

超音频感应加热电源移相调功方法研究

齐海润, 彭咏龙, 李亚斌

(华北电力大学, 河北 保定 071003)

摘要:在对现有感应加热电源功率调节方式比较分析的基础上, 提出了一种脉宽移相调功与定角锁相控制相结合的方法来调节逆变器输出功率。该方法不仅满足了电压型逆变器的工作条件, 而且实现了功率的大范围调节, 主电路简单, 可实现软开关。文中对输出功率与移相角的关系进行了理论分析, 利用 Matlab/Simulink 软件搭建了仿真模型, 并对该控制策略进行仿真及样机试验, 结果验证了该方法的可行性。

关键词: IGBT; 串联型谐振逆变器; 脉宽移相调功; 定角锁相控制; 感应加热

中图分类号: TM924.01

文献标识码: A

文章编号: 1671-8410(2010)06-0004-04

Study of Phase-shift Super-frequency Induction Heating Power Supply

QI Hai-run, PENG Yong-long, LI Ya-bin

(North China Electric Power University, Baoding, Hebei 071003, China)

Abstract: Based on the comparison analysis on available induction heating power modulation, it presents a method which combines pulse-width phase-shift power modulation with fixed-angle phase-locked control to adjust the inverter output power. It not only meets the work conditions of voltage inverter, but also realizes a large scale of power modulation. The main circuit is simple and the soft switching can be realized. It analyzes the relationship between output power and phase-shift angle. The control strategy is also simulated by Matlab/Simulink and tested by an induction heating power supply prototype. The results show that this method is feasible.

Key words: IGBT; series resonant inverter; pulse-width phase-shift power modulation; fixed-angle phase-locked control; induction heating

0 引言

感应加热电源利用电磁感应原理和焦耳定律工作, 可以用于金属熔炼和热处理等加工行业^[1]。随着电力电子技术以及半导体开关技术的迅速发展, 对感应加热电源的加热特性及效率等方面的要求也相应提高。工件性能不同, 加热要求也不同, 所以需要控制逆变器的输出功率和工作频率^[2-3]以满足加热需求。

感应加热电源功率调节方式分为整流侧功率调节和逆变侧功率调节2种^[4]。与整流侧功率调节相比, 逆变侧功率调节的控制电路更简单, 输出功率的调节速度更快, 所以, 在实际应用中, 常采用逆变侧功率调节方法。常用的逆变侧调功方法包括脉冲频率调制(PFM)、脉冲密度调制(PDM)及脉冲宽度调制(PWM)。PFM通过调节逆变桥功率器件的工作频率来改变负载阻抗, 从而改变逆变器的输出功率, 其控制方法简单, 较易实现软开关, 但功率调节精确度不高, 且调节范围不大。PDM通过控制功率开关管的驱动脉冲密度来控制逆变器输出功率, 采用该方法加热效果和工作稳定性都不好, 功率调节特性也不理想, 呈有级调功^[5]态势。PWM通过控制电子开关管的开通时间来改变负载输出

收稿日期: 2010-09-10

作者简介: 齐海润(1986-), 女, 硕士研究生, 电力电子与电力传动专业, 研究方向为新型功率变换技术;

彭咏龙(1966-), 男, 副教授, 工学博士, 研究生导师, 主要从事电力电子教学和科研工作。

方波电压的占空比,从而调节输出功率,其工作效率高,调节线性度好,电源的稳定性和安全性高,但需考虑到软开关的实现问题^[6]。本文提出一种脉宽移相调功与定角锁相控制相结合的方法来调节逆变器输出功率,该方法不仅满足了电压型逆变器的工作条件,而且实现了功率的大范围调节。

1 脉宽移相调功方式

1.1 工作原理

在感应加热电源功率调节的实际应用中,通常使用脉宽移相调制法。这是一种脉冲移相调节和脉冲宽度调节相结合的方法,结合锁相控制电路,对于串联型谐振逆变器,使负载电压跟踪负载电流,保持电压稍超前电流,使电路处于近似谐振软开关环境。其工作原理是当移相角为 0° 时,同一桥臂上2个开关管的脉冲互补,各导通 180° ;通过调节控制电路,对其中一个桥臂开关管的脉冲进行移相,使原来同时导通的2个开关管的驱动脉冲错开一个相位角,最后负载输出电压不再是占空比为50%的方波,而是正负方波间有一段区域电压为零。通过改变移相角的大小来改变零电压存在时间,以此改变负载输出电压的有效值。感应加热电源的输出功率可通过调节移相角的大小来实现。

