第24卷 第5期
2003年10月
焊 接 学 报
TRANSACTIONS OF THE CHINA WELDING INSTITUTION
Vol. 24 No. 5
October 2003

串联谐振式高频感应焊接逆变电源

沈锦飞， 颜文旭， 惠 晶， 吴 雷
（江南大学 通信与控制工程学院，江苏 无锡 214036）

摘 要：传统的高频感应加热电源通过改变逆变器的工作频率来调节输出功率，逆变器的输出功率因数很低，而且逆变器开关管工作在硬开关状态，开关损耗大，效率低。按照大功率发电机、变压器铜排绕组焊接工艺和不同规格铜排的焊接要求，这种设备不适合这类应用。作者研究了新型频率跟踪电路，控制逆变器工作在谐振状态，负载等效阻抗呈电阻性，逆变器的输出功率因数接近1，大大减小了开关器件的功率损耗，提高了整机的效率。功率调节采用直流斩波调压实现。设计并制作了20 kHz/30 kW串联谐振式高频感应焊接逆变电源，改变了传统的焊接工艺，具有体积小、效率高、加热速度快等优点。

关键词：焊接；高频感应；零电流开关；发电机；变压器
中图分类号：TG439.9 **文献标识码**：A **文章编号**：0253-360X(2003)05-77-04

沈锦飞

0 序 言

感应加热是利用电磁感应原理在工件中产生的涡流进行加热[1]。感应加热焊接具有精确的加热深度和加热表面积，不需要外部热源，因而热量损耗低、工作环境清洁，被焊接的工件不需要和感应器接触，且容易实现功率密集，因而加热时间短，热效率高，容易实现控制，是一种较理想的焊接工艺。20世纪80年代起，随着大功率开关器件的发展，各国都竞相研制以半导体功率器件为开关元件的逆变式高频感应电源，并应用到焊接领域。传统的高频感应加热电源采用桥式逆变电路，通过改变逆变器的工作频率来调节输出功率。为了减小逆变管的开关损耗，逆变器的工作频率应大于其谐振频率。若逆变器的工作电压不变，则在谐振点附近负载等效阻抗最低，电流最大，因而输出功率亦最大。当提高逆变器工作频率时，负载等效阻抗随之增高，电流减小，输出功率亦随之减小[2]。这种逆变器的工作方式存在的主要问题是，由于负载是感性的，因而逆变器的输出功率因数很低，而且逆变器开关管工作在硬开关状态，开关损耗大，效率低。作者设计的高频感应焊接逆变电源，按照大功率发电机、变压器铜排绕组焊接工艺和不同规格铜排的焊接要求，用IGBT作为开关器件，采用PWM直流斩波电路进行功率调节，用电流调节和功率调节组成双闭环功率控制电路，控制PWM电路的驱动信号，通过PWM调节斩波电路输出电压来调节逆变电源的输出功率。采用串联谐振式全桥DC/AC逆变电路，控制逆变器的工作频率，使逆变器工作在谐振状态，负载等效阻抗呈电阻性，因而逆变器的输出功率因数接近1。针对焊接工件的变化而造成的负载特性的变化，导致谐振频率发生变化，使逆变器偏离谐振工作点。作者采用频率自动跟踪的控制技术，通过检测谐振回路的电流，经相位补偿和过零比较，产生和谐振回路电流频率相同的方波信号，控制PWM电路的驱动信号，使逆变器的工作频率等于或略高于其谐振频率，这样IGBT能始终工作在零电流开关状态或零电压开通、零电流附近开通和关断。

