IGBT。

IGBT 驱动电路的设计需要全面考虑 IGBT 的特性, IGBT 有一个容性输入阻抗, 因此对栅极电荷积累很敏感。故驱动电路必须可靠, 要保证有一条低阻抗的放电回路, 同时驱动电源的内阻一定要小, 即栅极电容充放电速度要快, 以保证  $V_{GE}$  (驱动波形) 有较陡的前后沿, 使 IGBT 开关损耗尽量小。由于 IGBT 输入电容较 MOSFET (功率场效应管) 大, 因此 IGBT 关断时, 最好加一个负偏电压, 且负偏电压比 MOSFET 大, IGBT 负偏电压最好在  $-5V \sim -10V$  之内; 开通时, 驱动电压最佳值为  $15V \pm 10\%$ ,  $15V$  的驱动电压足够使 IGBT 处于充分饱和状态, 这时通态压降也比较低, 同时又能有效地限制短路电流值和因此产生的应力。若驱动电压低于  $12V$ , 则 IGBT 通态损耗大, IGBT 处于欠压驱动状态; 若驱动电源高于  $20V$ , 则难以实现电流的过流、短路保护, 影响 IGBT 可靠工作。图 3 为 IGBT 的上下桥臂的互补驱动波形。

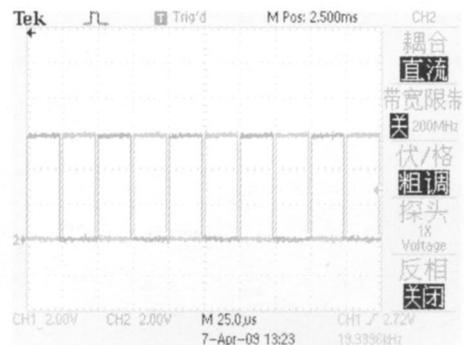


图 3 IGBT 上下桥臂的互补驱动波形

Fig 3 Upper and lower arm IGBT bridge complementary waveform

当 IGBT 承受短路电流时, 如果能及时将其关断, 则可以有效保护 IGBT。识别 IGBT 是否过流的方法之一就是检测其管压降  $V_{CE}$  的大小。

当 IGBT 在开通时, 若 VCE 过高则发生短路, 须立即关断 IGBT. 在过流关断 IGBT 时, 由于 IGBT 中电流幅度大, 若快速关断必将产生过高的  $di/dt$  在 IGBT 两端产生很高的尖峰电压, 极易损坏

IGBT, 故此时应该慢速关断 IGBT. M57962L 就是一款满足以上 IGBT 驱动要求的混合 IC 驱动芯片, 其硬件电路如图 4 图 5 和图 6 分别为整流输出波形和 IGBT 逆变波形.

