

# 三相大功率焊接逆变电源的网侧电流谐波抑制

陈树君 殷树言 卢振洋

冯 雷 李亮玉

(北京工业大学北京市焊接设备研究与开发中心)

(哈尔滨工业大学现代焊接生产技术国家重点实验室)

**摘 要** 逆变焊接电源改善了焊机的效率和控制性能,但是却提高了焊机输入电流的谐波畸变水平。有源功率因数校正技术通过电力电子元件的开关作用来消除非线性负载的谐波电流,使来自电网的电流是正弦波。本文分析了焊接逆变电源的功率因数和输入电流谐波畸变的关系,提出了一种连续电流输入的三相功率因数校正电路的方案,其连续的正弦电流输入是通过采用平均电流控制技术实现的。谐波抑制方案的理论分析通过数字仿真结果进行了验证。一台 10kW 样机的部分试验结果例证了三相功率因数校正电路的工作过程。

**关键词:** 弧焊逆变电源 三相功率因数校正 有源滤波器 电流谐波

## 0 序 言

逆变焊接电源以其体积小、重量轻、效率高、控制性能好的优势得到用户的青睐,但国内外的许多逆变焊机生产厂商对自己产品的功率因数有意或无意报得很高。由于逆变焊接电源对电网来说,本质上是一个大的整流电源。逆变电源的输入电流波形是一种尖角波,畸变严重。功率因数应该是位移因子和畸变因子的积。如果只考虑了位移因子而忽略谐波畸变因子,功率因数的评价将不符合实际情况。采用一般的电流电压表测量出的功率因数只是反映了基波的位移因子而未反应谐波畸变因子,这就是目前逆变焊机功率因数报得较高的原因。只有采用谐波分析方法或采用谐波分析仪测量出来的功率因数才是逆变焊机的真正的功率因数。国际电工委员会(IEC)和国际电气与电子工程师协会(IEEE)都成立了专门的工作小组,制定了电力系统与电工产品的谐波限制标准(IEC 61000—3—2 和 IEEE 519—1992)。从 1996 年起,这两个标准在欧共体国家已经具有法律效力<sup>[1,2]</sup>。我国从 1998 年起已经开始制定谐波限制标准,所以研究逆变焊接电源的谐波抑制技术已经迫在眉睫。

电源系统的低频谐波抑制一般采用无源滤波(Passive filter)和有源滤波(Active filter)两种方法,其中有源滤波也称为有源功率因数校正(Active power factor correction)。无源滤波就是在整流桥的交流侧或直流侧安放 LC 滤波器,但是它的等级必须和负载的无功功率相当,而且它的补偿特性容易受到电网阻抗和负载变化的影响,并且容易产生电流谐振和电压谐振。尤其是对于负载不断变化的焊接电源来说,很难设计一个能够涵盖整个负载范围谐波的 LC 滤波器。而有源滤波器(Active Power Filter)通过电力电子技术来消除输入电压、电流的谐波分量,通过电力电子元件的开关作用,使输入的电压、电流波形接近正弦波,将其最低次谐波分量移到高频范围,剩余的谐波分量就可以很容易用无源滤波的方法滤除。而且,有源滤波器能够对变化的谐波进行迅速的动态跟踪补偿,补偿特性不受电网特性和负载波动的影响。采用有源滤波的方法,可以使逆变焊机的功率因数大幅度提高,减少逆变电源对电网的谐波污染,同时也可以降低供电变压器的容量。

## 1 谐波与功率因数

国际上公认的谐波的含义为:谐波是一个周期电气量的正弦波分量,其频率为基波频率的整数

倍, 因此, 通常也称为高次谐波。非正弦周期量偏离正弦波的程度, 常以各次谐波有效值的平方和的方根值占基波有效值的百分比来表示, 称为畸变率 THD (Total Harmonic Distortion)。例如, 电流的谐波畸变率为

$$\text{THD}_I = \frac{100}{I_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} (\%)$$

(1)