收稿日期：2003-03-07

1 串联谐振式逆变电路

1.1 串联谐振式逆变主电路拓扑

串联谐振式高频感应焊接电源的逆变电路拓扑如图1所示。逆变电路采用IGBT作为主电路开关，用单相逆变桥结构，图中 $VT_1 \sim VT_4$ 为IGBT开关器件；$VD_1 \sim VD_4$ 为快恢复反并联二级管；L_0 为感应线圈电感折算到高频变压器初级的等效电感；C_0 为串联谐振电容；L_0C_0 组成串联谐振电路，$VT_1 \sim VT_4$ 上承受的电压为方波，电流为正弦半波。如果给 $VT_1 \sim VT_4$ 驱动信号的频率与 L_0C_0 串联谐振频率一致，则负载 L_0C_0 两端的电压 U 和电流 I 的相位差为零，如图2a所示，$VT_1 \sim VT_4$ 在电流为零时进行开关切换(ZCS)。

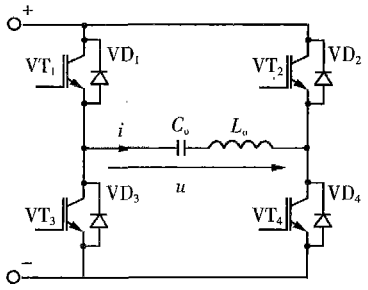
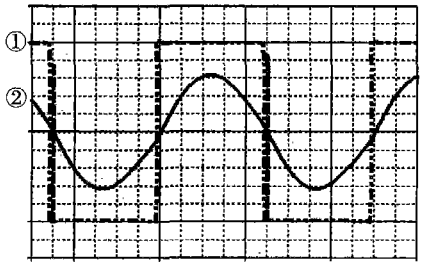
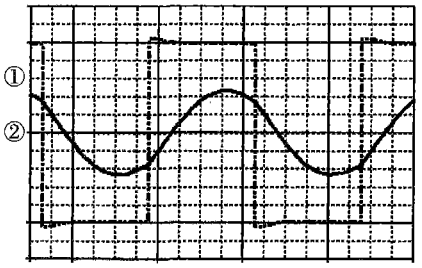


图1 逆变主电路

Fig. 1 Main circuit of converter



(a) Voltage and current waveform when drive frequency is equal in resonant frequency
(1-U:100 V/div 2-I:30 A/div time:5 μs/div)



(b) Voltage and current waveform when drive frequency is higher than resonant frequency
(1-U:100 V/div 2-I:30 A/div time:5 μs/div)

图2 串联谐振式逆变电路的仿真波形

Fig. 2 Imitative waveform of serial-resonant circuit of converter

当负载变化时 L_0 增加，谐振频率 f 减小，驱动信号的频率高于谐振频率，电流从正半波过零之前关断 VT_1、VT_3，原来通过 VT_1、VT_3 的电流 I 换相到二极管 VD_2、VD_3，当 VD_2、VD_3 导通后再触发 VT_2、VT_4，这时 VT_2、VT_4 由于 VD_2、VD_3 的导通而承受负偏压。当 I 过零反向后，VT_2、VT_4 以零电压导通，VD_2、VD_3 随后截止。下半周期工作原理相同。这种情况 VT_1 ~ VT_4 是以零电压导通(ZVS)，如果驱动信号的频率略高于谐振频率，可做到接近零电流关断和开通，负载电流相位差滞后于电压。如图2b所示。如果驱动信号的频率高于谐振频率很多，IGBT 切换时电流远离过零点，开关电流增大。

1.2 逆变器控制与频率跟踪电路

逆变器控制采用 UC3825 PWM 集成控制电路。在焊接过程中，当串联谐振逆变电路工作在谐振状态时，谐振回路呈电阻性，工作频率等于负载的谐振频率。由于焊接工件的规格不同，感应线圈的等效电感和等效电阻将改变，谐振频率发生变化，如果不改变逆变电路 IGBT 的驱动频率，将使逆变器偏离谐振点，不仅使逆变桥上 IGBT 偏离零电流开关点，引起开关损耗增大，而且当逆变器工作频率高于负载谐振频率较大时，在一定的 Q 值下，还会使负载阻抗增大，逆变器的无功功率增加，输出功率因数下降，功率容量不能充分利用。因此作者设计的逆变控制电路具备频率跟踪功能，使逆变器的工作点保持在谐振点附近，从而实现 IGBT 的 ZCS 开关，并且有效利用逆变器的输出功率容量。一般的频率跟踪采用锁相环控制(PLL)，通过检测输出电压和电流的相位差，控制锁相环电路的触发信号输出频率，达到频率跟踪的目的[3]。这种频率跟踪控制方法电路比较复杂，而且要检测电压和电流两个信号。作者设计的频率跟踪电路，只要检测电流信号，电路简单。当焊接过程中谐振回路的感应线圈等效电感、电阻发生变化时，谐振频率跟随变化，频率跟踪电路及时调节触发频率，达到频率跟踪的目的。频率跟踪电路见图3。