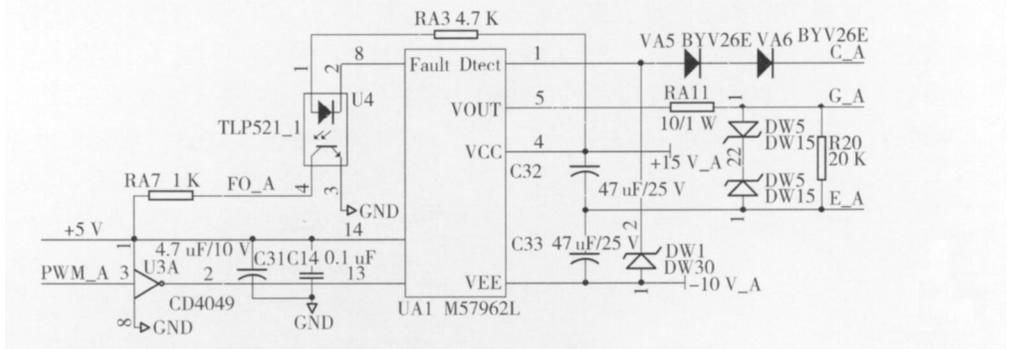


图 4 M57962L 硬件电路

Fig 4 M57962L hardware circuit diagram

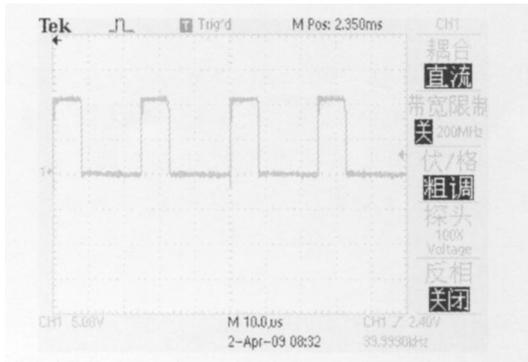


图 5 整流输出波形

Fig 5 Rectifier output waveform

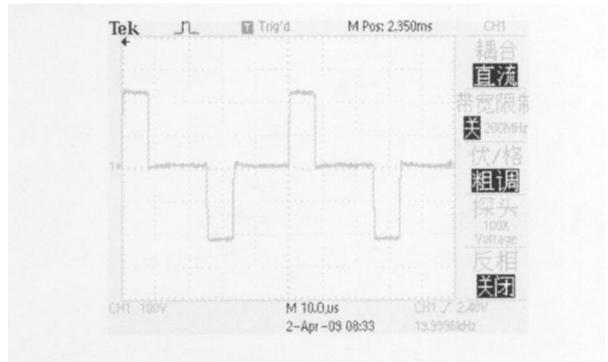


图 6 IGBT 逆变波形

Fig 6 IGBT inverter waveform

### 3 主电路设计

电路设计采用全桥整流, 由电感、电容组成无源功率因数校正, 然后将比较平滑的直流经 DC-DC 变换器后, 得到所要求的直流输出. 每一部分的功能如下:

1) 输入整流滤波. 将电网输入电压进行整流滤波, 为变换器提供直流电压.

2) DC/DC 变换器. 是开关电源的核心部分, 其将直流电压变换成高频交流电压, 并且起到将输出部分与输入电网隔离的作用.

3) 输出整流滤波器. 将变换输出的高频交流电压整流滤波后得到需要的直流电压, 同时还防止高频噪声对负载的干扰.

主电路设计原理如图 7.

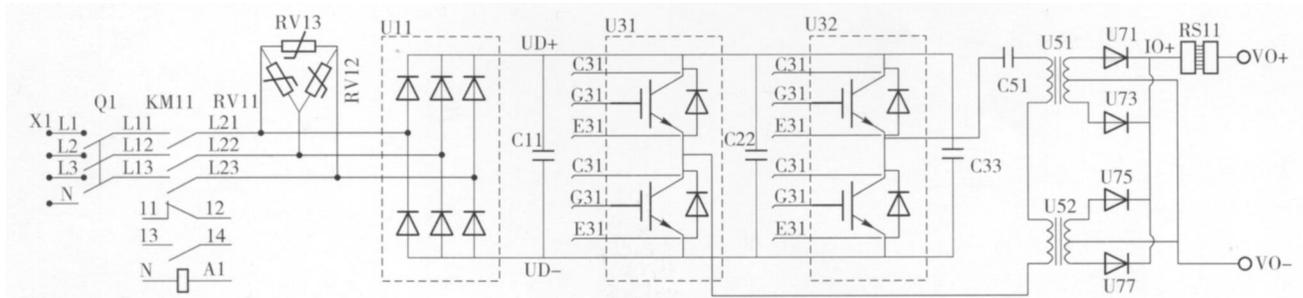


图 7 主电路原理示意

Fig 7 Main circuit diagram

### 3.1 三相整流桥的设计

三相整流桥输入电压的平均值:

$$U_d = 2.34U_2 = 2.34 \times 220 = 515 \text{ V},$$

式中,  $U_d$  为整流输出电压,  $U_2$  为三相线电压.

$$I_d = \frac{P_{Omax}}{\eta U_d}, \quad (1)$$

取  $\eta = 0.94$ ,  $P_{Omax} = U_o * I_o * 1.2 = 20 \text{ V} \times 1500 \text{ A} \times 1.2 = 36 \text{ kW}$ , 因此有  $I_d = 74.36 \text{ A}$ , 流经整流桥的电流有效值:

$$I_d \cdot U_d = \sqrt{3} U_i \cdot I_i$$

$$I_i = \frac{I_d \cdot U_d}{\sqrt{3} U_i} = \frac{74.36 \times 515}{\sqrt{3} \times 380} = 58.19 \text{ A}. \quad (2)$$

式(1)中,  $P_{Omax}$  为最大额定输出功率,  $U_o$  为额定输出电压,  $I_o$  为额定输出电流,  $\eta$  为额定效率. 式(2)中,  $U_i$  为三相输入电压,  $I_i$  为输入电流平均值,  $I_d$  为整流桥电流有效值.

