

逆变弧焊电源的三相功率因数校正器

白志范， 孔祥天， 杨延军， 沈 跃
(吉林大学 材料科学与工程学院, 长春 130025)

摘 要: 对于三相输入的大功率逆变弧焊电源, 采用三相升压拓扑进行功率因数校正, 以矢量变换的思想研究其调制过程。 总系统的控制采用了双环思想, 内环为电流环, 用以实现输入电流对电压的相位跟踪, 外环为电压环, 负责控制输出电压的恒定, 并为电流内环提供调制指令, 系统采用双环控制, 为使系统实现单个开关周期校正控制误差的无差拍控制, 整个系统通过 TMS320LF2407A DSP 芯片控制, 采用 saber 软件进行了仿真辅助分析, 给出了电路系统的结构框图和控制方案以及软件流程, 实现了电源系统的数字化。 试验结果实现了功率因数为 1, 三相输入电流与输入电压均同相, 且为较为标准的正弦波, 电流谐波畸变远小于 10% 的目的, 满足了国际上关于谐波限制的标准。

关键词: 逆变弧焊电源; 三相功率因数校正; DSP 芯片控制; 空间矢量调制

中图分类号: TM46 文献标识码: A 文章编号: 0253-360X(2007)01-061-04



白志范

0 序 言

电源技术发展到今天, 电力电子电路的大量应用导致了电网谐波污染、用电器功率因数低的问题出现。校正电源的功率因数已成为各国电气设备的必然要求, 在焊接电源领域, 这种要求也是必然要实现的。焊接电源功率大, 其引发的问题更惹人关注。三相输入逆变弧焊电源的功率因数问题已成为科研人员关注的热点, 一系列的主电路和控制方法的出现, 已使三相功率因数校正的效果有了大幅的提高。随着更加严格的电器标准的实行, 对功率因数校正电路实现数字化达到更优的校正效果已是势在必行。

1 三相半桥电路拓扑及原理

目前被学术界认为最有发展前途的电路拓扑是三相升压电路, 其电路如图 1 所示。

利用输出侧的电容电压对输入侧进行反向调制, 通过输入侧电感的滤波, 使输入电流与输入电压同相且呈正弦状, 稳态工作时输出电压保持不变。工作过程应使上下管呈互补导通的状态。因此, 上半桥管的开关组合决定了某一瞬间对电路的调制方式^[1]。任何一种有效的开关组合都有与整流器交流侧的调制电压的对应关系。

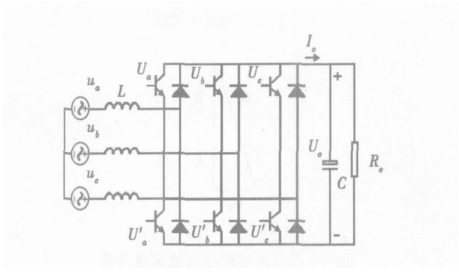


图 1 三相升压主电路
Fig. 1 Three phase boost main circuit

用单极性二值逻辑开关函数 $s_j (j = a, b, c)$ 来描述整流器的 8 种开关模式, 即

$$s_j = \begin{cases} 1 & U_j \text{ 导通} \\ 0 & U'_j \text{ 导通} \end{cases} \quad (j = a, b, c). \tag{1}$$

稳态情况下, 如果流过电感的电流是正弦状, 那么加在电感两端的平均电压必为正弦状。这样, 就可以通过调制整流器的交流输入侧的电压来控制电感电流的幅值及相位, 而通过相应的电感电流则得到对应的直流侧电容电压。不同的控制算法会有不同的动静态响应。

2 矢量的合成机理

调制过程开关组合产生的是离散的电压量, 用 Park 变换将三相的电压 u_{a0}, u_{b0}, u_{c0} 投影到 $\alpha-\beta$ 系中, 得到对应三相电压的电压矢量, 即

$$\mathbf{U}=\frac{2}{3}(u_{a0}+u_{b0}e^{j2\pi/3}+u_{c0}e^{-j2\pi/3}). \tag{2}$$

将八种开关模式的八种三相电压的组合分别进行 Park 变换和投影,便得到了图 2 中八个基本的空间电压矢量。图 3 为理想状态下电感电压电流的相位关系。图中 $\mathbf{E}$ 为电网电压矢量; $\mathbf{U}$ 为整流器交流侧电压矢量; $\mathbf{U}_L$ 为电感两端电压矢量; $\mathbf{I}$ 为电流矢量。通过矢量合成,利用八个基本电压矢量,可以逼近想要的电压矢量 $\mathbf{U}$;具体的合成方法很多文献都有讨论,这里不再赘述。

