

IGBT 半桥谐振逆变器的研究

齐幸坤¹, 曹春刚²

(1. 潍坊寒亭区供电公司, 山东 潍坊 261100; 2. 潍坊供电公司, 山东 潍坊 261000)

摘要: 在工作过程中, 采用它激扫频启动, 频率从 4 000 Hz 逐渐降低, 当频率低于负载固有谐振频率时, 串联逆变器进入容性工作状态会形成短路, 导致设备损坏。为防止串联谐振逆变器进入容性工作状态, 文章设计了锁相环控制电路, 当负载工作频率接近谐振频率时, 将频率锁定在准谐振状态下, 保证逆变器工作在感性工作状态。基于 Matlab/Simulink 软件搭建的仿真模型验证了设计的正确性。通过样机实验, 验证了设计的可行性, 并对实验结果进行了分析。

关键词: 半桥逆变器; 锁相环; 调频控制; IGBT

中图分类号: TM464

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2013)01-0012-04

Research on IGBT Half-bridge Resonant Inverter

QI Xing-kun¹, CAO Chun-gang²

(1. Weifang Hanting District Power Supply Company, Weifang, Shandong 261100, China

2. Weifang Power Supply Company, Weifang, Shandong 261000, China)

Abstract: Using laser sweep frequency to start during series type IGBT half-bridge inverter working, the frequency reduces from 4000Hz gradually, and when the load frequency is lower than the natural resonant frequency, the inverter will be short-circuited in the state of capacitive working, which will destroy the equipment. In order to avoid this event, a phase-locked loop control circuit was designed to ensure the inverter work in the emotional state, when the operating frequency was close to resonance frequency, the frequency would be locked in quasi-resonant state. Matlab / Simulink software is used to build simulation models to verify correctness of the design. Finally, the feasibility of the design is verified through prototype experiment, and the test results are analyzed.

Key words: half-bridge inverter; PLL; frequency control; IGBT

0 引言

高频感应加热技术随着电力电子技术的发展已广泛的应用到人们的日常生活当中, 而感应加热电源的研究关键在于逆变部分。由于半桥逆变器具有结构简单、经济性好、便于实现负载匹配等优势, 因此在中低频领域的感应加热电源逆变器的选择中, 半桥逆变器具有其独特优势^[1]。常见的串联型逆变器的调功方法有: 调频调功(PFM)、脉冲密度调功(PDM)、脉冲宽度

调功(PWM)。当感应加热电源应用于加热、焊接等技术时, 对负载工作频率要求不是很高, 而调频调功方法具有调节方便、可连续调节、易于实现等优点, 因此为本设计所采用。当工作频率 $f > f_0$ 时, 逆变器工作在感性状态; 当 $f < f_0$ 时, 逆变器工作在容性状态; 当 $f = f_0$ 时, 逆变器工作在谐振状态。但是由于逆变器受环境因素的影响较大, 固有谐振频率不断地发生改变, 因此谐振状态属于理想状态, 一般不易实现。逆变器在工作中, 采用它激扫频方式启动, 即逆变器从一个高频率(4 000 Hz)开始启动, 然后频率逐渐降低, 当频率低于逆变器的固有谐振频率时, 逆变器会进入容性工作区, 造成负载短路, 损坏开关管, 因此, 必须保证逆变器工

收稿日期: 2012-11-28

作者简介: 齐幸坤(1986-), 女, 硕士, 主要研究方向为电力电子技术与应用。

作在感性状态下。当调节逆变器的工作频率接近于负载固有谐振频率时,本文所设计的锁相环控制电路可以将工作频率锁定在负载固有谐振频率附近(f 略大于 f_0),以保证逆变器实现在感性状态下调节频率,进而调节功率。