式中  $I_1$ ——基波有效值。

在供电系统中, 从变电所和电源方面来看, 要求能充分利用设备的容量, 减少设备的损耗; 从用户和负载方面来看, 要求电网电压的有效值和频率稳定并且电压的波形尽可能是正弦波。工程上许多电工设备将其电压和电流的有效值的乘积看成为功率的设计极限值。为了研究对电工设备的最大利用容量, 引入视在功率  $S = UI$ 、无功功率  $Q = UI \sin \varphi$  和功率因数  $PF = \cos \varphi = \frac{P}{S}$  的概念 ( $P$  为有功功率)。在正弦波的情况下, 功率因数就等于电压和电流之间相位差的余弦, 各项功率数值之间的关系, 可用图 1 的功率三角形来表示。但是对于非正弦周期电路来说, 视在功率为

$$S = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}$$

(2)

显然,  $S^2 \neq P^2 + Q^2$ , 于是引入畸变无功功率  $D$ , 这样

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$$

(3)

式中  $Q$  是由于电压电流不同相位所引起的无功功率, 称为位移无功功率,

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \sin \varphi_k$$

(4)

畸变无功功率为

$$D = \sqrt{\sum_{m \neq n} [U_m^2 I_n^2 + U_n^2 I_m^2 - 2 U_m I_m U_n I_n \cos (\varphi_m - \varphi_n)] + \sum_{m \neq n} U_m^2 I_n^2}$$

(5)

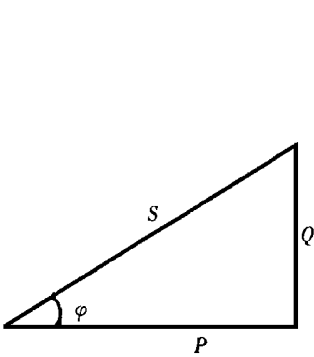


图 1 功率三角形  
Fig. 1 Power triangle

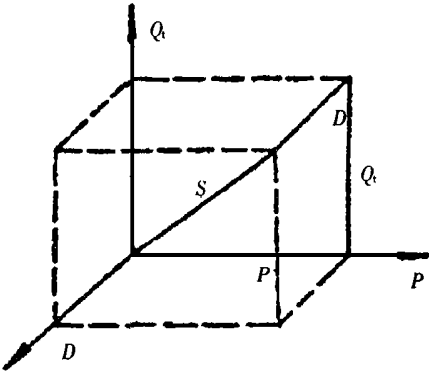


图 2 功率立方体  
Fig. 2 Power cube

非正弦周期量各项功率之间的数值关系可以用图 2 所示的功率立方体来表示。根据功率因数是有功功率和视在功率的比值的定义, 非正弦周期电路的功率因数为

$$PF = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}}$$

(6)

在此处,  $PF$  已经不是实际电压和电流之间的相位差的余弦的概念。

一般情况下, 供电电网电压的畸变率相对于电流的畸变低得多, 且电网的电压畸变多是由于电流的畸变引起的, 为了研究问题简化, 可以把电网电压看作标准正弦波, 则有功率为

$$P=UI_1\cos\varphi_1 \tag{7}$$

视在功率为

$$S=UI=U\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty}I_n^2} \tag{8}$$

则功率因数为

$$PF=\frac{P}{S}=\frac{I_1\cos\varphi_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty}I_n^2}} \tag{9}$$

令 $\gamma=\frac{I_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty}I_n^2}}$ , 则

$$PF=\gamma\cos\varphi_1 \tag{10}$$

其中,  $\gamma$  定义为畸变因子,  $\cos\varphi_1$  定义为位移因子, 即功率因数是畸变因子和位移因子的乘积。畸变因子  $\gamma$  和电流谐波畸变率  $THD_I$  的关系是

$$THD_I=\sqrt{\frac{1}{\gamma^2}-1} \tag{11}$$

$$\gamma=\frac{1}{\sqrt{1+(THD_I)^2}} \tag{12}$$

对于普通的逆变焊机, 位移因子  $\cos\varphi_1$  约等于 0.9, 电流谐波畸变率约等于 85%, 根据式 (12), 畸变因子  $\gamma$  约等于 0.76, 这样, 焊机的功率因数大约在 68% 左右。通常用电磁式仪表测量的功率因数, 只是电路的位移因子, 这就是通常的弧焊逆变电源功率因数的标称值较高的原因。