考虑到电网电压波动  $\pm 10\%$ , 整流桥所承受的最大电流和反压为:

$$I_{max} = I_i \times 110\% = 64.009 \text{ A},$$

$$U_{Rmax} = \sqrt{2} \times \sqrt{3} U_2 \times 110\% = 592.8 \text{ V}.$$

考虑裕量, 可选用 200 A / 1 600 V 的整流桥.

### 3.2 输入滤波电容

若  $C_{in}$  太小, 直流电压  $V_{in}$  的脉动会比较大, 为了得到所要求的输出电压, 需要较大的占空比调节范围和过高的控制闭环增益, 同时直流电压的最小值会比较小, 造成变压器原副边的匝比变小, 导致开关管电流增大, 输出二极管的反压增加. 若  $C_{in}$  太大, 其充电电流脉冲宽度较窄, 输入功率因数降低, 过高的输入电流使输入整流管和滤波电容的损耗增加.

对于三相交流输入, 取整流滤波后的直流电压的波动值  $V_{pp}$  为最低输入交流电压峰值的  $7\% \sim 10\%$ , 按  $10\%$  计算, 电网电压波动  $\pm 15\%$ , 取效率  $\eta = 94\%$ .

$$V_{pp} = \sqrt{2} * V_{in(min)} * 10\% = \quad (3)$$

$$1.414 \times 380 \times 0.85 \times 10\% = 45.6 \text{ V},$$

$$P_{in} = P_o / \eta = 30 / 0.94 = 31.91 \text{ kW}. \quad (4)$$

式(3)、式(4)中  $V_{in(min)}$  为整流输出电压最小值,  $P_{in}$  为满效率功率输出.

为了保证直流电压最小值符合要求, 每个周期  $C_{in}$  存储的能量  $W_{in}$  为

$$W_{in} = \frac{P_{in}}{3f_{min}} = \frac{31.91 \times 10^3}{3 \times 50} = 212.73 \text{ J} \quad (5)$$

式(5)中,  $f_{min}$  为市电工作频率.

每个周期输入电容所提供的能量

$$\frac{1}{2} W_{in} = \frac{1}{2} C_{in} [(\sqrt{2} V_{in(min)})^2 - (\sqrt{2} V_{in(min)} - V_{pp})^2],$$

$$C_{in} = \frac{W_{in}}{(\sqrt{2} V_{in(min)})^2 - (\sqrt{2} V_{in(min)} - V_{pp})^2} = 5367 \mu\text{F}. \quad (6)$$

选用两个 800 V / 3 300  $\mu\text{F}$  的电容器并联.

### 3.3 高频变压器的设计<sup>[3]</sup>

确定原副边匝比在输出电流连续工作状态下输出电压最低, 设占空比为 0.8

$$A_p = \left( \frac{P_i \times 10^4}{K_f f \alpha K_j \Delta B} \right)^{\frac{1}{1+\alpha}} \text{ cm}^4 =$$

$$\left( \frac{41758 \times 10^4}{4 \times 2 \times 10 \times 0.2 \times 250 \times 0.6} \right)^{\frac{1}{1-0.13}} = 377.23 \text{ cm}^4. \quad (7)$$

式(7)中,  $P_i$  为总视在功率 (W),  $K_f$  为波形系数,  $f$  为开关工作频率 (Hz),  $K_j$  为电流密度比例系数,  $\Delta B$  为工作磁感应强度 (T);  $\alpha_i$  窗口使用系数.

根据环形磁芯的型号, 具体参数如下:  $A_z = 8.75 \text{ cm}^2$ ,  $A_w = 3.14 \times 80 \times 80 / 4 = 50.24 \text{ cm}^2$ ,  $A_p = 50.24 \times 7 = 439.6 \text{ cm}^4$ .

原边匝数

$$N_1 = \frac{V_s \times 10^4}{K_f f \Delta B A_z} = \frac{257 \times 10^4}{4 \times 2 \times 10^4 \times 0.6 \times 8.75} = 6.11 \quad (8)$$

式(8)中,  $V_s$  为变压器原边电压 (V),  $A_z$  为磁心的有效面积 ( $\text{m}^2$ ).

变比:

$$k_t \leq \frac{U_{inmin} D_{max}}{U_{omax} + \Delta U} = \frac{462 \times 0.8}{20.9} = 8.8846 \quad (9)$$

式(9)中,  $U_{inmin}$  为最小整流输出电压的一半,  $D_{max}$  为最大占空比,  $U_{omax}$  为最大额定输出电压,  $\Delta U$  为肖特基二极管正向压降.