1.2 工作状态分析

实现本文中移相调功方法所用的主电路如图1所示。图中, I_H 为负载谐振电流, U_H 为负载谐振电压; T_2 和 T_3 构成基准臂,二者驱动脉冲相位互差 180° ; T_1 和 T_4 作为移相臂,各自的驱动脉冲信号分别超前 T_3 和 T_2 β 角导通,且 β 可在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 的范围内调节。通过改变逆变桥开关管驱动信号间的相位差来改变负载输出电压的脉冲宽度。该电路在移相臂功率管上并联缓冲电容器,通过电容器的充放电实现4个功率管的软开关。主电路具体的工作分析如下:

模式1—— C_1 放电, C_2 充电(两端上正下负), T_1 和 T_3 导通,负载输出电压为 U_d ,输出电流逐渐增大。

模式2—— T_1 关断,因 C_1 已放电完毕,故 T_1 实现了零电压关断;同时, C_2 放电,放电回路为 C_2 -R-L-C- T_3 - C_2 ; C_1 充电,充电回路为 U_d - C_1 -R-L-C- T_3 - U_d 。在死区时间内完成了电容器的充放电过程。

模式3—— T_4 导通,因 C_2 放电完毕,故 T_4 实现了零电压导通,此时电流方向仍为正,电流通过 T_3 和 D_4 续流,续流回路为 D_4 -R-L-C- T_3 ,负载两端电压为0。

模式4—— T_3 关断,因电流逐渐减小, T_3 接近零电流关断, D_2 和 D_4 续流,续流回路为 U_d - D_4 -R-L-C- D_2 - U_d 。

模式5—— T_2 实现零电流导通,因 T_4 已导通,故电流回路为 U_d - T_2 -C-L-R- T_4 - U_d ,负载电压为 $-U_d$ 。

模式6—— T_4 关断,因 C_2 已放电完毕,故 T_4 为零电压关断,电流流向过程与模式2是对称的,故不再赘述。

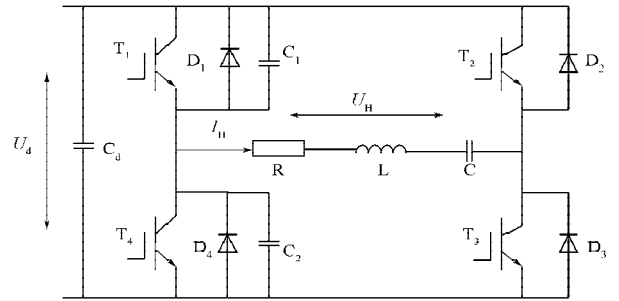


图1 串联谐振逆变器主电路图

Fig.1 Main circuit diagram of series resonant inverter

综上所述,通过开关管及负载回路保证了电容器 C_1 和 C_2 的迅速充放电,使移相臂开关管 T_1 和 T_4 实现了零电压开关、基准臂开关管 T_2 和 T_3 实现了近似零电流开关,以此达到使用较少电容即可减小功率半导体器件开关损耗的目的。

由于电压型逆变器要求负载工作于小感性状态^[7],即负载输出电压稍超前于负载电流。文中, T_1 和 T_4 超前触发,此时基准臂的驱动脉冲前沿即负载输出电压的前沿,在功率调节过程中必须保证 T_2 和 T_3 的驱动脉冲与输出电流保持固定的超前关系,为此必须加入锁相控制电路。

2 锁相控制电路的设计

锁相控制原理框图如图2所示,其中的鉴相器由CD4046的异或门实现。

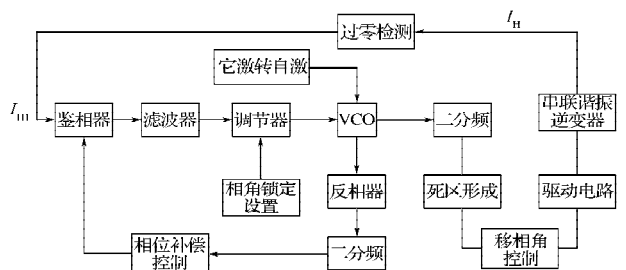


图2 逆变锁相控制原理框图

Fig.2 PLL control block diagram

采集负载谐振电流 I_H 作为鉴相器被锁定的输入信号。由于采用异或门鉴相器的锁相环,要求两信号相位差为 0° 时输入到异或门鉴相器的两信号相位相差 90° ,故压控振荡器VCO的输出经反相二分频后,将反映 T_2 和 T_3 驱动脉冲相位的信号通过延时补偿环节反馈到鉴相器,通过相位比较后输出对应相位差的脉冲信号,经低