## 2 平均电流控制的谐波抑制技术

通常的有源谐波抑制电路是在桥式整流之后, 增加一个校正环节 (Boost PFC 电路), 使输入电流变成与电网电压几乎完全同相的正弦波, 并且可以使电流畸变率降到 5% 以下, 功率因数可以提高到 0.99 或更高, 常用的控制方法基本上有三种, 即峰值电流型控制、滞环电流型控制和平均电流型控制<sup>[3]</sup>。平均电流型控制具有恒频运行、无需斜坡补偿以及在连续和断续模式下都能工作的优点。图 3 是平均电流控制的 Boost PFC 电路的原理图, 图 4 是采用 Pspice 软件得到的该电路的输入电压、电流仿真波形。

其工作的基本原理是: 以整流器输出电压  $U_{rec}$  和电压外环的误差放大器输出电压  $U_F$  的乘积  $U_m$  为电流内环的基准输入, 得到

$$I_{LF(AVG)}\circ R_I=U_{rec/K}\circ U_F\Rightarrow I_{LF(AVG)}=\frac{U_F}{K\circ R_I}U_{im}|\sin\omega t|$$

这里, 输入电流信号被直接检测, 与电流基准信号运算后, 其高频分量在电流误差放大环节被平均化处理。放大的平均电流误差与锯齿波斜坡比较后, 决定了功率开关驱动信号的占空比。于是, 电流内环调整输入电流的平均值, 使与整流器输入电压同相位, 并且为正弦波形; 电压外环是使 Boost 电路的输出电压恒定, 起到预稳压的作用。

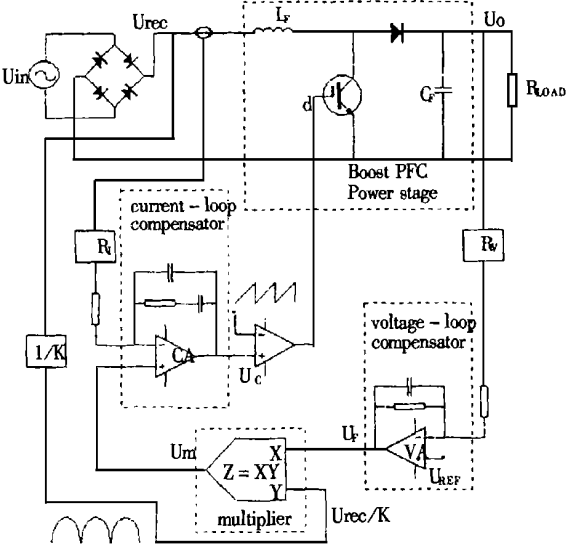


图 3 平均电流控制的 Boost PFC 原理框图  
Fig. 3 Scheme of Boost PFC using average current mode control

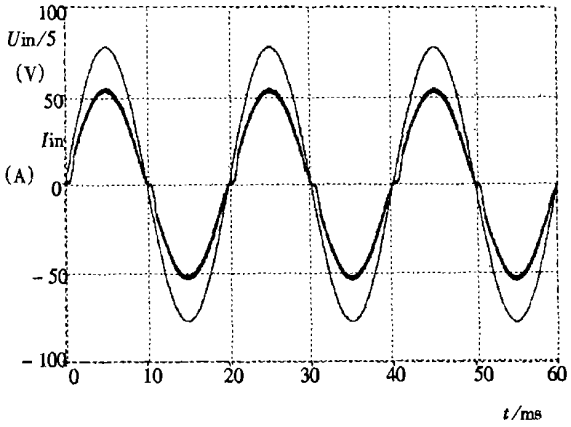


图 4 Boost PFC 电路的输入电压、电流仿真波形  
Fig. 4 Simulated input voltage and current waveforms of Boost PFC circuit

