

# 超音频电源 IGBT 驱动脉冲重合时间的控制

管兴勇, 陈建进

(杭州鸿阳家电有限公司, 浙江 杭州 310018)

**摘要:** IGBT 并联式逆变超音频感应加热电源负载适应性强, 频率可达 70kHz, 功率可达几百千瓦, 现已在很多场合取代了 SCR 中频电源, 广泛应用在感应加热领域。主要简述了 IGBT 并联式逆变器的工作原理, IGBT 驱动脉冲重合时间的控制, 以及重合时间不足或太长所引发的问题。

**关键词:** 感应加热; 电源; 驱动 / 超音频电源

中图分类号: TM464

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2007)05-0073-02

## Research on the Superposition Time Control of Ultra-audio Induction-heating Power Supply based on IGBT Parallel Inverter

GUAN Xing-yong, CHEN Jian-jin

(Hangzhou Hongyang Household Electric Appliances co., ltd, Hangzhou 310018, China)

**Abstract:** Ultra-audio induction-heating power supply based on IGBT parallel inverter can adapt to variable load, whose frequency range can come up to 70kHz and the power can reach several hundreds kilowatt. At present it substitutes for SCR intermediate frequency power supply and can be applied to many fields especially induction-heating industry. The article mostly describes the working principle of the IGBT parallel inverter, the superposition time control of the pulse which can drive IGBT for working and the problem due to the overlong superposition time or insufficiency one.

**Keywords:** induction heating; power supply; drive / ultra-audio power supply

### 1 引言

用于感应加热电源的逆变器按其负载补偿谐振电容连接方式的不同, 可以分为并联逆变器和串联逆变器两类, 这里主要讨论的是并联逆变器。由于 IGBT 是全控型器件, 所以需要在换流结束后, 适时撤去另一路 IGBT 驱动脉冲, 这与晶闸管特性有很大不同。由 IGBT 构成的并联逆变器可以工作在感性状态下, 但会在逆变输入端产生很高的毛刺电压。在实际工作中, 感性状态是无意义的, 因此这里不作讨论; 而容性状态是真正需要的并联逆变器工作状态。为了提高逆变器的功率因数, 让逆变器尽可能工作在谐振点附近, 这样就需要一个触发引前时间  $t_b$ , 假设  $t_b$  为恒定并足够使 IGBT 关断。下面主要讨论 IGBT 并联逆变器工作原理, IGBT 驱动脉冲重合时间不足及太长引起的问题以及驱动脉冲重合时间的合理范围。

### 2 IGBT 并联逆变器工作原理

图 1 示出并联逆变器主电路图。该电路的负载是一个谐振回路, 其工作频率略高于谐振频率, 工作在偏容性状态。其工作过程可分为 4 个阶段<sup>[1]</sup>。

(1) 阶段① 在图 1 中, 若给  $VI_1$  和  $VI_3$  施加驱

动脉冲, 则电流  $i_{Ld}$  从 P 端经  $VD_1$  和  $VI_1$  到负载, 再经  $VI_3$  和  $VD_3$  到 N 端, 该阶段为中频交流电的正半周, 电流方向如图 1 中  $i_a$  所示。此时补偿电容 C 两端所充的电压为左正右负的  $U_H$ 。

图 1 并联逆变器主电路

(2) 阶段②  $VI_1$  和  $VI_3$  导通半个周期后, 再给  $VI_2$  和  $VI_4$  施加驱动脉冲, 此时  $VI_1$  和  $VI_3$  的驱动脉冲依然存在, 于是造成 4 个桥臂同时导通的“暂态短路”, 但这并不会引发电源故障, 原因是直流电路中有一个很大的滤波电感  $L_d$ , 其电流  $i_{Ld}$  不能突变。由于 C 被 8 只元件短接, 其第一阶段充上的电压  $U_H$  就要放电, 其电压极性促使  $VD_1, VI_1$  和  $VI_3, VD_3$  的电流下降, 而使  $VD_2, VI_2$  和  $VI_4, VD_4$  的电流上升, 直至  $VD_1, VI_1$  和  $VI_3, VD_3$  中的电流下降为零, 而使  $VD_2, VI_2$  和  $VI_4, VD_4$  的电流上升为  $i_{Ld}$ 。