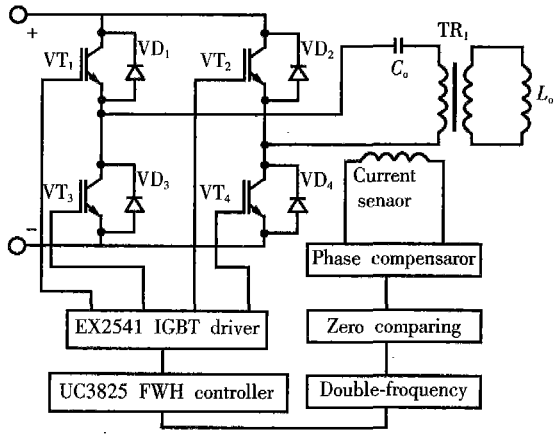


图3 频率跟踪电路

Fig. 3 Tracking circuit with frequency

由 PWM 专用芯片 UC3825 发出触发信号，经驱动电路进行功率放大，轮流触发 VT_1、VT_4 和 VT_2、VT_3 导通，经传感器检测谐振回路的电流，通过相位补偿、零电压比较器 OP_1 进行比较。当谐振回路的电流从负半波到正半波过零时，比较器 OP_1 输出高电平，经倍频电路、UC3825 的外同步端使输出驱动频率跟踪谐振频率，触发 VT_1、VT_4 导通。当谐振回路的电流从正半波到负半波过零时，比较器 OP_1 输

出低电平,经倍频电路、UC3825 的外同步端使输出驱动频率跟踪谐振频率,触发 VT_2、VT_3 导通。这样 IGBT 的驱动频率完全由谐振回路电流的频率决定,触发相位由谐振回路电流的过零点决定。相位补偿电路根据电流传感器、过零比较器、倍频电路、UC3825 和驱动电路的延迟时间决定,保证驱动信号的开关时刻正好在谐振电流的过零点。

1.3 谐振回路参数设计

设逆变器的谐振频率为 f,谐振回路的品质因数为 Q,谐振回路等效电阻为 R,由式(1)和(2)可得 L_0 C_0 的计算公式(3)、(4)。

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}}。\tag{1}$$

$$Q=\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}。\tag{2}$$

$$L_0=\frac{QR}{2\pi f}。\tag{3}$$

$$C_0=\frac{1}{2\pi fQR}。\tag{4}$$

2 PWM 功率调节电路

2.1 直流斩波电路

功率调节由二极管三相桥式整流电路、直流斩波电路、功率控制电路组成。虽然串联谐振逆变器的功率调节可以通过改变逆变器的输出频率实现,但这样会使实际调节功率的范围缩小。而且由于逆变器工作在非谐振工作状态,功率因数低,实际输出有功功率小,大大影响了加热效果。作者研制的高频感应逆变焊接电源采用直流斩波,加大调压范围,以实现通过调节电压来控制功率,调压主回路的功率器件采用 IGBT,见图 4。

