

## MM74HC4046 在高频感应加热电源中的应用

王生德<sup>1</sup>, 刘平<sup>1</sup>, 申晋<sup>2</sup>, 王相友<sup>2</sup>

(1. 郑州大学, 河南 郑州 450052; 2. 山东理工大学, 山东 淄博 255049)

**摘要:** 感应加热逆变电源已广泛用于金属熔炼和金属表面热处理。对于微小工件的表面淬火, 要求频率高, 功率也比较大。为了满足这些要求, 介绍了采用高速场效应管组成的频率为 1MHz、输出功率为 5kW 的感应加热逆变电源, 利用高速锁相环 MM74HC4046, 实现频率跟踪与功率自动控制。实验结果表明, 研制的样机已达到了设计要求。

**关键词:** 锁相环控制; 感应加热; 逆变器

**中图分类号:** TM924.5

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1000-100X(2007)08-0073-02

## Application of High-speed PLL on HF inductive Heating Inverter

WANG Sheng-de<sup>1</sup>, LIU Ping<sup>1</sup>, SHEN Jin<sup>2</sup>, WANG Xiang-you<sup>2</sup>

(1. Zhengzhou University, Zhengzhou 450052, China;

2. Shandong University of Technology, Zibo 255049, China)

**Abstract:** Inverters for induction heating have been applied in surface-heat-processing of metal parts and metal melting. For the small parts surface-heat-processing, both the frequency and power of the inverter should be high enough. An inverter consist of high-speed MOSFETS is introduced. The frequency and power are 1MHz/ 5kW respectively. A high-speed PLL MM74HC4046 is used for power control. The experimental results improve the design.

**Keywords:** phase locked loop control; induction heating; inverter

## 1 引言

感应加热具有节能, 加热速度快, 适合局部加热, 且表面氧化层少等优点。随着金属熔炼和金属表面热处理需求的不断发展, 各种逆变电源在感应加热中的应用越来越广泛, 对逆变电源的要求也越来越高。不同的工艺对逆变电源的功率和频率提出了不同的要求。频率可以从几十赫兹到几兆赫兹, 功率从几百瓦到几百千瓦, 甚至几兆瓦。感应加热的频率越高, 功率越集中, 表面加热的深度越浅。对于微小工件的表面淬火, 要求频率达兆赫兹, 才能满足工艺要求。目前, 频率高于数百千赫兹、功率大于数千瓦的感应加热电源, 多采用真空电子管实现。然而, 电子管不仅体积庞大, 使用寿命短, 而且转换效率也低。一般的晶体管难以同时达到大功率、高频率的要求。为此, 介绍了全部采用半导体器件的 1MHz, 5kW 用于表面淬火的感应加热逆变电源。它利用高速锁相环 MM74HC4046, 实现了频率跟踪与功率自动控制。逆变电源的频率大于 80%。

## 2 高频逆变电源主电路

对于功率不太大的感应加热电源, 采用串联谐振有其独到的优势<sup>[1]</sup>, 图 1 示出高频感应加热电源的主电路。220V 市电经不控整流、电容滤波得到直流

电压。为了适应高频率的要求, 采用高速场效应管; 由于单管电流有限, 为了提高电源的输出功率, 用 6 只高速场效应管并联作为一个单元, 组成 H 桥电路。为使系统简化, 这里采用调节功率因数的方法调节功率。虽然效率不是很高, 但对于小功率电源来说, 能够明显简化系统的复杂程度, 降低成本, 提高系统的可靠性<sup>[1]</sup>。

逆变桥由 4 组高速场效应管  $VT_1 \sim VT_4$  及其反并联的快速二极管组成。图 2 示出电流、电压的主要波形。在  $t=t_0$  时,  $VT_1, VT_4$  开通, 负载网络上加正向电压。此时, 电流仍为反向, 靠续流二极管  $VD_1, VD_4$  续流, 由于负载为谐振网络, 且  $Q \gg 1$ , 因而  $i_0$  按正弦规律变化, 到  $t_1$  时刻, 电流下降到零,  $VT_1, VT_4$  开始流过正向电流, 电流从零按正弦规律变化。在  $t_2$  时刻,  $VT_1, VT_4$  被关断, 由于电流的连续性, 谐振回路产生反电动势, 保持电流继续流通。此时, 续流二极管  $VD_2, VD_3$  开通, 与电源构成回路, 负