1 IGBT 半桥逆变器工作原理

IGBT半桥逆变器的主电路结构如图1所示,图2中的示意图展示了上下桥臂上的开关管通断情况下,逆变器中的电流流向情况。

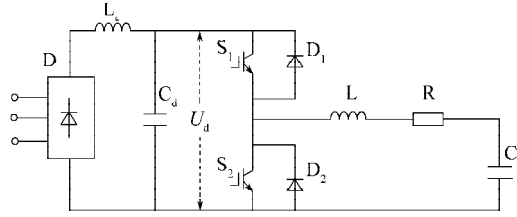


图1 IGBT 半桥谐振逆变器的主电路结构

Fig.1 Main circuit of IGBT half-bridge resonant inverter

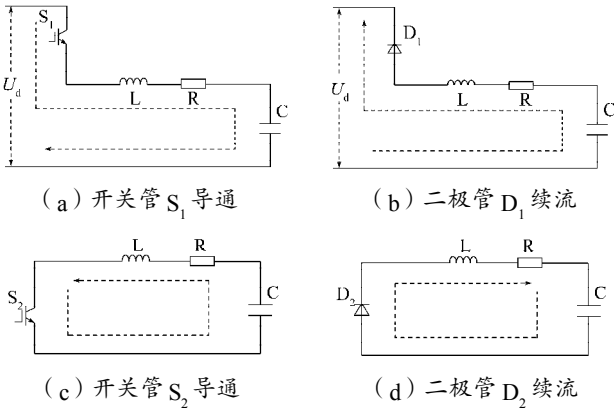


图2 半桥谐振逆变器的工作状态分析

Fig.2 Analysis on the working status of the half-bridge resonant inverter

下面是半桥逆变器的工作过程:

(1) 当开关管 S_2 关断 S_1 导通时,整流侧电源通过 S_1 - L - R - C - S_1 回路给负载供电,如图2(a)所示;

(2) 当开关管 S_1 关断 S_2 尚未导通时,由于负载处于小感性状态,负载电流通过 D_1 - C - R - L - D_1 回路反向续流,如图2(b)所示;

(3) 当开关管 S_1 关断 S_2 导通时,通过 S_2 - C - R - L - S_2 回路的谐振电流逐渐衰减,如图2(c)所示;

(4) 当开关管 S_2 关断 S_1 尚未导通时,由于负载处于小感性状态,负载电流通过 D_2 - L - R - C - D_2 回路续流,如图2(d)所示。

后一个周期继续重复这一过程。

2 调频锁相控制方案

2.1 调频控制数学模型^[2]

设 u_o 为逆变器输出电压,其幅值为 $U_d/2$,其中 U_d 为

输出电压绝对值的平均值,则展开成傅里叶级数为:

$$u_o = \frac{2U_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (1)$$

其中输出电压基波为:

$$u_{o1} = \frac{2U_d}{\pi} \sin \omega t \quad (2)$$

基波幅值 U_{olm} 和有效值 U_{ol} 分别为:

$$U_{olm} = \frac{2U_d}{\pi} \quad (3)$$

$$U_{ol} = \frac{\sqrt{2}U_d}{\pi} \quad (4)$$

基波阻抗为:

$$Z_1 = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (5)$$

则:

$$|Z_1| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} = \frac{R}{\cos \alpha} \quad (6)$$

其中

$$\alpha = \arctan \frac{\omega C}{R} = \arctan \left[Q \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \right] \quad (7)$$

式中: Q ——负载的品质因数; f ——逆变器的工作频率; f_0 ——负载的固有谐振频率。

阻抗和负载频率的关系曲线如图3所示。

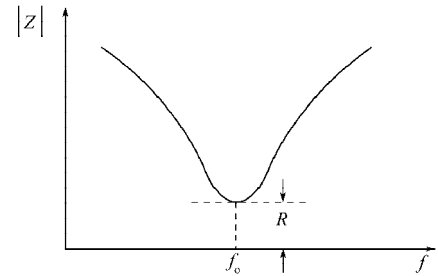


图3 负载频率随阻抗变化曲线

Fig.3 Impedance variation curve with the load frequency

输出电压基波为:

$$i_{o1} = \frac{2U_d}{\pi |Z_1|} \sin(\omega t - \alpha) \quad (8)$$

基波幅值 I_{olm} 为:

$$I_{olm} = \frac{2U_d}{\pi |Z_1|} = \frac{2U_d}{\pi R} \cos \alpha \quad (9)$$

$$I_{ol} = \frac{\sqrt{2}U_d}{\pi R} \cos \alpha \quad (10)$$

由式(4)和式(10)可推出,负载的输出功率为:

$$P_o = U_{o1} I_{o1} \cos \alpha = \frac{2U_d^2}{\pi^2 R} \cos^2 \alpha \quad (11)$$