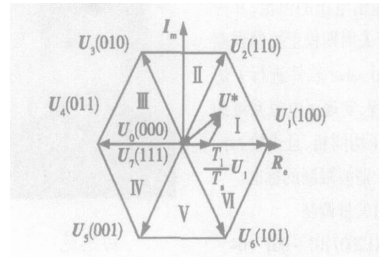


图 2 矢量关系
Fig. 2 Basic vector



图 3 理想电感电压电流矢量关系
Fig. 3 Ideal inductor voltage-current relationship

3 校正器的控制系统

对于这种复杂的多变量的强耦合系统,采用解耦和环路分离的办法将其简化。

由于需要控制交流侧电压的同时还要控制直流侧输出电压,所以采用电压环和电流环来分别控制。电流环的作用是使交流侧的电感呈正弦且与电网电压同相,要求是快速和准确,带宽要高;电压环负责直流输出电压的基本稳定,不受负载或电网波动的影响。电压环若对扰动耦合太紧,即使正常的输出电压波动及负载变化均会导致输入电流畸变,若耦合太松,则输出电压可能对负载波动反应迟缓,调节性能不佳。所以电压环的带宽相对于电流环来说不能太高。

3.1 电压外环的设计

文献[2]已根据瞬时功率平衡原理推导出了三相半桥升压电路的交流侧有功电流到输出电压的传

递函数,假定电流内环足够快,在一个周期内即调整完毕。那么电流内环可由一个简化的惯性环节来代替,电压外环采用经典的 PI 调节器就能保证快速响应的同时没有稳态误差。系统控制见图 4^[3]。

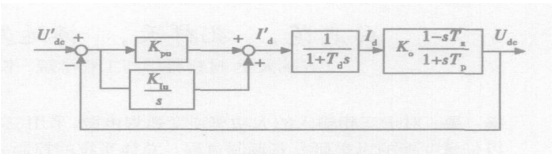


图 4 系统控制图
Fig. 4 Control system diagram

电压调节环开环传递函数为

$$G_o(s)=\frac{K_o(K_{pu}s+K_{ln})(1-sT_z)}{s(1+T_d s)(1+sT_p)}, \tag{3}$$

式中: $G_o(s)$ 是三相高功率因数整流器固有的控制到输出的传递函数; K_o , K_{pu} 和 K_{ln} 为传递系数; s 为复变量; T_z , T_d 和 T_p 都是时间常数。考虑零极点对消,而且电流调节环作为内环调节电流,能改善系统响应速度,是必不可少的调节环。由于 T_z 较小,相对而言,系统的零点较大,距离虚轴较远,对系统的峰值响应时间和速度影响较小,因此可以忽略零点^[4],获取简化的电压调节环闭环传递函数如式(4)所示,其中 $K=K_{ln}\times K_o$ 。

$$G(s)=\frac{K}{T_d s^2+(1-T_z K)s+K}, \tag{4}$$

式中: $G(s)$ 为传递函数; K 为传递系数; s 为复变量; T_d 和 T_z 为时间常数。根据二阶系统的特点和上述 PI 设计,并结合电流调节环,计算出电压 PI 调节器参数为 $K_{pu}=3.06$, $K_{ln}=13.03$ 。

3.2 电流内环的设计

对于电流内环来说,采用快速的无差拍控制,设要跟踪的指令电流如式(6)所示

$$\begin{cases} u_a=U_m\cos\omega t, \\ u_b=U_m\cos(\omega t-2\pi/3), \\ u_c=U_m\cos(\omega t-4\pi/3), \\ i_a^*=I_m\cos\omega t, \\ i_b^*=I_m\cos(\omega t-2\pi/3), \\ i_c^*=I_m\cos(\omega t-4\pi/3), \end{cases} \tag{5}$$

$$\begin{cases} i_a^*=I_m\cos\omega t, \\ i_b^*=I_m\cos(\omega t-2\pi/3), \\ i_c^*=I_m\cos(\omega t-4\pi/3), \end{cases} \tag{6}$$

式中: u_a , u_b , u_c 为三相电压; i_a^* , i_b^* , i_c^* 为三相电流; U_m 和 I_m 分别为电压和电流有效值; ω 为角频率。

