

基于 PDM 的高频感应加热电源的设计与实现

臧甲杰, 刘 平, 徐 瀚, 陈睿科

(郑州大学 信息工程学院, 河南 郑州 450001)

摘 要: 介绍一种以 MOSFET 为开关器件的高频感应加热电源. 设计制作出 100 kHz/5 kW 的小功率高频感应加热电源样机, 该电源采用脉冲密度调制(PDM)调功控制方式, 谐振电路采用串联谐振方式, 能够有效克服加热过程中负载参数变化带来的影响, 使功率开关管始终工作在零电压开通状态. 对该电源的逆变电路、控制电路等方面做了研究和试验. 试验结果表明: 采用的 PDM 控制模式和串联谐振电路, 能够满足小功率高频感应加热电源的工作要求.

关键词: 感应加热; 功率 MOSFET; 高频电源; PDM

中图分类号: TM919 文献标志码: A doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2015.04.027

0 引言

感应加热电源<sup>[1-3]</sup>由于其具有对金属材料加热效率高、加热速度快、能耗低、体积小、易启动等优点, 现已广泛应用于金属加工领域, 如淬火、透热、熔炼、钎焊和烧结等. 近年来电力电子器件的发展为感应加热电源高频化、小型化奠定了元器件基础. 场效应晶体管(MOSFET)具有易于并联, 电压控制易实现等优点, 是高频感应加热电源开关器件的首选<sup>[4]</sup>. 目前, 常见高频感应加热电源常采用桥式拓扑, 通过脉冲宽度调制(PWM)控制模式调节输出功率, 但该类控制模式开关损耗大, 效率和工作频率低. 笔者采用 PDM 调功方式, 该调制方式能够保证输出频率基本不变, 开关损耗相对较小<sup>[5]</sup>. 针对上述情况, 笔者研制的高频感应加热电源采用串联谐振式全桥 DC/AC 逆变电路, 主开关器件为 MOSFET, 采用 PDM 进行功率调节, 同时采用基于 SG3525 的频率跟踪电路控制逆变器的工作频率, 使逆变器始终工作在准谐振状态, 实现整机效率的提高. 笔者对试验样机的工作原理、控制等几个问题进行讨论.

1 原理与设计

1.1 PDM 工作原理

PDM 控制的基本思路为<sup>[6]</sup>: 假设一个工作周

期内有  $N$  个调功单位, 其中  $M$  个调功单位内逆变器向负载输出功率, 另外剩下的  $N - M$  个单位内逆变器不输出功率, 负载能量以自然振荡形式逐渐衰减, 输出脉冲密度为  $M/N$ , 通过改变脉冲密度就可改变输出功率. 图 1 为 PDM 的 4 种工作模式.

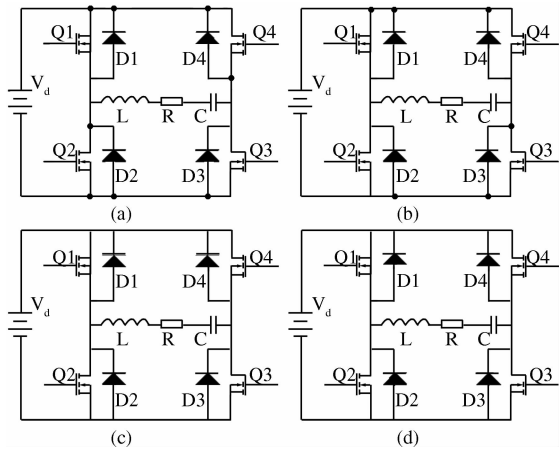


图 1 PDM 的 4 种工作模式

Fig. 1 The four work modes of PDM

模式(a),(b)时, 开关器件 Q1、Q3 和 Q2、Q4 成组轮流导通, 图中所示为串联谐振逆变电路. 在谐振状态下, 逆变器输出电压为方波, 电流为正弦波, 理想状态下电流与电压相位一致. 当 Q1、Q4 关断或 Q2、Q3 关断, 且 Q2、Q3 或 Q1、Q4 轮流导

收稿日期:2014-11-17; 修订日期:2015-01-28

基金项目:国家自然科学基金资助项目(10275021)

通信作者:刘平(1957-),男,河北邯郸人,郑州大学教授,博士生导师,主要从事开关电源、电路原理、射频电路、等离子体等方面的研究, E-mail:iepliu@zzu.edu.cn.