由式(7)和式(11)可看出,通过调节频率可以调节功率因数角,从而调节输出功率。

2.2 调频锁相控制方案的仿真模型

调频锁相控制方案的结构框图如图4所示。

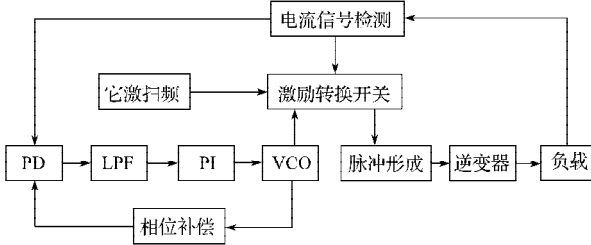


图4 锁相调频控制结构框图

Fig.4 Block diagram of PLL frequency control

逆变器采用它激启动,然后频率从高到低调节,当频率达到接近负载谐振频率时,用锁相控制电路将频率锁定,保证逆变器不进入容性工作区。锁相环控制电路的工作过程如下^[3]:

鉴相器(PD)有两路输入信号,一路取自负载电流信号经过过零检测后的电压信号,另一路取自压控振荡器的输出经相位补偿和过零比较后的电压信号,这两路输入信号通过PD鉴相后得到一个电压信号,此电压信号用来反映负载输入电压和负载输入电流之间的相位差^[1-2]。该电压信号经过低通滤波器(LPF)和比例积分环节(PI)实现无静差跟踪,输出一个电压信号。压控振荡器(VCO)将此电压信号转换成频率信号,该频率信号经过脉冲形成环节产生驱动脉冲信号,用来触发逆变器的开关管,从而实现频率和相位的调节^[4]。

3 仿真分析与样机试验

3.1 仿真分析

将整流输出部分用一个500 V的恒压源代替,设定逆变器的固有谐振频率为2 367 Hz, $C=113 \mu\text{F}$, $L=40 \mu\text{H}$, $R=0.08 \Omega$,搭建半桥串联逆变器的主电路模型,如图5所示。

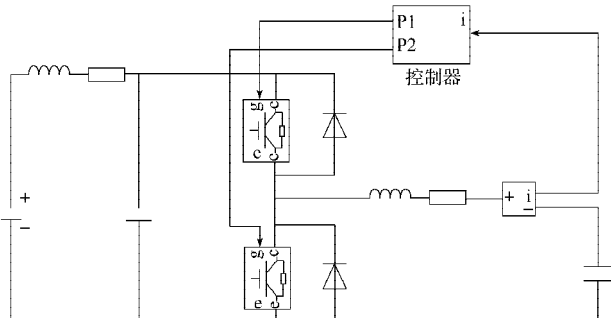


图5 半桥串联逆变器的主电路仿真模型

Fig.5 Simulation model of main circuit for half-bridge inverters in series
根据调频锁相控制原理,搭建了逆变器的仿真模

型如图6所示。

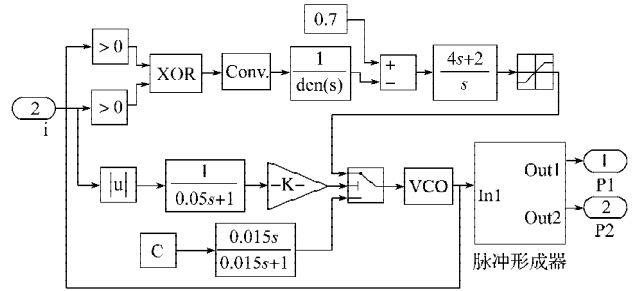


图6 调频锁相控制模块仿真模型

Fig.6 Simulation model of inverter FM PLL control module

设定逆变器的初始工作频率为4 000 Hz,从高向低扫频,当频率达到2 375 Hz时,它激扫频转为自激,由锁相环将频率锁定在2 375 Hz。它激转自激过程中,IGBT管压降和负载电流波形变化总趋势如图7所示,仿真时长为0.04 s,0.026 s时,它激扫频转为自激锁相,锁相后负载电流幅值为3 720 A,逆变器的输出频率被锁定在2 375 Hz,工作在准谐振状态下,此时电压电流之间的相位角为 $\phi=1.438^\circ$ 。