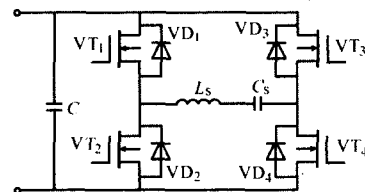


图1 高频感应加热电源主电路

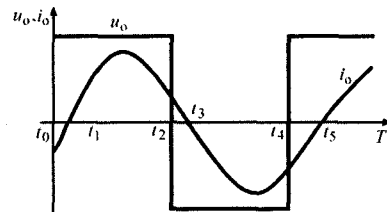


图2 串联谐振支路的电压电流波形

定稿日期: 2007-02-27

作者简介: 王生德(1962-), 男, 河南南阳人, 讲师。研究方向为感应加热电源及软开关技术。

载向电源反馈能量。在  $VD_2, VD_3$  续流阶段, 经过一个死区时间,  $VT_2, VT_3$  被打开, 但  $VT_2, VT_3$  并无电流流过, 直到  $t=t_3$  时刻, 电流从  $VD_2, VD_3$  转移到  $VT_2, VT_3$ , 实现了零电流开通。到  $t_4$  时刻,  $VT_2, VT_3$  关断, 电流由  $VD_1, VD_4$  续流, 经过死区时间,  $VT_1, VT_4$  开通。到  $t_5$  时刻,  $VT_1, VT_4$  开始流过电流。此时, 完成一个周期。系统的谐振频率  $f$  由负载网络的参数决定, 即为:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (1)$$

式中  $C_s$ ——负载网络谐振电容量  
 $L_s$ ——包括负载反射电感在内的负载网络总电感  
系统的工作频率  $f_s$  略高于  $f$ 。

### 3 控制电路的设计

感应加热电源的谐振频率受负载的影响很大, 由于工件尺寸不同, 温度也不同, 要得到最佳的加热效果, 频率必须自动跟踪。传统的控制方法是采用 FM 控制器 SG3525<sup>[2]</sup> 实现, 也有采用锁相环 CD4046 或 DSP<sup>[3]</sup> 实现的, 但对于高达兆赫兹的频率, 上述方法都很难实现。为此, 设计了采用高速锁相环 MM74HC4046 的控制电路, 其最高频率可达到 10MHz 以上, 扫频范围宽, 并能实现频率自动跟踪和相位调节。图 3 示出控制电路的原理方框图。由主电路工作原理和图 2 波形可知, 负载电压超前于负载电流, 超前的角度为  $\varphi$ 。显然,  $\varphi$  角越大, 输出的有功功率越小, 因而可通过改变  $\varphi$  角来控制输出功率。

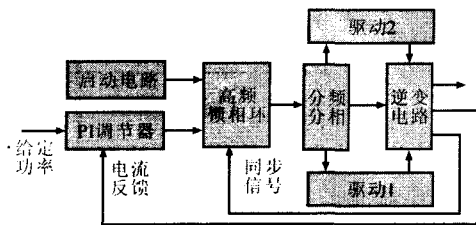


图 3 控制电路原理方框图

MM74HC4046 的使用频率比 CD4046<sup>[4]</sup> 高得多, 但内部结构和工作原理基本相同。电源电压使用 +5V。图 4a 示出由 MM74HC4046 锁相环组成的频率控制、相位调节电路。首先, 根据高频感应加热电源可能的负载, 确定频率覆盖范围, 找出中心频率和扫频范围,  $C_1$  和  $R_1$  的参数决定了扫频范围,  $R_2$  决定了扫频的中心频率。从串联谐振支路通过电流互感器检测出负载正弦电流, 经整形电路整形, 得到与正弦电流同相位的方波加在锁相环的同步端, 锁相环的输出信号经分频器分频后加于相位比较端。两信号在锁相环内部鉴频器的输入端进行相位比较, 当相位差为零时, 鉴相器输出的平均电压为零; 当相位差为  $180^\circ$  时, 其输出电压为 5V。图 4b 示出输出电压  $u_o$

与相位差呈线性变化的关系。当锁相环的输出方波与谐振电流不同相时, 鉴相器的输出存在一定占空比的脉冲, 该脉冲由环路低频滤波器  $R_3$  和  $C_2$  滤波, 得到直流电压调制 VCO 的输出频率。如果没有其它控制信号, VCO 的输出信号将与谐振电流保持同步, 即  $\varphi=0$ 。