对全桥: 二次匝数

$$N_2 = \frac{U_o T_s}{2 \Delta B A_e} = \frac{20}{2 \times 2000 \times 0.8 \times 8.75 \times 10^{-4}} = 0.7042 \quad (10)$$

式(10)中,  $\Delta B$  为磁芯工作磁通密度,  $A_e$  为磁芯有效面积,  $U_o$  为变压器副边输出电压,  $T_s$  为开关周期.

如果取副边为 1 匝, 则原边取 9 匝.

### 3.4 IGBT的计算

当电网电压最低时,用输入功率除以直流母线上的电压,得到直流母线上的电流,除以占空比得到IGBT上流过的电流

$$I_{d(max)} = \frac{120\% P_o}{0.8 \eta V_{d(min)}} = \frac{1.2 \times 36\,000}{0.94 \times 463 \times 0.8} = 124.08 \text{ A} \quad (11)$$

式(11)中,  $V_{d(min)}$  为整流输出电压的最小值。

每个IGBT的最大反压为:

$$U_{Rmax} = \sqrt{2} \times \sqrt{3} U_2 \times 110\% = 592.8 \text{ V}.$$

因此考虑裕量后,选择两只 1 200 V, 电流 300 A 的 IGBT 模块

## 4 散热水路设计

大功率开关电源热设计是关系到电源能否稳定工作的一个很重要的指标,通常的散热方式有强制风冷和循环水冷两种方式。强制风冷对环境的要求比较高,冷却效率相对较低,本设计采用循环水冷的的方式,冷却效果较好,能够满足温控要求。

每个功率单元的整流桥、IGBT 模块都安装在水冷板上,变压器的次级采用水冷的方式。水路的设计取决于系统中主要发热器件的耗散功率的大小。

### 4.1 IGBT 的损耗功率计算

#### 1) IGBT 导通损耗

查资料得到:  $V_{\text{IGBT}} = 1.65 \text{ V}$ , 留出设计裕量后,有:

$$P_{\text{IGBT}} = 2I_D V_{\text{IGBT}} = \frac{2P_o V_{\text{IGBT}}}{V_{d(min)} \eta} = \frac{2 \times 36\,000 \times 1.65}{515 \times 0.9 \times 0.94} = 272.67 \text{ W} \quad (12)$$

式(12)中,  $P_{\text{IGBT}}$  表示 IGBT 热损功率,  $V_{\text{IGBT}}$  为 IGBT 的管压降,  $V_{d(min)}$  整流输出的最小电压。

#### 2) IGBT 的开关损耗

IGBT 的关断损耗时间差为  $0.5 \mu\text{s}$ , 设 IGBT 开通关断时间相同。开关关断的过程近似如图 8

IGBT 的开关损耗计算如下:

$$P_s = 2f \int \left[ U - \frac{U}{T} t \right] \frac{I}{T} dt = \frac{UI T f}{3} = \frac{P_o T f}{3} = \frac{20 \times 750 \times 0.5 \times 10^{-6} \times 20 \times 10^3}{3} = 50 \text{ W} \quad (13)$$

式(13)中,  $U$  为额定输出电压,  $I$  为单管输出额定电流,  $T$  为 IGBT 关断损耗时间,  $f$  为额定工作频率。

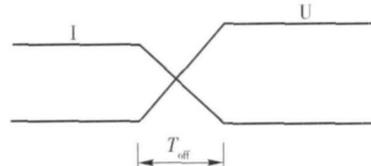


图 8 IGBT 关断过程

Fig 8 IGBT turn off process

### 4.2 续流二极管损耗的计算

考虑占空比为 0.8 所以有导通损耗

$$2.0 \times 91 \times 0.8 = 146 \text{ W}.$$

所以,整个逆变桥的损耗

$$(273 + 50 + 146) \times 2 = 938 \text{ W}.$$

### 4.3 快恢复二极管损耗

快恢复二极管的管压降可认为 1.5 V, 因此有快恢复二极管的总功耗为:  $750 \times 1.5 = 1\,125 \text{ W}$ 。

冷却水用量的计算: 每个单元的总功率损耗为:

$$Q = 273 + 938 + 1\,125 = 2\,336 \text{ W}.$$

代入公式:  $Q = C \times M \times (T_1 - T_2)$  (14)