如图 5 所示^[5], i_a^* , i_b^* , i_c^* 经 Park 变换可用 I^* 来表示;令 $I(t_n)$, $I^*(t_n)$ 分别表示 I , I^* 在 t_n 时

刻的值, $\Delta I^*(t_n)$ 为在 t_n 时刻的电流偏差量, L 为电感量。

$$\Delta I^*(t_n) = I^*(t_n) - I(t_n), \tag{7}$$

$$I(t_n + T_s) = I^*(t_n), \tag{8}$$

$$U^* = U(t_n) - \frac{L}{T_s} \Delta I^*(t_n), \tag{9}$$

式中: T_s 为开关周期在一个开关周期内从 t_n 开始, 到 $t_n + T_s$ 结束; U^* 为整流器输入电压在该开关周期内的平均值; L 为电感量。在一个开关周期内认为电网电压不变, 为了在开关周期末实现上式, 三相整流器交流侧的电压应为公式(9)。这样, 就可以使输入电流达到理想的正弦状。

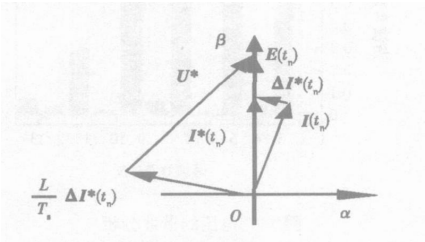


图 5 无差拍控制的矢量关系

Fig. 5 Deadbeat control vector relationship

4 实际系统

整个整流器的系统图如图 6 所示。其中的电流和输出电压取样均采用霍尔传感器, 过零检测部分采用降压型同步变压器, 虚线框内的功能由 DSP 来完成, 输出再经一级缓冲门和光耦送至 ir2233 之后再送到全控整流桥各管的门极。负载部分可以是后级的开关电源。主要的参数和器件为: 三相电压输入, 三个 3 mH 的滤波电感, 整流桥选用 IGBT, 采用无差拍的空间矢量调制算法, 开关频率取 20 kHz。

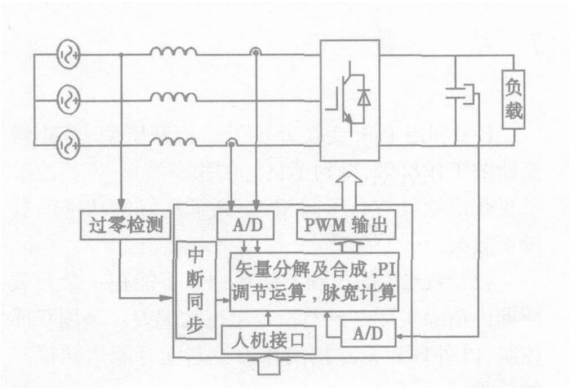


图 6 系统组成框图

Fig. 6 System diagram

采用 TI 公司的 DSP 芯片 TMS320LF2407A 来实现运算和控制, 这款 DSP 芯片运行频率可达 40 M, 内部集成了多种硬件外设, 能够最大程度地简化外部硬件设备的配置, 其内部配备的 SVPWM 波形发生器, 使复杂的矢量合成变换简单的时间计算和寄存器配置, 内部 500 ns 的 A/D 转换器使高速地取样和调整成为可能^[9]。

主电路的驱动芯片为 IR 公司的 IR2233, 此芯片适合六管的桥式电路, 具有悬浮输出, 不需要隔离变压器就能够直接驱动上下桥臂, 驱动能力强且具有各种保护功能, 其中的二极管要采用超快恢复的二极管, 电容采用钽电容, 光耦采用快速的 6N137。

5 软件流程

软件流程见图 7, 图 8。图 7 为主程序流程图, 图 8 为中断服务程序流程图, 主程序负责系统的启动和配置, 中断服务程序负责矢量法的采样运算和调制波形的输出。