通时,逆变器工作在模式(c)或(d).当处于模式(c)时,负载电流的流动方向为  $L \rightarrow R \rightarrow C \rightarrow Q3 \rightarrow VD2 \rightarrow L$ ,即  $Q3$  和  $VD2$  形成闭合通路;在模式(d)时,负载电流的流动方向为  $C \rightarrow R \rightarrow L \rightarrow VD1 \rightarrow Q4 \rightarrow C$ ,即  $Q4$  和  $VD1$  形成闭合通路.当逆变器工作在(c)或(d)模式时,输出电压为零,负载电流自然衰减振荡.

## 1.2 高频感应加热电源的组成

高频感应加热电源主要由整流滤波电路、全桥逆变电路、谐振电路、控制电路、驱动电路等部分组成.

### 1.2.1 逆变主电路

高频逆变器有并联和串联两种方案.串联谐振逆变电源<sup>[7]</sup>具有易启动,易高频化等特点,因而笔者采用该方案.通过实现定角控制,让串联谐振逆变器的电流滞后电压一定相位,实现逆变器零电压开通(ZVS),使谐振电路工作于弱感性准谐振状态,极大地减小了开关损耗,提高了效率.图2为样机的串联逆变结构.

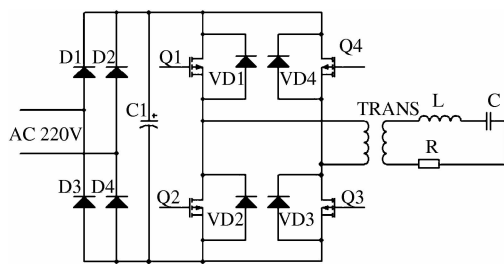


图2 串联谐振逆变电路

Fig.2 Series resonant inverter circuit

图中  $D1, D2, D3, D4$  构成单相电整流桥,  $C1$  为直流滤波电容,由功率开关器件  $Q1, Q2, Q3, Q4$  及反并联的快恢复二极管构成逆变电路,  $L, C, R$  为等效串联谐振负载.

### 1.2.2 逆变电路工作原理

串联谐振逆变器原理<sup>[8-9]</sup>如图2所示.串联谐振逆变器的工作频率接近谐振频率,  $Q$  远大于1,负载电流为近似正弦波.为避免逆变器上、下桥臂间的直通损坏开关管,电流换向时必须遵循先关断后导通的原则,在关断与开通间隙必须留有足够的死区时间.若换流是从上桥臂换至下桥臂,在换流过程中先将导通管栅极加关断脉冲使之迅速关断.由于这时负载电流尚未下降至零,负载电感要维持该电流,而上桥臂的开关管已关断,迫使此电流经下桥臂的反并二极管流通.若在电流自然下降过零前已开通下臂开关管,在电流过零时,电流自然地换流至开关管,称为自然换流<sup>[10]</sup>.该

换流方式能有效降低开关损耗降.适当设置死区时间,使工作频率接近负载的谐振频率,则上桥臂 MOSFET 关断时发生在正弦电流已降至较小值时,这样可以限制开关器件的关断损耗.当串联谐振逆变器采用适当的工作方式时,开关损耗较小,故可以工作在较高的工作频率.

