

## 一种新型感应加热电源调功方式的研究与计算机仿真

韩晓敏<sup>1</sup>, 尹海<sup>2</sup>, 张光<sup>2</sup>

(1. 山东大学控制科学与工程学院 山东济南 250061; 2. 山东山大奥太电气有限公司 山东济南 250101)

### 1 前言

感应加热电源是一种 AC / DC / AC 变换装置, 它是利用电磁感应原理对工件进行加热的。由于感应加热具有加热速度快、热效率高、加热均匀及易于实现机械化、自动化等优点, 在铸造熔炼、锻造毛坯加热、钢管弯曲、金属表面热处理、焊接、粉末冶金等行业中被广泛应用。由于加热工艺的需要, 我们有必要对逆变器的输出功率加以控制。本文在对现有各种感应加热装置功率控制方式比较的基础上, 提出一种新型的、较优的功率控制方式。

### 2 几种调功方式的比较

由于感应加热过程中负载等效参数随温度而变化 and 加热工艺的需要, 感应加热电源应对负载进行频率跟踪和功率调节。电流型逆变器一般是通过调节直流电压的大小调节功率。对电压型逆变器, 由于可关断器件的发展, 已有多种不同的调功方式。

#### 2.1 直流调功方式

直流调功方式一种是采用输入可控整流来调节功率, 另一种是斩波调压方式(不控整流加 DC / DC 变换器), 通过调节 DC / DC 变换器的输出电压来调节感应加热电源的输出功率。直流调功可以大范围调节功率, 而且功率调节的线性比较好。但是必须在逆变桥前级加可控电路, 而且在需要加入功率因数校正的时候, 直流调功较难实现。

#### 2.2 逆变调功方式

逆变调功可以分为 3 类:

**频率调制(PFM)** 频率调制的方法就是调节逆变开关管的开关频率, 从而改变输出阻抗来达到调节输出功率的目的。这种调功方式比较常用, 优点是调节方法比较简单, 而且较容易实现软开关。但是, 功率调节线性不好, 而且调节范围不大。

**脉冲密度调制(PDM)** PDM 就是通过控制脉冲密度, 从而控制输出平均功率, 来达到控制功率的目的。这种控制方法较容易实现, 但是由于是间断加热, 所以加热效果不好。

**脉冲宽度调制(PWM)** PWM 通过调节逆变开关管的一个周期内导通时间来调节输出功率。这种方法等同普通开关电源的调制方法, 调节线性好, 范围大, 但是不容易实现软开关。

文献[1, 2]都是基于传统移相 PWM 调功, 即同一桥臂的上下开关管的驱动脉冲互补, 使两原来同相的两个桥臂的开关管的驱动信号错开一个相位角, 通过对错开相位角的控制即可达到输出功率控制的目的。为了防止电压源直流导通, 需在驱动脉冲之间加入死区。这样就存在一种矛盾: 电容缓冲效果与移相臂 ZVS / ZCV 软开关实现之间的矛盾。因此这种软开关设计仅在一定工作范围内可行。否则将会出现并联电容还未放电结束另路开关就开通的现象, 导致瞬间的电流尖峰和较大的开通损耗。这样就限制了

缓冲电容的加大, 所以传统移相调功仅适于中小功率感应加热电源。为了在功率大范围调节时仍能保持软开关条件, 必须外加辅助缓冲支路如文献[3], 这样子主回路结构就较复杂。

### 3 新型调功方式

主回路选用软开关工作方式, 前面已提到传统移相软开关方式功率调节范围窄, 本文设计的新型调功方式可满足大中小感应加热电源。T1T4 为超前臂, T2T3 为滞后臂, T1T2T3T4 选用大功率 IGBT 管。C1C2 为超前臂并联电容。图 1 示出一种新型的电压型桥式逆变器的主电路, 图 2 示出当电路工作于谐振状态时控制开关信号及逆变器负载电流与电压波形。下面分析主电路在一个工作周期内的工作原理。这种新型逆变器是通过调节超前臂的脉宽来调节功率的。