(3) 阶段③ 换流结束后, 电流经  $VD_2, VI_2$  和  $VI_4, VD_4$  反向流过负载, C 两端的电压变为右正左负, 该电压为阶段④关断  $VI_2, VI_4$  做好准备, 该阶段为中频电流的负半周。

(4) 阶段④ 当  $VI_2$  和  $VI_4$  导通半个周期后, 再次给  $VI_1$  和  $VI_3$  驱动脉冲, 开始  $VD_2, VI_2, VI_4, VD_4$  和

定稿日期: 2006-11-13

作者简介: 管兴勇(1978-), 男, 助理工程师, 研究方向为感应加热电源。

VD<sub>1</sub>, VI<sub>1</sub>, VI<sub>3</sub>, VD<sub>3</sub> 的换流, 其过程与阶段②一样, 所不同的是这次是将 VD<sub>2</sub>, VI<sub>2</sub>, VI<sub>4</sub>, VD<sub>4</sub> 中的电流换给 VD<sub>1</sub>, VI<sub>1</sub>, VI<sub>3</sub>, VD<sub>3</sub>, 从而使 VI<sub>2</sub>, VI<sub>4</sub> 关断, 回复到阶段①的工作状态。

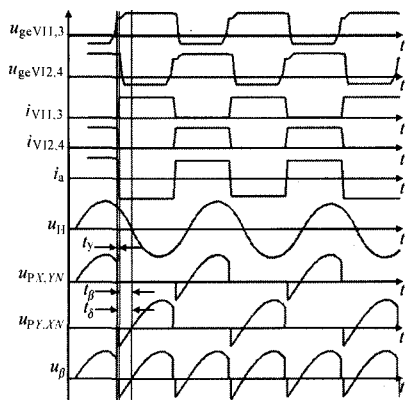


图 2 并联逆变电路中各点波形

图中  $u_{geV11,3}, u_{geV12,4}$  —— VI<sub>1</sub>~VI<sub>4</sub> 的驱动脉冲波形  
 $i_{V11,3}, i_{V12,4}$  —— 4 个桥臂上电流波形  
 $t_\gamma$  —— 逆变器换流时间, 与电路分布电感、负载轻重等因素有直接关系  
 $t_\beta$  —— 反压时间, 该时间段内快恢复二极管 VD 承受反电压  
 $t_0(t_\gamma+t_\beta)$  —— 触发引前时间,  $t_0$  由控制回路跟踪负载谐振电压的相位通过锁相环产生恒定的超前时间

### 3 驱动脉冲重合时间控制分析

#### 3.1 驱动脉冲重合时间不足时波形分析

何时撤销 IGBT 的驱动脉冲为宜? 先分析过早撤销 IGBT 驱动脉冲产生的问题。图 3 示出 IGBT 驱动波形。

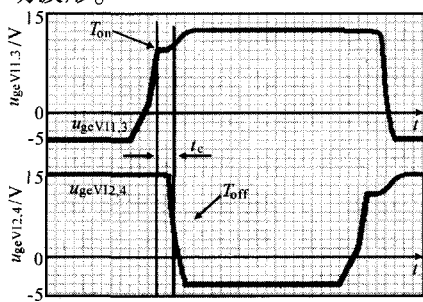


图 3 两对 IGBT 驱动脉冲波形

图中  $T_{on}$  —— IGBT 完全开通时刻  
 $T_{off}$  —— IGBT 关断点  
 $t_c$  —— 两路 IGBT 驱动脉冲的重合时间