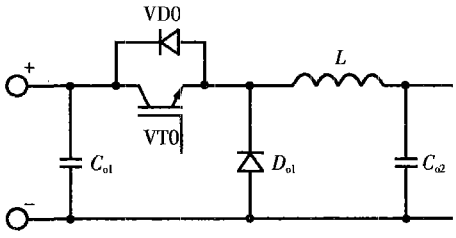


图 4　直流斩波主电路

Fig. 4　Buck chopper

用 TL494 PWM 专用芯片来产生不同占空比的方波信号,可将从电流和功率双闭环控制电路送来的调节信号转换成相应的脉宽驱动信号。通过 IGBT 的栅极驱动电路控制斩波电路的输出电压,经 LC 滤波电路,给逆变电路提供平稳的直流电压。IGBT 的栅极驱动电路在整个电路中具有非常重要的地位,栅极驱动电路性能不好,常常造成 IGBT 的损坏,设计中采用 EXB841 专用驱动电路。

2.2 滤波电路设计[4]

设焊接电源额定输入容量为 P_i,不考虑波动,空载整流输出直流峰值电压约为 U_{d_1},加上电容滤波后,在负载情况下,电压有所下降,设最大压降为 ΔU,平均电压为 U_{d_2},直流平均电流为 I_d,则有

$$\nabla U=\frac{I_d}{C_0}T_1。\tag{5}$$

对三相桥式整流电路,T_1取 2.2 ms,则滤波电容 C_{0_1}为

$$C_{0_1}=\frac{I_d}{\nabla U}T_1。\tag{6}$$

直流斩波电路输出采用 LC 滤波,根据斩波电路满足连续导电模式的条件

$$Lf_s>\frac{V_0}{2I_0}(1-D),\tag{7}$$

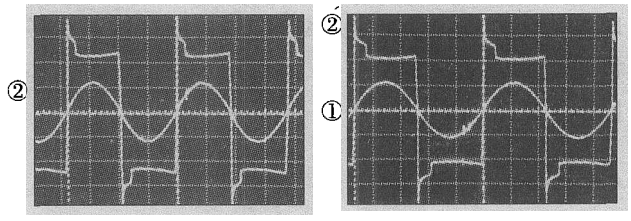
式中:$V_0/I_0=R$ 是逆变电路串联谐振回路的等效电阻;D 为脉宽占空比,当 D 接近零时,要求的滤波电感 L 和滤波电容 C 最大;f_S为斩波频率 。输出纹波

$$\frac{\Delta V_0}{V_0}=\frac{1-D}{8LC_{0_2}f_s^2}。\tag{8}$$

当输出纹波给定可得 C_{0_2}。

3 试验结果

采用串联谐振式零电流开关逆变器和 PWM 直流斩波功率调节电路,研制了 20 kHz/30 kW 的高频感应逆变焊接电源,图 5a 是母线铜排焊接面积为 100 mm×40 mm×10 mm 和绕组铜排 24 根每根规格 20 mm×5 mm 搭接嵌焊试验时的逆变电源电压、



(a) Voltage and current waveform when the resonant frequency is 26.6 kHz (1-U:200 V/div　2-I:60 A/div　time:10 μs/div)

(b) Voltage and current waveform when the resonant frequency is 21.4 kHz (1-U:200 V/div　2-I:60 A/div　time:10 μs/div)