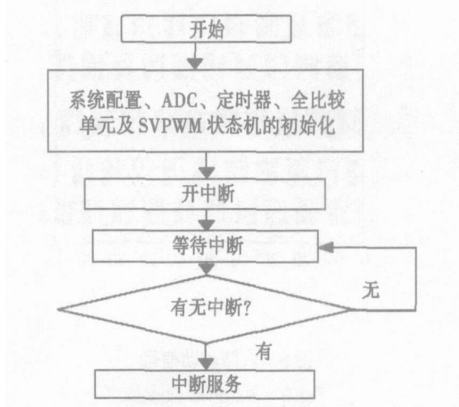


图 7 主程序流程图

Fig. 7 Main program flowchart

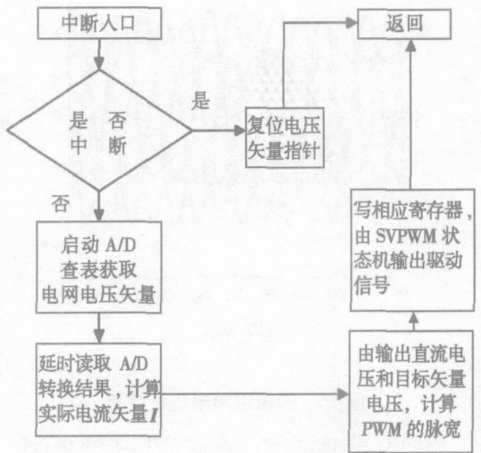


图 8 中断程序流程图

Fig. 8 Interrupt program flowchart

整个软件系统是以中断为基础的,采用汇编语言编写,运行速度快,效率高,能够体现出 DSP 控制器的优势。其中的 SVPWM 波形发生部分采用内置的 EV1 所属的 SVPWM 波形发生器,不占用 CPU 的运算时间,波形为对称方式。

6 试验结果

以上面介绍的电路和控制系统构建了试验样机,编制了无差拍的控制程序^[7],整个样机功率为 3.5 kW,运行稳定。六路驱动波形如图 9 所示,1, 2, 3 通道分别为 U_a , U_b , U_c 的驱动,4, 5, 6 通道分别为其对应下半桥臂的驱动。同一桥臂上下开关管的驱动互补(带死区),三对桥臂的驱动有规则的相位差,体现出了 SVPWM 的一些特点。图 10 为三相电网电压电流图。高端为电压波形,低端为电流波形。

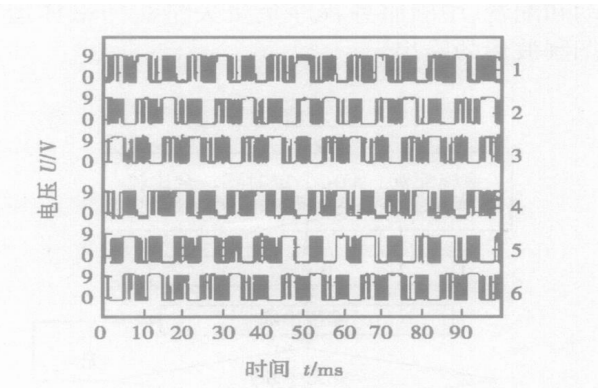


图 9 六路驱动信号
Fig. 9 Six drive signals

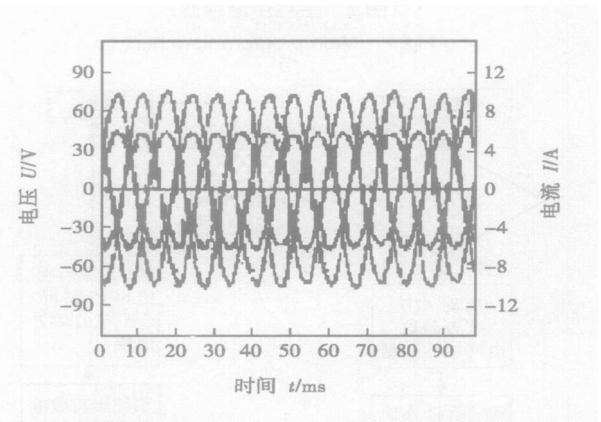


图 10 三相电网电压及电流
Fig. 10 Three phase voltage and current of net

谐波分析可以清晰看出,在电网电压有畸变的情况下,电网电流仍能保持谐波小于 10%。在输入电压为正弦的情况下,输入电流的波形也基本为正弦波,其含有的高频谐波是由于 PWM 调制的结果,电流与电压基本上同相位,在实际应用中,电流与电压的相位差是可调的,也即功率因数可调。由其谐波分析可以看到,总谐波畸变在 4%左右。