图 2 所示, 即  $t_c < t_\gamma$ 。此时, 滤波电感中电流  $i_{ld}$  发生了突变,  $di_{ld}/dt$  变化会非常大, 从而使滤波电感两端产生一个极高的电压, 而该电压加到逆变输入端, 使逆变输入端电压  $u_\beta$  产生一个电压毛刺。图 4 示出  $u_\beta$  波

形, 4 个桥臂所承受电压的波形为  $u_\beta$  的半个周期。

该异常电压毛刺的高低取决于  $t_c$  的长短及负载的轻重等情况。若  $t_c \ll t_\gamma$  的话,  $u_\beta$  端毛刺就会越高, 而最极端的情况是 VI<sub>1</sub>, VI<sub>3</sub> 还未开通, 就关断 VI<sub>2</sub>, VI<sub>4</sub>。此时, 产生的毛刺会极高, 往往会损坏 IGBT。而负载越重,  $t_c$  又不够长, 产生的毛刺也会比轻载时更高, 因为此时滤波电感中电流变化率  $di_{ld}/dt$  更大; 有时轻载时逆变输入端

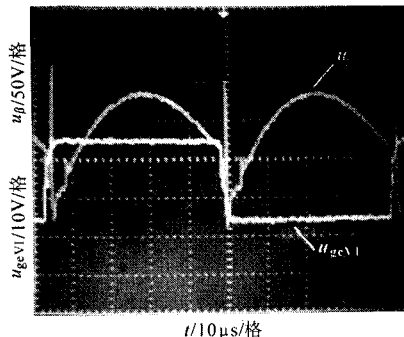


图 4 驱动脉冲重合时间太短时波形图

$u_\beta$  不会产生电压毛刺, 而一旦感应圈中放料, 即重载时,  $u_\beta$  两端却产生了毛刺, 这是因为轻载时  $t_c > t_\gamma$ , 而重载时,  $t_\gamma$  也会变长, 致使  $t_c < t_\gamma$  而产生毛刺。在实际工作中应注意该问题。

#### 3.2 驱动脉冲重合时间太长引起的问题

现在讨论  $t_c$  过长会导致的后果。结合图 2、图 3, 如果驱动脉冲重合时间超过了触发引前时间, 即  $t_c > t_0$ , 则在触发引前时间过后, VI<sub>1</sub>, VI<sub>2</sub>, VI<sub>3</sub>, VI<sub>4</sub> 会同时导通, 由于滤波电感  $L_d$  的存在,  $i_{ld}$  并不会迅速上升导致系统过流而产生电源保护动作; 如果 VI<sub>2</sub>, VI<sub>4</sub> 在系统过流动作前关断, 由于  $i_{ld}$  发生了突变, 致使  $di_{ld}/dt$  急剧变化,  $u_\beta$  就会产生高压毛刺, 此时 4 个桥臂波形如图 5 所示; 如果  $t_c$  足够长, 就会导致系统过流产生电源保护动作。

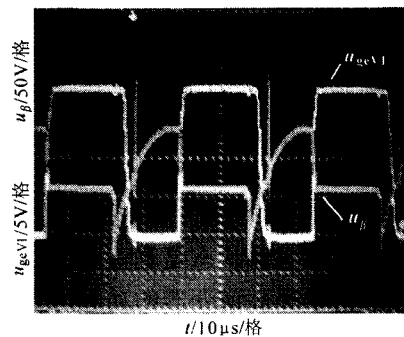


图 5 驱动脉冲重合时间过长时波形

### 4 结论

综上所述, 并联式逆变 IGBT 超音频感应加热电源两对 IGBT 驱动脉冲重合时间  $t_c$  必须控制在一个合理的范围内, 该时间必须大于负载换流时间  $t_\gamma$ , 而小于触发引前时间  $t_0$ , 即  $t_\gamma < t_c < t_0(t_\gamma+t_\beta)$ , 这样才能使 IGBT 工作在安全区, 而不至于因电压毛刺过高而导致电源损坏。

#### 参考文献

[1] 林渭勋. 可控硅中频电源[M]. 北京: 机械工业出版社, 1983.