图 5　串联谐振式逆变电路试验波形

Fig. 5　Test waveform of serial-resonant circuit of converter

电流波形,谐振频率为26.6 kHz,图5b为单独绕组铜排12根每根规格为20 mm×5 mm搭接嵌焊试验时逆变电源电压、电流波形,谐振频率为21.4 kHz。

从图5可以看出,当焊接工件变化时,谐振频率发生变化,逆变器能跟踪谐振频率,IGBT始终工作在零电流开关状态,实现了ZCS。

4 生产应用

大功率变压器和发电机铜排绕组焊接是实际生产的一个重要环节,焊接质量的好坏直接影响到寿命长短。目前国内在变压器和发电机生产行业,中小变压器和发电机铜排绕组焊接工艺主要采用电阻焊,其缺点是热效率低,焊接时间长,并且加热的温度不均匀,影响焊接质量,而大功率变压器和发电机铜排绕组焊接主要采用气焊,这种焊接工艺由于是外部加热,存在焊接时间长、内外焊接温度不均匀等缺点。采用高频感应逆变焊接工艺,铜排绕组和母线铜排固定在一起,中间嵌入焊片,然后放入高频感应逆变电焊机的感应线圈内。为了使铜排能方便地从感应线圈内取出,感应线圈设计成开口式,焊接时在两边加压,使嵌在铜排内的焊片熔化后均匀地填满空隙。当逆变电焊机的感应线圈通过1 kA以上的高频电流,绕组铜排连同焊片一起在感应涡流的作用下迅速加热,40 s左右,铜排连同焊片加热到800 ℃左右,焊片熔化,然后经短时间保温自然冷却,焊接完成。当更换铜排规格时,谐振回路的参数发生变化,谐振频率随着改变,控制回路跟踪谐振电流频率,控制逆变电路始终在谐振工作点附近,感应线圈始终工作在最高效率状态。

5 结 论

(1) 高频感应逆变焊接电源采用新颖输出频率跟踪控制电路,功率调节采用直流斩波调压方式,逆变电路采用串联谐振逆变器,IGBT工作在零电流开关状态,减小了IGBT的开关损耗,提高了整机的功率因数,加热效率大大提高。

(2) 研制的串联谐振式高频感应逆变焊接电源已在国内大型发电机和变压器生产厂应用,改变了传统的焊接工艺,提高了焊接质量。

参考文献:

[1] 刘志儒,卢锦宝. 金属感应热处理[M]. 北京:机械工业出版社,1985. 1~15.

[2] 吴兆麟,林 刚,兰 奎. 串联逆变式高频感应加热电源[J]. 电力电子技术,1994,28(1):18~21.

[3] Chen Mu-ping, Chen Jan-Ku, Murata Katsuki, *et al*. Surge analysis of induction heating power supply with PLL[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(5):702~709.

[4] 曲稳太,诸 静. 大功率IGBT高频逆变电焊机的研究[J]. 电力电子技术,2001,35(2):31~33.

作者简介: 沈锦飞,男,1955年8月出生,工学硕士,副教授。主要从事电力电子与电气传动的教学与科研工作,获省部级教学、科研成果二等奖2项,发表论文10余篇。

Email: sjf@sytu.edu.cn

[上接第64页]

从实际波形与仿真波形上都可以看出,采用逆变环节控制方式时,系统的响应速度明显减弱。很难保证在液桥分断前100~200 μs时间内将输出电流减到理想值;而采用输出斩波控制方式,由于斩波时增大了回路电阻值,使系统响应速度加快,就能够满足表面张力控制的需要,参见图11中*a*、*b*两点之间的波形。

5 结 论

(1) 采用逆变环节控制方式时,系统的动态响应速度下降,很难在100~200 μs内将电流值减小到维弧电流值,不能满足表面张力过渡控制的需要,不宜采用。

(2) 采用输出斩波控制方式能够有效、快速地将电流减小到理想值,而满足控制的需要。但需要附加环节释放斩波开关关断后输出电感中的能量,损耗有所增加。

参考文献:

[1] 罗卫红. 波控CO_2焊恒流等熔深智能控制的研究[D]. 广州:华南理工大学,2000.

[2] 王其隆. 弧焊过程质量实时传感与控制[M]. 北京:机械工业出版社,2000.

[3] Linken company. System and method of short circuit arc welding [P]. U. S. Patent, 5148001, 2000.

[4] 程卫国,冯 峰,王雪梅,等. MATLAB5.3精要、编程及高级应用[M]. 北京:机械工业出版社,2000.

[5] 朱六妹,杜宪昌,王 伟. CO_2电弧焊动态特性的仿真研究[J]. 电焊机,2001,31(11):14~16,35.

作者简介: 刘明志,男,1974年7月出生,工学硕士。主要从事逆变弧焊电源的开发。

Email: liumingzhizongyu@163.net