通滤波器,得到一个反映负载侧电压/电流基波相移的直流电压;该电压与所设定的代表一定相角的数值比较后,经过PI环节输出控制电压,调节VCO的输出频率,再经二分频环节、死区形成回路和驱动电路后,调整功率开关管的导通频率,从而达到频率自动跟踪的目的。

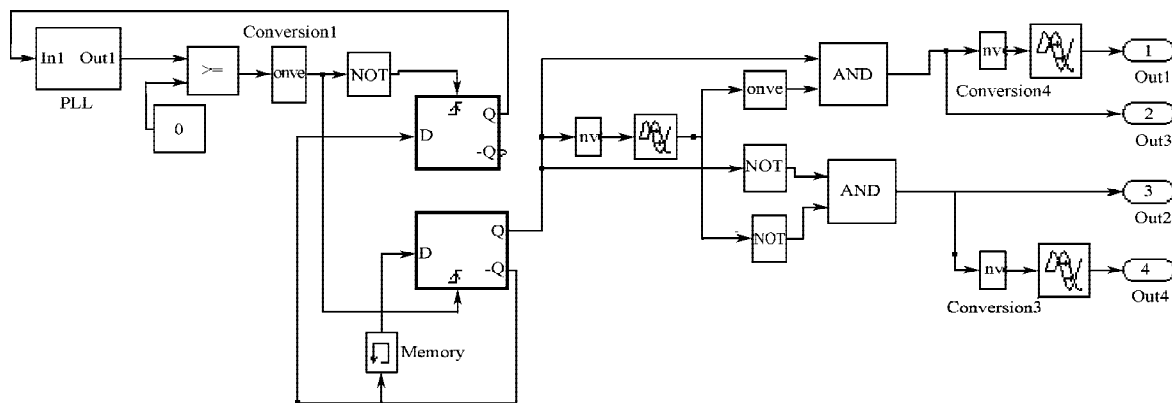


图3 开关管驱动脉冲形成模块

Fig.3 Driving pulse forming module of switching tube

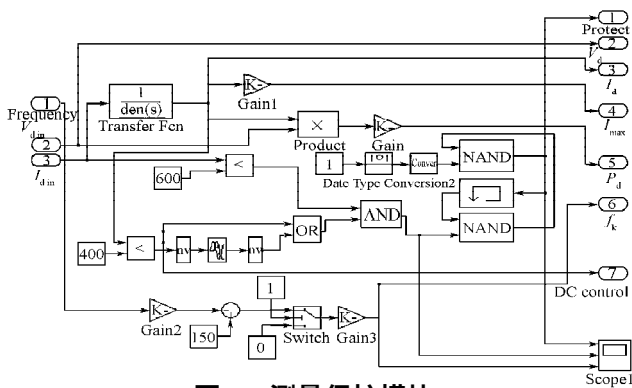


图4 测量保护模块

Fig.4 Measurement protection module

3 输出功率与移相角 β 关系的定性分析

对于文中所选择的控制方式,设逆变器的输出为电压幅值是 U_d 的方波,则基波电压有效值为:

$$U_{ab} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d \cos \frac{\beta}{2} \quad (1)$$

当锁相角为 ϕ 时,功率因数角 $\varphi = \phi + \frac{\beta}{2}$ 。逆变侧负载

$$\text{等效阻抗 } Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} = R \sqrt{1 + \tan^2 \varphi} = \frac{R}{\cos \varphi} \quad (R \text{ 为逆变侧负载电阻})$$

则负载电流有效值 I_{ab} 及输出功率 P 如式(2)和式(3)所示。 β 在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 范围内,故由式(3)可以看出,随着移相角增大,输出功率呈单调递减趋势。

$$I_{ab} = \frac{U_{ab}}{Z} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi R} \cos \frac{\beta}{2} \cos(\phi + \frac{\beta}{2}) \quad (2)$$

图3示出逆变电路4个开关管的驱动脉冲形成模块,图中对 T_1 和 T_4 加脉冲延时电路,通过调整延时时间,即可改变负载输出功率。图4示出测量保护模块。仿真模型中调整延时时间后,可以通过测量保护模块示出输出功率的变化。

$$P = U_{ab} I_{ab} \cos \varphi = \left(\frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} \right)^2 \frac{1}{R} \cos^2 \frac{\beta}{2} \cos^2(\phi + \frac{\beta}{2}) \quad (3)$$