当全桥逆变器的驱动频率  $f_c$  与谐振频率  $f_0$  相等时,负载电流与电压同相位,功率因数为1,主开关管工作于 ZVS 状态.当主开关管的驱动信号  $f_c$  大于谐振频率  $f_0$  时,电流在正半波过零之前关断  $Q1, Q3$ ,负载电流换相到反并联二极管  $VD2, VD4$ .反之如果在  $VD2, VD4$  关断前触发  $Q2, Q4$ ,则这两个开关管由于反并二极管的导通而承受反偏压,当负载电流过零换向后,  $Q2, Q4$  以零电压和零电流导通,  $VD2, VD4$  随之以零电压关断.负半周原理与正半周相同.此时  $Q1 \sim Q4$  实现 ZVS 开通,准 ZCS 关断,负载电流相位滞后于负载电压.

### 1.3 逆变电路参数设计

逆变电路参数的计算主要包括2部分:(1)主电路的参数计算;(2)根据预定设计参数,对功率器件型号选取的计算.

#### 1.3.1 主电路参数计算

该样机的设计的参数为单相 220 V 输入,工作频率为 100 kHz,设计输出功率 5 kW.根据

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{om}^2}{R}, \quad (1)$$

式中:  $V_{om}$  为电压  $V_o$  的基波分量幅值,

$$V_{om} = \sqrt{2} \cdot 220 \text{ V} \cdot \frac{4}{\pi} \approx 396 \text{ V}, \quad (2)$$

可以得出等效阻抗  $R$  为 15.7  $\Omega$ .

在串联谐振电路中,负载的谐振频率  $f_0$  已由设计指标给出,品质因数  $Q$  由测量获得,谐振电容由公式(4)确定,等效谐振电感由公式(5)确定,高频变压器的  $U_{max}$  由公式(7)确定<sup>[11]</sup>.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}. \quad (3)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_0 QR}. \quad (4)$$

$$L = \frac{QR}{2\pi f_0}. \quad (5)$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (6)$$

$$U_{max} = QU_{dc}. \quad (7)$$

鉴于对设计的安全性等各方面的要求,此时在带载情况下测得  $Q = 4$ ,进而可以由公式(4)、

(5) 得出  $L \approx 99 \mu\text{H}$ ,  $C \approx 25.34 \text{ nF}$ . 通过计算可以得出,谐振电路各参数符合设计要求.

1.3.2 功率器件型号选取

该试验样机输入为单相电 220 V, 整流后的直流输出电压:

$$U_d = 311 \text{ V}.$$

MOSFET 的漏源极电压:

$$V_{\text{cer}} \geq 1.5 U_d = 466.5 \text{ V}.$$

故应选取额定电压在 500 V 以上的 MOSFET 管.

逆变器的输出电流最大值实际上就是流过开关管的电流最大值,通过计算得其峰值电流为  $I_{\text{om}} = V_{\text{om}}/R \approx 25.23 \text{ A}$ , 取 1.5 为其安全系数,则额定电流为  $I_c = 38 \text{ A}$ , 故应选取额定值大于 38 A 的 MOS 管. 综上所述,在所设计的逆变电源中,开关管的工作额定值为 38 A/500 V, 样机中所用的

MOS 管型号为 IXYS 公司的 IXFN48N50.

1.4 逆变控制电路

笔者采用的是 PDM 控制模式, 逆变电路分为两部分: 调功电路和频率跟踪电路. 调功电路由过零比较器和 PDM 调制电路组成; 频率跟踪电路主要由比较器和 3525 同步电路构成.

1.4.1 逆变器调功电路

PDM 调功电路如图 3 所示. 首先, 采样电流经过整流滤波变为电压信号, 经过 RC 电路峰值检波后, 该信号同可调的基准电压进行比较, 当电流反馈信号超过给定信号上限值时, 系统开始调功, 比较器输出信号使 D 触发器 U5A 清零, 从而使驱动信号变为低电平, 关断 MOS 管, 减小对工件的功率输出, 当反馈信号低于给定下限值时, 调功停止, 系统正常工作.