式(14)中,  $C$  为热容,  $M$  为流量。这里,进出水的温差  $T_1 - T_2 = 3 \text{ }^\circ\text{C}$ 。

根据以上参数设计电源。图 9 为经过 8 小时烤机后, 1 500 A / 20 V 水冷开关电源的各个发热器件的温升实验曲线图, 其中输入电压:  $U_i = 370 \text{ V}$ ;  $I_i = 52 \text{ A}$ ; 占空比为 0.76 输出  $U_o = 19.52 \text{ V}$ ,  $I_o = 1\,512 \text{ A}$ 。

在  $14.5 \text{ }^\circ\text{C}$  的室温条件下, 通过 8 小时的温升实验得到的实验数据可以看到, 高频变压器的初级温度相对较高, 基本维持在  $70 \sim 80 \text{ }^\circ\text{C}$ , 考虑热裕量在设计时选择绝缘等级较高的漆包线, 正常工作温度可以达到  $115 \text{ }^\circ\text{C}$ , 主功率单元的温度都完全控制在节温以下的一个较大的温差范围内。主功率单元安装热敏电阻传感器进行温度实时检测。各项温度指标控制的很好, 在功率管正常工作的温度可控范围内。

## 5 结 论

采用移相全桥软开关控制方式设计的 30 kW 开关电源, 稳流、稳压精度  $\leq 1\%$ 、纹波系数  $< 1\%$  (加滤波环节), 满载功率因数  $> 0.93$  能完全满足工业现场需求。恒压或恒流可用开关实现无扰切换, 输出电流具有零启动功能, 并连续平滑调节至额定电流。基于现有的实验结果可以延伸并机实现向更大

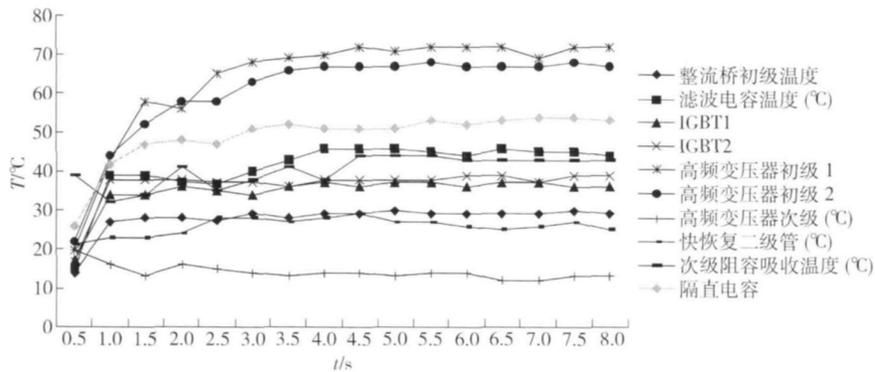


图 9 8 小时烤机后各个发热器件的温升实验曲线

Fig 9 8 h after roasting oven temperature rise of various heating devices experimental curve

功率方向发展。

参考文献:

- [1] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计 [M]. 北京: 电子工业出版社, 1998 255- 260
- [2] 邓国栋, 闫英敏, 杨凤彪, 等. 基于 DSP 的大功率开关

电源的研制 [J]. 通信电源技术, 2008, 25(6): 23- 27.

- [3] 吴晓民, 赵大风. 高频开关电源主要磁性元件的设计 [J]. 电源技术应用, 2009, 12(7): 24- 27.
- [4] 姜桂宾, 裴云庆, 刘海涛, 等. 12 V / 5 000 A 大功率软开关电源的设计 [J]. 电工电能新技术, 2003, 22(1): 56 - 60

## DESIGN OF HIGH POWER AND FREQUENCY WATER COOLING SW ITCHING POWER SUPPLY BASED ON DSP

TANG Yong-bng<sup>1</sup>, LU Yu-de<sup>1</sup>, LU Chun-ying<sup>2</sup>

(1. College of Mechanical Engineering, Beijing Technology and Business University, Beijing 100048, China; 2. Beijing Jingyi Chunshu Rectifier Co Ltd, Beijing 100040, China)

**Abstract** The scheme of high frequency soft-switching electroplate power supply based on TM S320LF2407A with high frequency phase-shifted full bridge ZVS is designed. The 20 V / 1 500 A high power switching power supply control circuit and main circuit design process are introduced. The main circuit components are selected and their parameters are calculated. And the communication and network control functions are realized, so that the control system has a higher stability and greater flexibility to adapt to the industrial scene of high-quality switching power supply requirements. This design has a high stability of the fully loaded, and the requirements of industrial production are satisfied.

**Key words** switching power supply; DSP; water cooling; high power

(责任编辑: 檀彩莲)