4 试验分析

4.1 仿真分析

本文以IGBT作为开关器件,利用Matlab/Simulink搭建仿真模型。因串联型逆变器输入端电容容值大,相当于电压源,故仿真模型中采用直流电压进行仿真。电压设定值为400 V,负载电阻 $R=1 \Omega$,电感 $L=25 \mu\text{H}$,电容 $C=0.4 \mu\text{F}$,此时品质因数 Q 约为7.9。将这些数据代入到式(3)中,并将该式输入到Matlab中运行,得到输出功率和移相角的关系曲线(图5)。通过改变 T_1 和 T_4 的脉冲触发时间,使得 T_1 、 T_3 与 T_2 、 T_4 各自同时导通的时间改变,负载输出电压在零电压区的时间也会改变。通过仿真可以看出,在移相角 β 逐渐增大的过程中,负载输出电压的有效值会逐渐减小,逆变器的工作频率慢慢增大,负载输出电流减小,从而改变了逆变器的输出功率 P ,可见脉宽移相调功方法实际结合了脉冲频率调功方式。图6~图8分别示出 $\beta=0^\circ, 60^\circ, 90^\circ$ 时逆变器负载的输出电压和电流。可以看出,随着移相角的增大,负载输出电压为0的时间增长,即逆变器输出电压有效值减小;同时,电流的峰值也逐渐减小。通过对保护模块的测量,可发现输出功率在减小,与图5所示的理论分析结果相符合,验证了本文中所采用的控制技术的正确性和合理性。

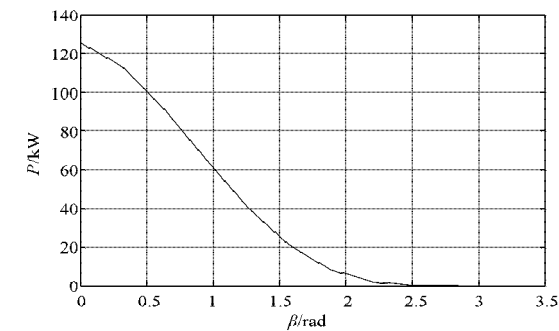


图5 P 与 β 的关系
Fig.5 Relationship between P and β

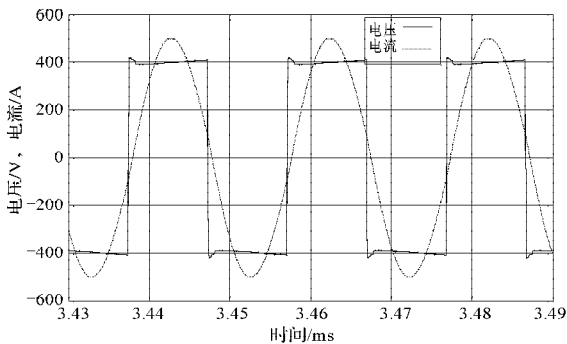


图6 $\beta=0^\circ$ 时负载输出电压波形和电流
Fig.6 Load output voltage and current as $\beta=0^\circ$

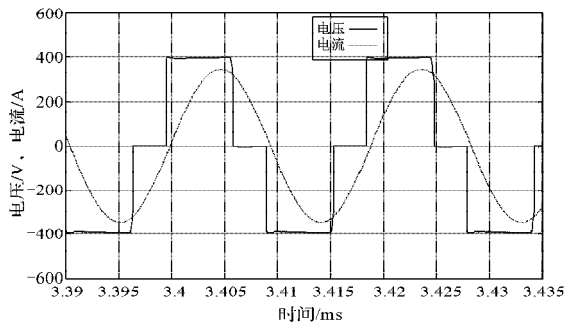


图7 $\beta=60^\circ$ 时负载输出电压和电流
Fig.7 Load output voltage and current as $\beta=60^\circ$

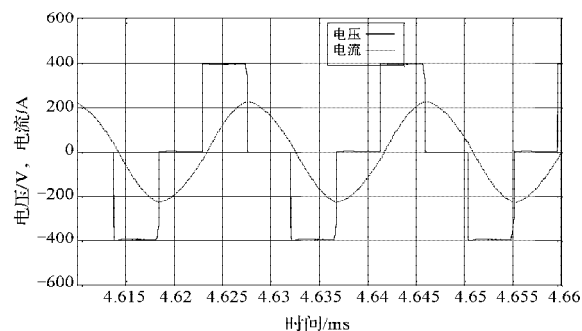


图8 $\beta=90^\circ$ 时负载输出电压和电流
Fig.8 Load output voltage and current as $\beta=90^\circ$