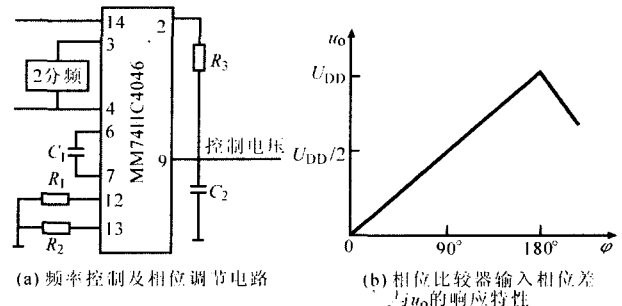


图 4 频率控制和相位调节电路以及响应特性

在设计中, 使用调节器的输出电压信号  $u_o$  控制 VCO, 以达到控制功率的目的。功率控制采用调节电流的方式来实。图 5 示出其控制电路。功率设定是通过电位器给运放同相输入端提供一给定电压  $u_i$ , 为保证电源能可靠启动,  $u_i$  有一个最小限制, 该限制由  $VD_1, VD_2$  的正向压降决定。反馈电压信号  $u_f$  是通过电流互感器取自负载电流, 经整流、滤波获得。  $u_i$  加于调节器的同相端,  $u_f$  加于反相端, 无论是给定发生变化, 还是负载发生变化, 调节器都能自动改变  $u_o$ , 最终达到  $u_i=u_o$ 。该设计将锁相环的工作方式进行了改进, 用调节器的  $u_o$  作为 MM74HC4046 内部 VCO 的控制信号, 使系统的工作频率  $f_s$  不同程度地偏离谐振频率  $f_0$ , 使  $u_o$  与负载电流  $i_o$  保持一定的相位差  $\varphi$ , 调节  $u_i$  就可以调节  $\varphi$  角的大小, 实现功率调节。

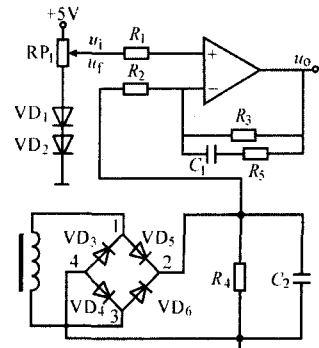


图 5 功率调节电路

反馈电压信号  $u_f$  是通过电流互感器取自负载电流, 经整流、滤波获得。  $u_i$  加于调节器的同相端,  $u_f$  加于反相端, 无论是给定发生变化, 还是负载发生变化, 调节器都能自动改变  $u_o$ , 最终达到  $u_i=u_o$ 。该设计将锁相环的工作方式进行了改进, 用调节器的  $u_o$  作为 MM74HC4046 内部 VCO 的控制信号, 使系统的工作频率  $f_s$  不同程度地偏离谐振频率  $f_0$ , 使  $u_o$  与负载电流  $i_o$  保持一定的相位差  $\varphi$ , 调节  $u_i$  就可以调节  $\varphi$  角的大小, 实现功率调节。

### 4 驱动电路设计

在高频感应加热电源中, 要求信号传输速度快, 波形失真小, 并有足够的驱动功率, 以保证功率器件可靠地开关。该设计采用传输速度最快的脉冲变压器驱动电路。图 6 示出脉冲变压器驱动电路。分相电路输出两路带死区的反相信号分

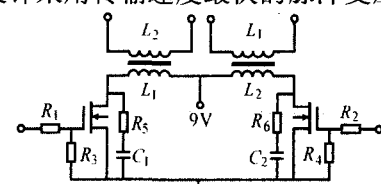


图 6 驱动电路 (下转第 98 页)

容,谐振电容为VM的寄生电容,要测得 $i_d$ 的波形是不可能的,所以 $i_d$ 的波形用正弦波的一部分来近似。由于 $u_{ds}$ , $i_d$ 波形的改变,所以与理想C类振荡器相比,振荡器的功率损耗以及效率都会发生改变,表1示出现利用Matlab仿真法得到在临界工作状态下振荡器的几个特定导通角上的效率。为了便于比较,在表1同时列出了不含非线性电容时的效率。

表1 用Matlab计算的电路效率(临界状态)

$\theta/(\circ)$	85	80	75	70	60	50
$\eta/\%$	91.8	93.1	94.2	95.2	96.8	98
$\eta_0/\%$	80.5	82.5	84.5	86.5	90	92.5

表中  $\eta$ ——含非线性电容的情况下  $\eta_0$ ——理想情况下

## 5 实验结果

在图1的电路两端加上 $U_d=200V$ 的直流电压,调节电路参数,使输出电压为 $U_{omax}=200V$ 。此时, $U_{ds,max}=400V$ 。图6a示出此时用示波器测得的输出端的电压 $u_o$ 实验波形。可见,虽然此时 $U_{ds,max}=400V$ ,但 $U_{ds,min}>-200V$ , $U_{ds,min}>0$ 。电路并不工作在临界状态下,而工作在欠压状态,这与前述分析及仿真结果基本相同。