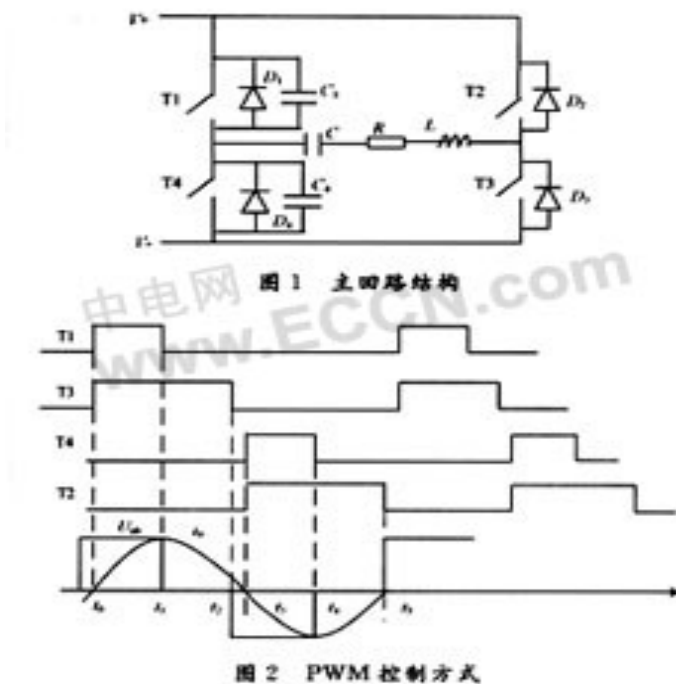


图 1 主回路结构

图 2 PWM 控制方式

工作原理:

- (1)  $t_0 \sim t_1$ , T1T3 导通, 负载电流为正方向, 沿回路:  $V+ \rightarrow T1 \rightarrow C \rightarrow R \rightarrow L \rightarrow T3 \rightarrow V-$  流通。负载电压为  $+V$ 。
- (2)  $t_1$  时刻, T1 关断。  $t_1 \sim t_2$ , 电流给电容 C1 充电, 电容 C4 放电。由于电容 C1 的存在, 所以 T1 为零电压关断。当电容电压充电到  $V+$  时, 电流为负载环流, 沿回路:  $T3 \rightarrow D4 \rightarrow C \rightarrow R \rightarrow L \rightarrow T3$  流通。负载电压为零。
- (3)  $t_2$  时刻, T3 关断, 由于 T3 关断时, 负载环流至电流很小, 所以 T3 接近零电流关断。  $t_2 \sim t_3$ , 电流续流, 沿回路:  $V- \rightarrow D4 \rightarrow C \rightarrow R \rightarrow L \rightarrow D2 \rightarrow V+$  流通。负载电压为  $-V$ 。
- (4)  $t_3$  时刻, T2T4 零电压开通, 电流流向过程与以上 3 步是对称的。 以上分析可以看出, 两个桥臂的 4 个元件都工作于软开关状态。其中 T1T4 工作于零电流开通零电压关断状态, T2T3 工作于零电流开通零电流关断状态。

由图 2 可见, 当超前臂 T1(T4)关断后, 电流对超前臂并联电容 C1(G)的充放电时间是随着电流的大小改变的。当关断电流较小时, 电流对电容的充放电时间长, 可以满足另一路桥臂的超前臂 T4(T1)开通时, 其并联电容两端电压为零。这样既解决了传统移相调功中存在的矛盾, 又简化了主电路结构。