4.2 样机试验

将该脉宽移相控制技术用于400 kW/18 kHz 感应加热电源上并对其软开关特性进行试验验证(图9和

图10)。可以看出,负载电压为正时, T_1 和 T_3 导通。开始导通时,槽路通过续流二极管流过反向电流,当电流降至0后,通过开关管的电流从0开始增加,实现了零电流开关。开关管关断时,由于与其并联的电容在死区时间内已放电完毕,因此实现了零电压开关。

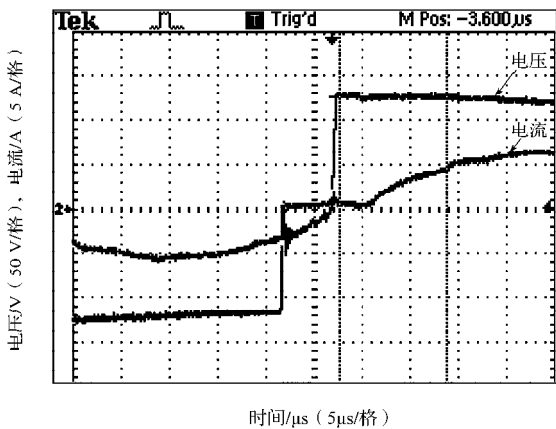


图9 T_1 、 T_3 导通时负载输出电压和电流
Fig.9 Load output voltage and current when T_1 and T_3 are turned on

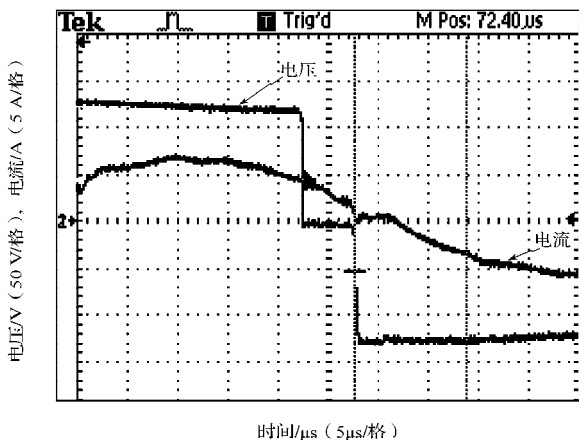


图10 T_1 、 T_3 关断时负载输出电压和电流
Fig.10 Load output voltage and current when T_1 and T_3 are turned off

5 结语

本文使用移相调功与定角锁相控制相结合方法,在功率调节过程中,保证了负载输出电压总能超前负载电流一定角度。从仿真结果可以看出,移相角改变时,负载电流也会改变,所以功率可调整范围大,而逆变器工作频率变化的幅度却很小,且各开关器件也实现了软开关,控制可靠。实验结果证明了理论分析的合理性。

参考文献：

[1] 潘天明. 现代感应加热装置[M]. 北京：冶金工业出版社, 1996.