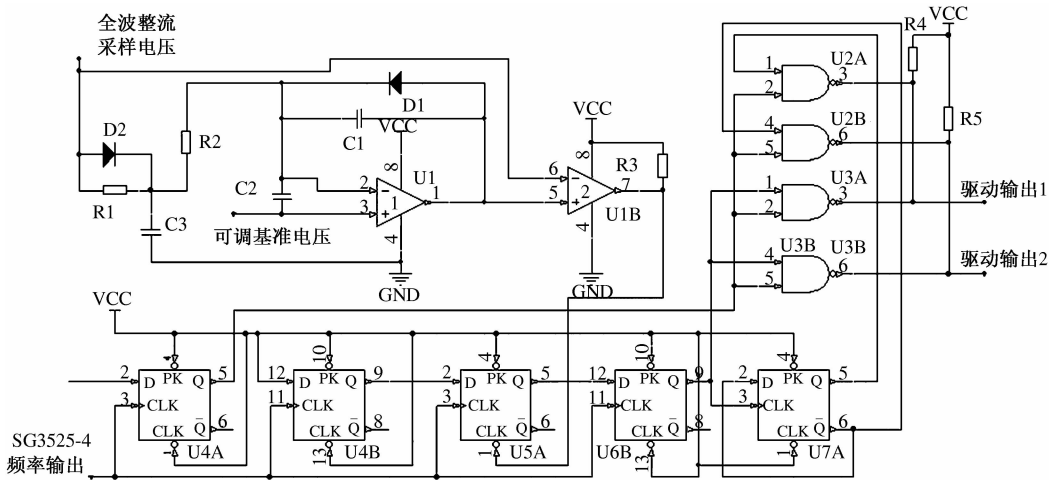


图 3 PDM 调功电路  
Fig. 3 PDM Power control circuit

1.4.2 逆变器频率跟踪电路的设计

在感应加热热处理过程中, 由于工件规格和材质的不同, 以及在加热过程中等效负载的参数随温度变化, 使得感应线圈的等效电阻和等效电感也随之改变, 从而导致谐振频率  $f_0$  也随之变化. 此时逆变电路主开关的工作频率  $f_c$  与谐振频率  $f_0$  不一致, 使逆变器工作在非谐振状态, 导致输出功率下降, 开关管损耗增加. 因此, 在负载参数改变的情况下, 需要及时对开关管驱动频率  $f_c$  进行调整, 使得输出电流与输出电压相位保持同步. 所设计的频率跟踪电路如图 4 所示.

该电路的工作原理: 谐振回路的电流经感应线圈检测整流后生成  $i_{\text{out}}$ ,  $i_{\text{out}}$  一路经过  $R_1$  输入至比较器的“+”端, 另一路经过移相电路  $C_1, R_2, R_3$  处理后输入比较器的“-”端. 经过比较输出一组

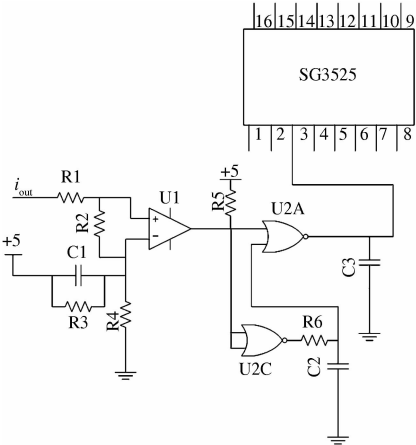


图 4 频率跟踪电路  
Fig. 4 Frequency tracking circuit

5 V 的方波信号. 该方波信号一路输入至或非门 U2A 的一端, 另一路输入至或非门 U2C 的两端,

该路信号经过相位变换后输出至 U2A 的另一端. 两路信号通过或非运算后产生的窄脉冲直接输入至 SG3525 的 3 脚外同步端,使得输出驱动频率和负载电流的频率同步. 此时, MOSFET 的驱动频率  $f_c$  完全由负载谐振回路的谐振频率决定.

2 验证试验

对笔者设计的的高频感应加热电源试验样机进行上电试验. 试验所得参数如下表.