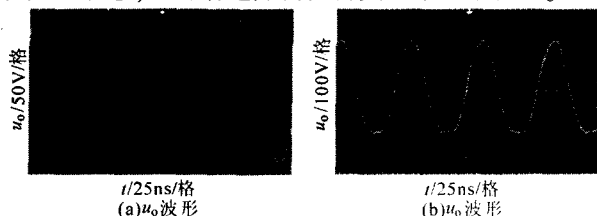


图6 实验结果

(上接第74页)别加在两只场效应管的栅极,使这两只场效应管轮流导通,变压器初级产生正负极性脉冲电压,通过脉冲变压器耦合, $L_3$ , $L_4$ 感应出与初级电压相似的驱动电压,驱动逆变桥一个桥臂的两只功率元件,另一桥臂采用相同的驱动方式,在保证相位正确的条件下,逆变桥可安全地工作。

## 5 实验结果及结论

根据设计要求,研制了一台高频感应加热电源样机。输入交流电压220V,扫频范围1MHz~350kHz,实际工作频率在600~800kHz之间,输出功率在0.5~5kW连续可调,效率约82%。图7示出不同功率,即不同 $\varphi$ 角下的负载电压 $u_o$ 和负载电流 $i_o$ 实验波形。结论是:

(1)利用快速锁相环MM74HC4046设计10MHz下的高频感应加热电源是合适的。

(2)按所提观点设计的5kW/1MHz高频感应加热电源,在无锡天力工具制造有限公司链销淬火生产线上经半年的使用,性能稳定。

(3)在研制更 frequencies 的超高频感应加热电源领域,该设计也有一定的参考价值。

通过调节电路参数,可使电路工作在临界状态,即 $U_{ds,min}=0$ , $U_{ds,min}=-200V$ 。图6b示出此时测得的输出电压 $u_o$ 实验波形。可见 $u_o$ 不再是标准的正弦波,那么根据分析可知,电路的效率也将发生改变。用Matlab对实验得到的 $u_o$ 及假设的 $i_d$ 进行仿真。表2给出仿真得到的临界工作状态下振荡器的几个特定导通角上的效率。

表2 实验测得的电路的效率(临界状态下)

$\theta/(\circ)$	85	80	75	70	60	50
$\eta/\%$	86.3	87.7	89	90.2	92.2	93.6

## 6 结论

通过上述分析可以得出以下结论:①由于MOSFET非线性寄生电容 $C_o$ 的存在,振荡器的工作状态会发生改变。②对于电路工作状态的判定方法应该是 $U_{ds,min}=0$ 时为临界状态; $U_{ds,min}>0$ 时为欠压状态; $U_{ds,min}<0$ 时为过压状态。③由于MOSFET非线性寄生电容 $C_o$ 的存在,在临界状态下振荡器的效率会增加。

## 参考文献

- [1] 刘平,张悦英,王洋.ICP源MOSFET射频振荡器[J].现代电子技术,2005,28(24):1-4.
- [2] 王沫然.Matlab与科学计算[M].北京:电子工业出版社,2003.

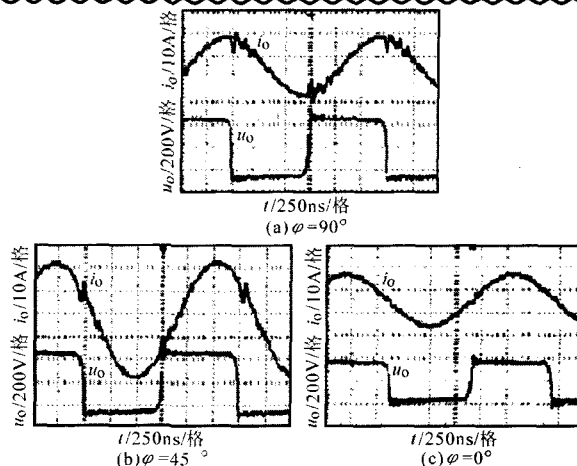


图7 实验结果

## 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.
- [2] 赵晶,齐铂金,张伟,等.PI调节逆变式IGBT感应加热电源频率自动跟踪技术[J].电力电子技术,2003,37(2):12-14.
- [3] 李金刚,陈建洪,钟彦儒.基于DSP感应加热电源频率跟踪控制的实现[J].电力电子技术,2003,37(4):31-33.
- [4] 李宏.电力电子设备用器件与集成电路应用指南[M].北京:机械工业出版社,2001.