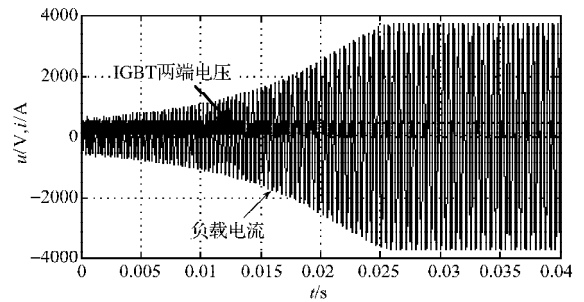
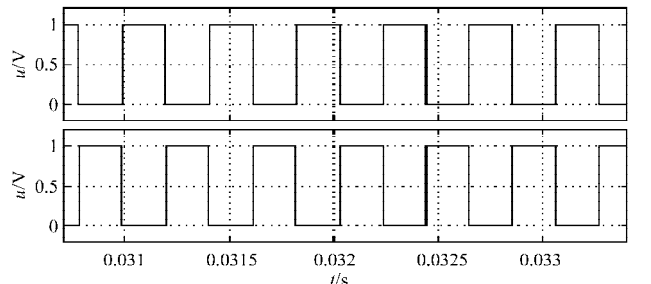


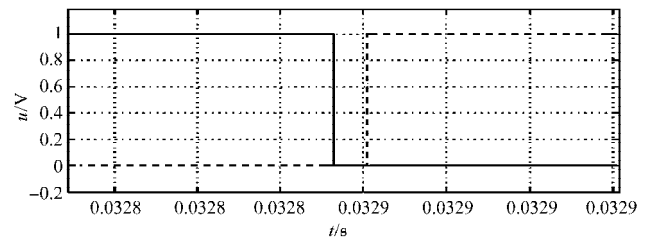
图7 IGBT管压降和负载电流波

Fig.7 Voltage drop and load current waveforms under FM PLL control

由于负载为串联谐振,为防止两开关管同时导通,造成开关管直通短路,损坏开关管,两触发脉冲之间应该留有一定的死区,如图8所示。



(a) 两路触发脉冲



(b) 两触发脉冲之间的死区

图8 开关管IGBT的两路触发脉冲

Fig.8 Two-way trigger pulses of the switch IGBT

在调频过程中,管压降及负载电流波形随频率的变化不断发生变化,如图9所示,图中方波为IGBT管压降,正弦波为负载电流波形。从图9(a)看出,当频率很高时,负载电流波形畸变较严重,幅值也比较小,即输出功率较小;当频率 $f=2\,850\text{ Hz}$ 时,随着频率的降低,负载电流波形越来越接近正弦波,输出功率也在不断增大,如图9(b)所示;当频率接近负载谐振频率时,电压超前电流一个小的相位角 ϕ ,系统通过锁相环将频率锁定在 $f=2\,375\text{ Hz}$,即保持 ϕ 不变^[3],相位锁定后的IGBT两端电压波形和负载电流波形如图9(c)所示。