度控制在合理的范围内,改善效果非常明显。

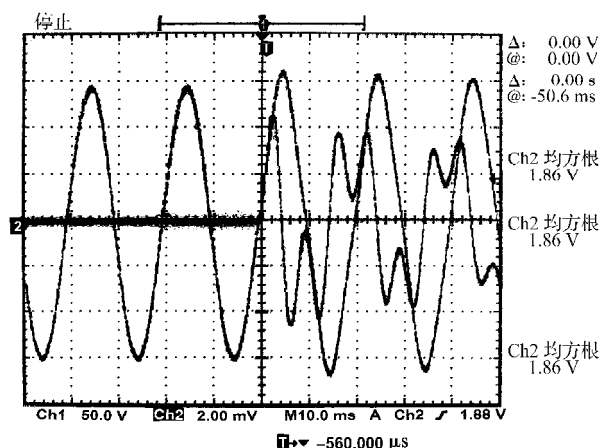


图8 TSC 阀组过零触发波形

Fig. 8 Waveforms of TSC valve as triggering at zero phase

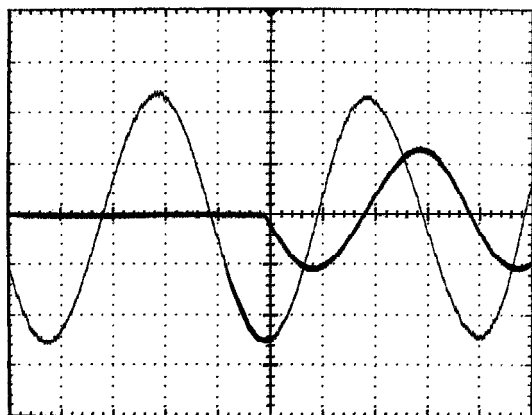


图9 TSR 阀组 90° 触发波形

Fig. 9 Waveforms of TSR valve as triggering at 90° phase

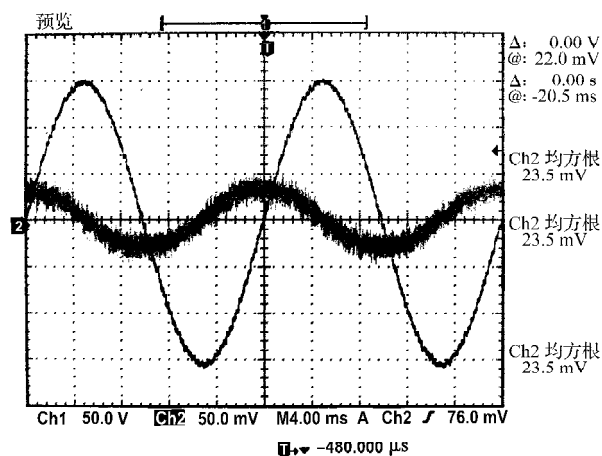


图10 TSC 阀组稳态运行波形

Fig. 10 Steady-state operation waveforms of TSC valve

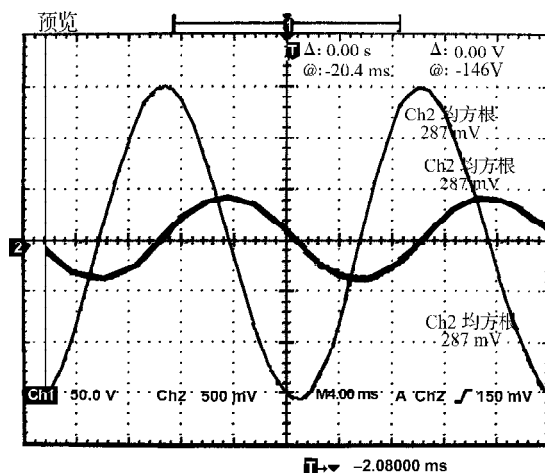


图11 TSR 阀组稳态运行波形

Fig. 11 Steady-state operation waveforms of TSR valve

4 结语

该TSC+TSR型动态平衡补偿系统投切级数可达28级,基本上能达到无级调节的效果;其结构简单,响应速度快,无谐波,且投入涌流及关断过电压都较小。实际运行结果表明,该系统有着良好的响应速度及补偿性能。

参考文献:

- [1] 陈志博. 几种常见无功补偿装置的基本原理及其仿真[J]. 大功率变流技术, 2009(3): 50-56.
- [2] 蒋家久, 陈志博, 沈辉, 等. 动车试验线牵引供电三相平衡补偿装置的系统设计[J]. 大功率变流技术, 2010(5): 38-44.
- [3] 王兆安, 杨君, 刘进军, 等. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 2版. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [4] 江思敏. TMS320C2000系列DSP开发应用技巧[M]. 北京: 中国电力出版社, 2008.

(上接第7页)

- [2] 林小娥, 吴兆麟. 固态高频感应加热装置移相调功方法[J]. 电工技术杂志, 2006(6): 7-9.
- [3] 袁俊国, 于非, 吴兆麟. 移相式高频感应加热装置的研究[J]. 电力电子技术, 1999(6): 13-15.
- [4] 黄瑾瑜. 基于移相控制的感应加热电源的研究[D]. 无锡: 江南大学, 2008.
- [5] 时鑫. 移相调功式IGBT超音频感应加热电源的研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2004.
- [6] 韩晓敏, 尹海, 张光先. 一种新型感应加热电源调功方式的研究与计算机仿真[J]. 现代电子技术, 2007(11): 106-108.
- [7] 李贺, 彭咏龙, 李亚斌. 分时控制MOSFET高频感应加热电源[J]. 通信电源技术, 2008, 25(5): 7-9.