表 1 试验样机参数

Tab.1 The experimental parameters of the prototype

逆变器指标	参数
逆变器结构	全桥拓扑结构
电压输入	单相交流电压
开关频率/kHz	108
实验输出电压/V	311
实验输出电流/A	28
实验样机尺寸/mm	500×220×400

如图 5 所示,此时该图显示为逆变器工作在表 1 状态下的输出电压与电流反馈信号的波形,其中方波为输出电压信号波形,正弦波为电流反馈信号波形. 在某负载条件下该样机已经开始正常工作并调功率.

此时功率超过 6 kW,工作频率为 108.8 kHz,针对课题组前期采用 PWM 调功方式的高频感应加热电源<sup>[12]</sup>(100 kHz/200 W),该样机在频率稳定性和功率上有了显著提高,同时通过优化该样机的电路布局,减小了体积. 在实验过程中,随着谐振频率的提高和工件体积的减小,加热速度加快.

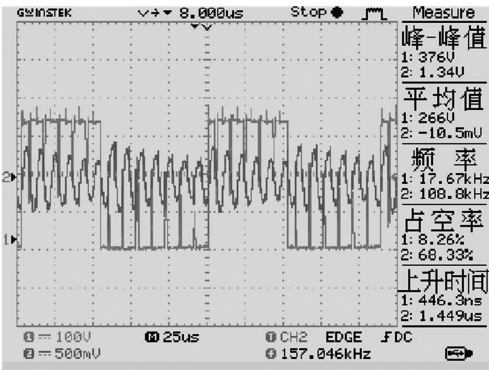


图 5 输出电压信号波形与电流反馈信号波形  
Fig.5 The output voltage signal waveform and the current feedback signal waveform

图 6 为输出电压信号与电流反馈信号下降沿展开 50 倍的波形情况. 从图中可以看出电压信号相位超前于电流反馈信号,此时系统工作在零电压开通(ZVS)状态,在该状态下 MOSFET 开关损耗小,系统输出功率高.

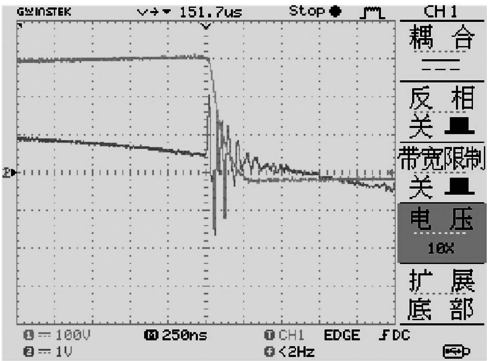


图 6 输出电压信号波形与电流反馈信号波形下降沿  
Fig.6 The falling edge of output voltage signal waveform and the current feedback signal waveform

3 结 论

笔者设计的试验样机是在大量试验的基础上完成的,所研制的高频感应加热电源采用新型频率跟踪电路,充分利用串联谐振的特点,使 MOSFET 工作于零电压开通工作状态,减少了功率 MOSFET 的开关损耗,减少了感应加热电源的加热时间,该样机能够满足高频感应加热的工作要求. 在本设计中,输出功率虽然满足使用预期设计要求,但仍有提升空间,计划采用 MOSFET 并联,进一步提高系统的输出功率. 该试验结果也表明所设计的系统能够很好工作在高频状态下,但需要注意的是,在高频情况下,寄生参数会对电路产生较大影响.

参考文献:

[1] 沈旭,吴兆麟,马骏,等. 20 kW/300 kHz 高频感应加热电源[J]. 电力电子技术,1996(2):10-13.

[2] 王生德,翟玉. MOSFET 高频感应加热电源的研究[J]. 郑州大学学报:自然科学版,2001,33(3):54-57.

[3] ESTEVE V, JORDAN J, SANCHIS-KILDERS E, et al. Improving the reliability of series resonant inverters for induction heating applications[J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2014, 61(5):2564-2572.

[4] 蔡慧,赵荣祥,陈辉明,等. 倍频式 IGBT 高频感应加热电源的研究[J]. 中国电机工程学报,2006,26(2):154-158.

[5] 马红斌. 基于 DSP 的 PDM&PSPWM 感应加热电源的研究[D]. 无锡:江南大学物联网工程学院,2007:12-13.