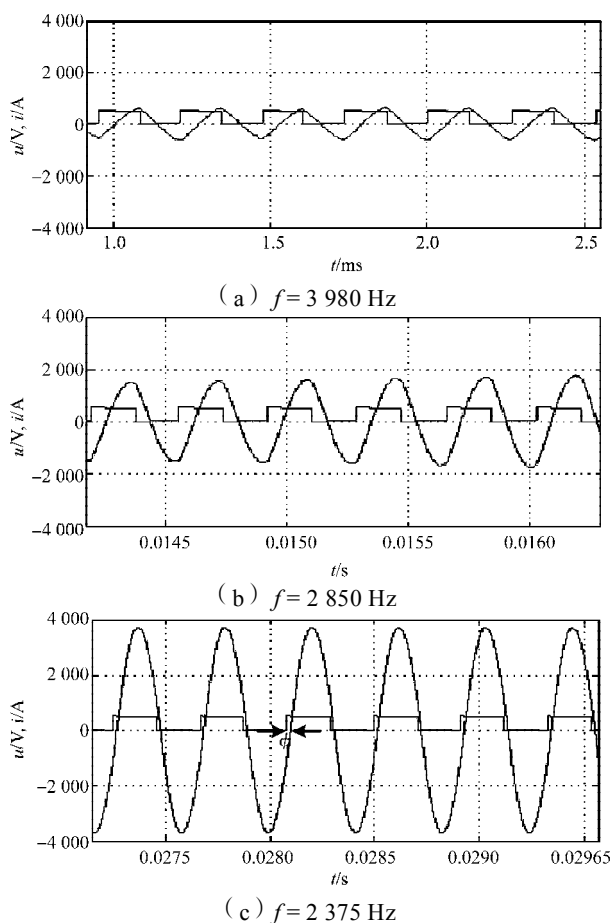


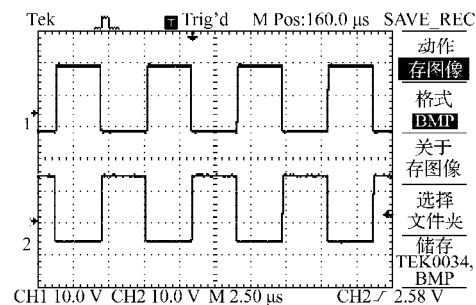
图9 IGBT管压降与负载电流仿真波形

Fig.9 Simulation waveforms of IGBT control voltage drop and load current

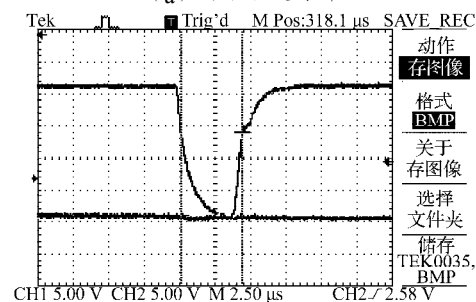
3.2 样机试验

根据上述控制原理搭建了一台频率为400 Hz的半桥型感应加热电源样机,设定初始频率为1 500 Hz,进行扫频,当频率接近400 Hz时锁相,使频率自动跟踪。试验结果如图10和图11所示。

样机试验结果与仿真实验预计结果相吻合,随着频率的降低,负载电流在不断地增大,从而输出功率也在不断增大。当负载频率接近谐振频率时,相位锁定,电流波形接近正弦波,如图11(d)所示。



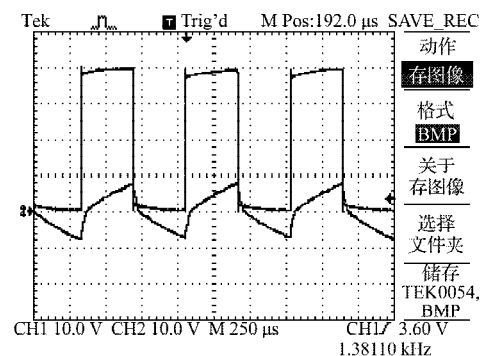
(a) 两路触发脉冲



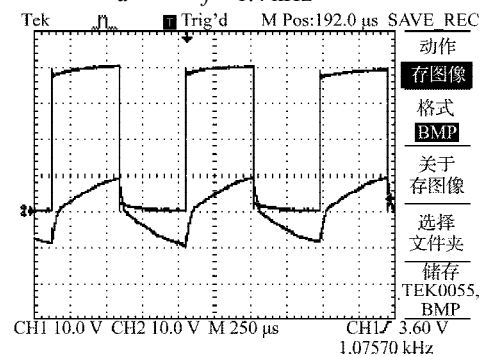
(b) 两脉冲之间的死区

图10 开关管IGBT的两路触发脉冲

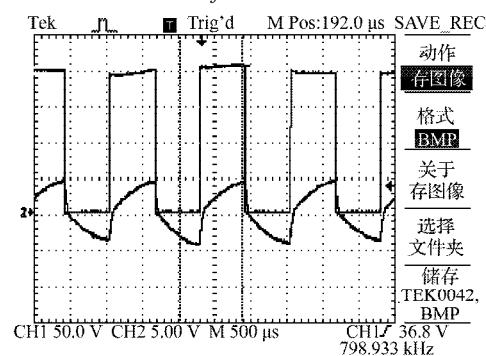
Fig.10 Two-way trigger pulses of the switch IGBT



(a) 频率 $f=1.4\text{ kHz}$ 的波形



(b) 频率 $f=1\text{ kHz}$ 的波形



(c) 频率 $f=799\text{ Hz}$ 的波形 (下转第20页)