3 三相谐波抑制电路的研究

目前,单相的 Boost PFC 电路已经比较成熟,已经出现了专门的功率因数校正控制芯片 UC3854、UC3855 等。可是这种技术应用到三相谐波抑制电路中还有很多的困难,所以国外的研究人员采用三相 PWM 整流技术来抑制输入电流谐波,但该种电路结构复杂,应用到实际产品当中还有很多的困难。本文采用双向可控制开关,将 Boost 电路放在三相整流桥的输入端,采用三套相同的控制电路,成功的实现了三相大功率焊接电源的网侧电流谐波抑制。图 5 是三相谐波抑制电路的原理框图,图 6 是其输入电流的仿真波形。

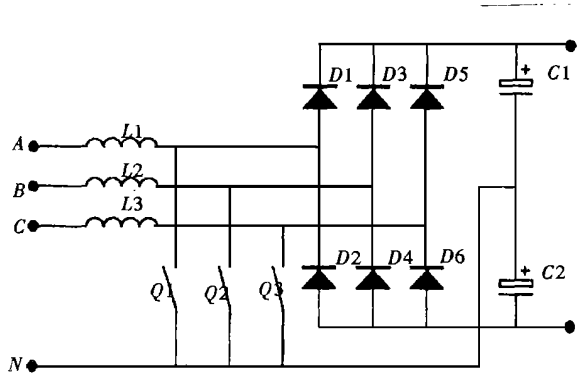


图 5 三相谐波抑制电路的原理框图  
Fig. 5 Three phase harmonic eliminate circuit

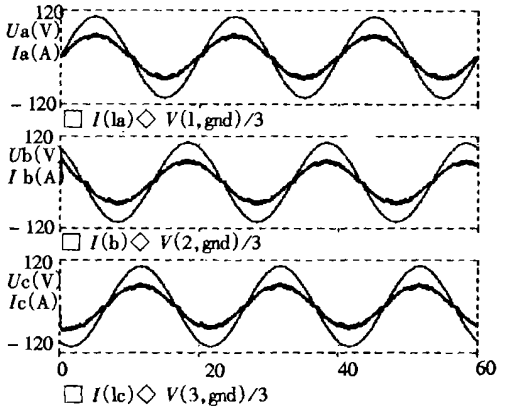


图 6 三相谐波抑制电路的输入电流波形  
Fig. 6 Simulated waveforms of input current

其工作的基本原理是: 以  $A$  相为例, 当  $A$  为正时, 由  $L1$ 、 $Q1$ 、 $D1$ 、 $C1$  组成一单相 Boost PFC 电路; 当  $A$  为负时, 由  $L1$ 、 $Q1$ 、 $D2$ 、 $C2$  组成一单相 Boost PFC 电路。这样, 在任一时刻, 电路都是三个 Boost PFC 电路在工作, 在平均电流控制方式下, 每套电路分别采用各自的电流反馈回路, 采用同一个电压反馈回路, 形成由三个电流反馈内环、一个电压反馈外环的多闭环系统。该电路在三相平衡的情况下, 可以去掉中性线  $N$ , 因为在任一时刻, 流过  $Q1$ 、 $Q2$ 、 $Q3$  的电流的矢量和为零。

4    试    验

采用图 5 的电路, 在实验室研制了一台样机。其中  $L1 \sim L3 = 1.5\text{mH}$ , 三相整流桥  $D1 \sim D6$  采用快恢复二极管 (DESI60-10) 构成,  $C1$ 、 $C2$  为  $2200\text{ }\mu\text{F}/450\text{V}$  的铝电解电容。双向开关  $Q1 \sim Q3$  采用图 7 所示的电路, 二极管采用 DESI60-10, 开关管采用西门子 BUP304。控制电路以专用的零电压切换的功率因数校正 (ZVT-PFC) 用的专用芯片 UC3855 为核心, 组成三套相同的控制电路。除了电压外环共用电压反馈外, 电路的其余部分各自独立。样机的性能参数如下:

输入电压	三相 380V (50Hz)
输出电压	620V $\pm$ 10V
输出功率	10kW
工作频率	40kHz
功率因数(额定)	0.99

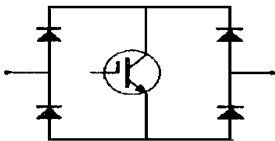


图 7    双向开关

图 8 是采用示波器记录的三相输入电流  $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$  的波形; 图 9 Fig. 7    **Bidirectional switch** 是一相输入电流的谐波频谱分析, 中心频率  $244\text{Hz}$ , 谐波畸变率小于  $10\%$ 。