[6] 刘超,李健宇,厉呈臣,等. 基于 FPGA 的均匀 PDM 感应加热电源的研究[J]. 电力电子技术,2013,47(4):36-38.

[7] 李定宣,丁增敏. 现代高频感应加热电源工程设计与应用[M]. 北京:中国电力出版社,2010:69-73.

[8] ESTEVE V, JORDAN J, SANCHIS-KILDERS E, et al.

Improving the efficiency of IGBT series-resonant inverters using pulse density modulation [ J ]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2011, 58(3):979-987.

[ 9 ] 朱晓荣,彭咏龙,石新春,等. 200 kW/400 kHz 固态高频感应加热电源 [ J ]. 电力电子技术,2006,40(3):67-69.

[ 10 ] 初中原. 基于 IGBT 的 150 kHz 大功率感应加热电源的研究 [ D ]. 无锡:江南大学物联网工程学院,2008:11-12.

[ 11 ] 沈锦飞,颜文旭,惠晶,等. 钢丝热处理用大功率高频感应电源的研制 [ J ]. 电力电子技术,2003,37(6):56-58.

[ 12 ] 路静,刘平. 基才串联谐振的高频逆变电源设计 [ J ]. 电子设计工程,2013,21(16):151-153.

Design and Implementation of High Frequency Induction Heating Power Supply Based on PDM

ZANG Jia-jie, LIU Ping, XU Han, CHEN Rui-ke

(School of Information Engineering,Zhengzhou University,Zhengzhou 450001, China)

**Abstract:** This paper introduces a high frequency induction heating power supply based on MOSFET. A 5kW/100kHz prototype with power MOSFET as power switch is made. The power supply adopts the PDM power control mode. And the resonant circuit uses series resonant so that the system can effectively overcome the influence of load parameters change during heating process and keep MOSFET always woks at zero voltage switching state. The inverter circuit, the power supply control circuit are researched and tested. The experimental conclusion showed that PDM and series resonant can meet the demand of low power high frequency induction heating power supply well.

**Key words:** induction heating; power MOSFET; high frequency power supply; PDM

(上接第 95 页)

[ 5 ] 郑宇强,贾布裕,陈舟. 连续梁拱桥稳定性分析 [ J ]. 中外公路,2013,33(5):140-143.

[ 6 ] 谭国宏,李龙安. 某下承式钢管混凝土拱桥二类稳定分析研究 [ J ]. 桥梁建设,2011(3):36-39.

[ 7 ] 罗业凤,殷朗,韩玉. 钢管混凝土系杆拱桥稳定性分析 [ J ]. 公路交通技术,2013(5):67-70.

[ 8 ] 时党勇,张志,周鹏. 装配式公路钢桥承载力的有限元分析 [ J ]. 铁道建筑技术,2006(2):5-8.

[ 9 ] 艾永明,黄平明,杨炳成. 下承式双肋斜张拱桥侧倾稳定实用计算方法 [ J ]. 郑州大学学报:工学版. 2010,31(2):9-13.

Second Stability Study of Super Wide “321” Prefabricated Highway Steel Bridge

LI Fei-ran

(Henan Provincial Communications Planning Survery and Design Institute CO. , LTD. , Zhengzhou 450052, China)

**Abstract:** Based on material nonlinear FEM and multi-convergence criterions, the new super wide "321" prefabricated highway steel bridge was studied. The results show that the second stability coefficient of the extra wide "321" prefabricated highway steel bridge is small, which means the structure is not safe. The second stability coefficient will be greatly improved, when a support is set at the mid-span. To avoid the local yield precedes the whole, the support should be set at the studdle position. The second stability coefficient is almost linear increase within three supports by criterion I and II , but under criterion III it does not significantly increased when the mid-span supports above two. In application, the second stability coefficients will not increase when the number of mid-span supports is above two.

**Key words:** “321” prefabricated highway steel bridge; large scale transverse beam; super wide; bearing capacity; design