利用锁相环电路跟踪负载电流频率的变化, 保证 4 个开关管都在电流过零点触发。使电路始终工作在弱感性状态。

#### 4 仿真结果

为了验证上述的分析，研制一台工作频率为 50 kHz 的试验装置。本文用 Matlab 对主回路进行仿真。

##### 4.1 逆变器静态仿真

(1)图 3 所示波形由上至下分别为：逆变器输出电流、超前臂电压与超前臂驱动波形。



图 3 逆变器输出电流、超前臂电压与超前臂驱动波形

由图 3 可以看出，当超前臂关断时，开关管电压缓慢上升，从而实现了超前臂零电压关断。

(2)如图 4 所示，波形由上至下分别为：逆变器输出电流、滞后臂电压与滞后臂驱动波形。

由图 4 可以看出，当滞后臂开通与关断时，负载电流都接近于零，从而实现了滞后臂的软开关。

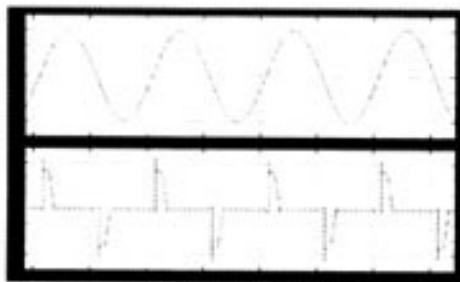


图 5 输出电流与负载电压波形



图 6 四路驱动波形

(3)输出电流与负载电压波形

通过调节超前臂脉宽可以调节输出功率如图 5 所示。

(4)四路驱动波形如图 6 所示。

#### 4. 2 逆变器动态仿真

(1)负载电流与电压波形

由图 7 可以看出：当负载参数变化时，负载回路的谐振频率也随之变化，并且负载电压的频率与脉宽也同时改变。即此种新型逆变器实现了 PFM&PWM 控制方式。如图 7 所示。



图 7 负载电流与电压波形

(2)四路驱动波形

由图 8 可以看出，调节输出功率时，四路驱动脉宽与频率都随之变化。

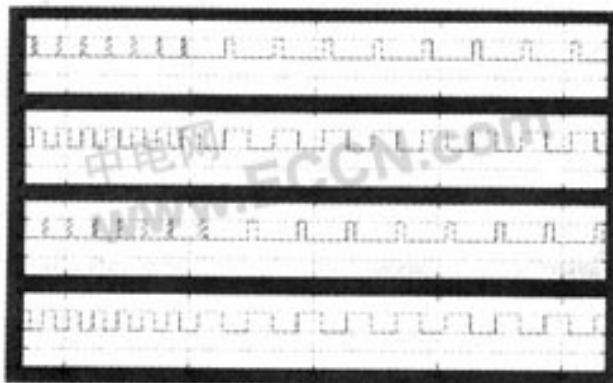


图 8 调节输出功率时四路驱动波形的变化

## 5 实验结果

为验证提出方法的可行性, 设计了一台 40 kW/50 kHz 的样机。实验结果如图 9 所示(图中上面为输出电压波形, 下面为负载电流波形), 电源工作在感性状态。

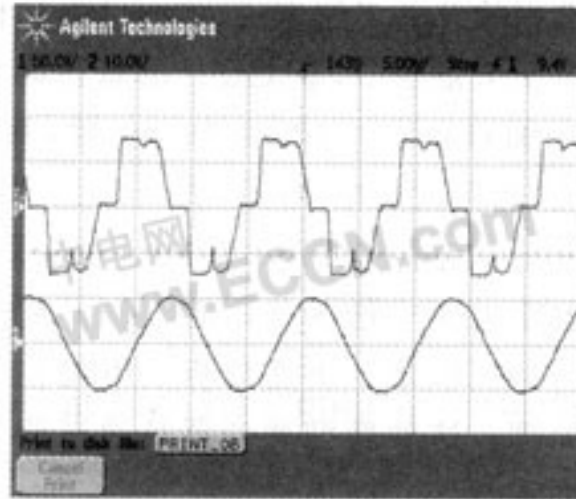


图 9 实验结果

图 10 上中下波形分别为: 超前臂驱动, 超前臂电压波形, 负载电流波形。

由图 10 可以看出: 当超前臂关断时, 其两端电压缓慢上升, 从而实现了超前臂的软开关。

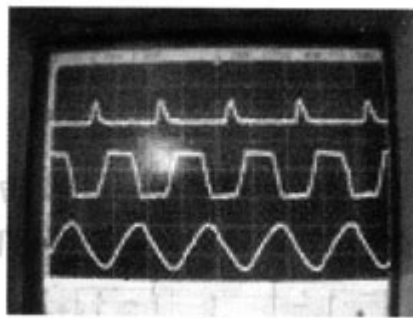


图 10 超前臂驱动,超前臂电压波形,负载电流波形

## 6 结语

本文提出了一种新型的功率调节控制策略, 这种控制策略性能优越, 逻辑明了, 实现简单易行。并且进行了实验验证。