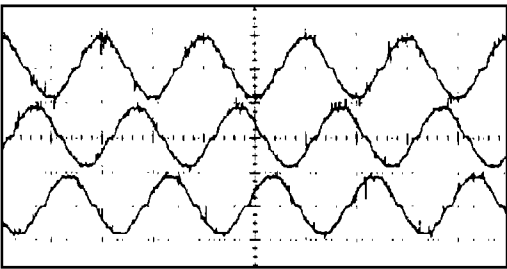


图 8    三相输入电流  $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$  的波形  
(纵坐标 20A/Div; 横坐标 10ms/Div)  
Fig. 8    Three phase input current  $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$   
Current scale 20A/Div; Time scale 10ms/Div

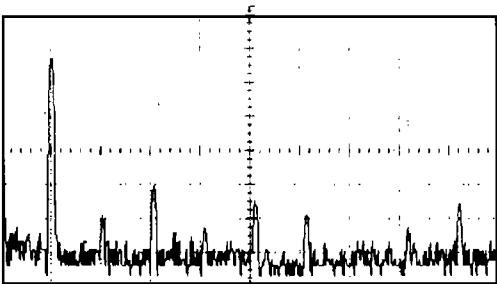


图 9    输入电流谐波频谱  
(中心频率 244Hz, 横坐标 50Hz/Div)  
Fig. 9    Harmonic spectrum of input current  
(Center frequency at 244Hz, 50Hz/Div)

5    结    论

- (1) 谐波畸变率是焊接逆变电源功率因数的主要影响因素。
- (2) 研究成功一种可用于 10kW 三相大功率焊接逆变电源的谐波抑制电路, 电流谐波畸变率在  $10\%$  以下。

(1999-02-08 收到初稿, 1999-07-15 收到修改稿)

## 参 考 文 献

- 1 Spiazzi G. et al. Implementation of single-phase boost power-factor-correction circuit in three-phase applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(3): 365~371.
- 2 Manjusha S. Dawande et al. Three-phase switch mode rectifier with hysteresis current control. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(3): 466~471.
- 3 陈树君. 弧焊逆变电源的软开关变换及谐波抑制的研究:[ 博士论文]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 1999.

**Harmonic Elimination Input Current for a Three—phase High Power Arc Welding Inverter**

*Chen Shujun, Yin Shuyan, Lu Zhenyang*

*(Beijing Welding Equipment Research and Development Center, Beijing Polytechnic University)*

*Feng Lei, Li Liangyu*

*(National Key Laboratory of Advanced Welding Production Technology, HIT)*

**Abstract** The arc welding inverter improves system efficiency and controllability. Their applications, however, increase the harmonic distortion level of the input current. Active power factor correction technique uses power electronic switching to cancel the harmonic currents from a nonlinear load. So that the current being supplied from input line is sinusoidal. This paper analyses relationship between the power factor and input current distortion of the inverter power source. A three—phase configuration of a new power factor correct circuit that makes use of continuous input current is suggested. Continuous sinusoidal input current is achieved by the average current mode control technique. The theoretical analysis is verified with digitally simulated results. The selected experimental results from a laboratory prototype rated at 10kW demonstrating the three—phase power factor correct circuit operation are also presented.

**Key words** arc welding inverter, three phase power factor correction, active filter, current harmonic

**作者简介** 陈树君: 男, 1971 年 6 月生, 1999 年 7 月获哈尔滨工业大学工学博士学位, 同年进入北京工业大学机械学科博士后流动站工作, 研究方向为新型焊接电源与焊接过程自动控制, 从事逆变焊接电源的可靠性和大功率开关电源的功率因数校正等方面的研究, 在国内外学术期刊和会议上发表论文 10 余篇, 目前正在进行逆变电源的电磁兼容性研究及软开关系列焊接逆变电源的研制与开发。