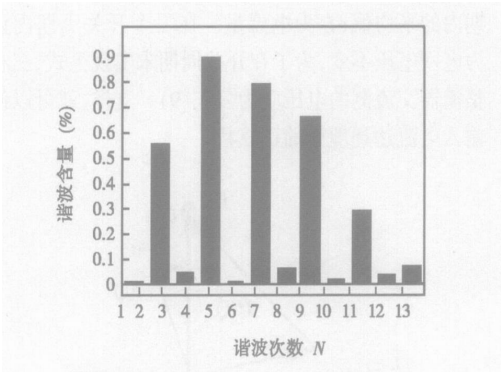


图 11 电压的谐波分析
Fig. 11 Voltage harmonic analysis

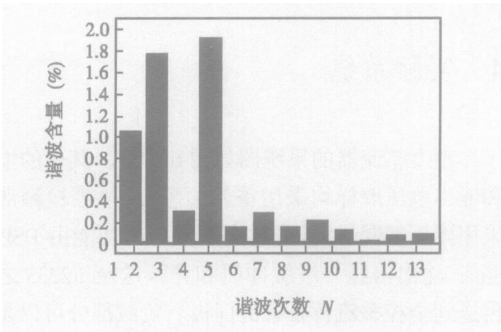


图 12 电流的谐波分析
Fig. 12 Current harmonic analysis

7 结 论

- (1) 利用 Park 变换分析了三相升压型 PWM 整流器的工作机理,得到了良好的稳态波形,电流波形呈正弦形状且与电压同相,达到了良好的功率因数校正效果。
 - (2) 无差拍的控制方法在稳态下能在一个开关周期内消除实际电流与指令电流的偏差。采用双环控制,PI 外环和无差拍内环的控制配合能达到很好的效果。
 - (3) 将 DSP 用于 PWM 整流器的控制,能大量节
- [下转第 68 页]

表 1 摆动焊接和无摆动焊接实测
热循环峰值温度 T_m 对比

Table 1 Parameters of thermal cycles for welding with
weaving and welding without weaving

参数	摆动焊接				无摆动焊接			
距焊缝中心长度 d/mm	10	12	15	20	10	12	15	20
峰值温度 $T_m/^\circ\text{C}$	1 363	1 059	528	283	1 056	812	475	279

5 结 论

(1) 用坐标变换的方法成功实现摆动焊接过程的数值模拟, 该方法也可以用于模拟焊接电弧沿任意曲线焊接的有限元模拟过程。

(2) 摆动焊接横向残余应力比无摆动焊接的横向残余应力大, 而纵向残余应力和无摆动焊接的较为相似, 这是由于电弧的摆动引起更大的横向温度梯度所致。

(3) 在实际摆动焊接过程中, 由于摆动角度较小, 横向焊接速率较大, 电弧的摆动过程对于焊接残余应力场关于焊接中心线的对称性影响较小。

(4) 为了获得更高的计算精度和了解摆动焊接和无摆动焊接应力场的区别, 摆动焊接过程的有限元分析不能简单地用忽略电弧摆动的方法来模拟。

参考文献:

[1] Fricke S, Keim E, Schmidt J. Numerical weld modeling-a method for calculating weld-induced residual stresses[J] . Nuclear Engineering and Design, 2001(206): 139—150.

[2] Masao Toyoda, Masahito Mochizuki. A study on the prediction of the laser weld shape with varying heat source equations and the thermal distortion of a small structure in micro-joining[J] . Science and Technology of Advanced Materials 2004(5): 255—266.

[3] Engelhard G, Habib L M, Pelkofer D. *et al.* Optimization of residual welding stresses in austenitic steel piping: proof testing and numerical simulation of welding and post welding processes[J] . Nuclear Engineering and Design, 2000(198): 141—151.

[4] John Goklak, Aditya Chakravarti, Malcolm Bibby. A new finite model for welding heat source[J] . Metallurgical Transactions B, 1984(15): 299—305.

作者简介: 胡军峰, 男, 1978 年出生, 博士研究生。主要从事数值模拟方面的研究, 发表论文 2 篇。

Email: hujunfeng@hit.edu.cn

[上接第 64 页]

省外围器件, 成本减低, 功能增强。DSP 是将来数字电源的必备控制器。

参考文献:

[1] 张崇巍, 张 兴. PWM 整流器及其控制[M] . 北京, 机械工业出版社, 2003.

[2] 杨德刚, 赵良炳, 刘润生. 三相高功率因数整流器的建模及闭环控制[J] . 电力电子技术, 1999 10(5): 49—51.

[3] 赵振波, 李和明. PWM 整流器 PI 参数设计[J] . 华北电力大学学报, 2003, 30(4): 34—37.

[4] Giorgio S. Power factor preregulators with improved dynamic response

[C] // IEEE Trans on PE, 1997.

[5] 杨德刚, 刘润生, 赵良炳. 三相高功率因数整流器的电流控制[J] . 电工技术学报, 2000, 15(2): 83—86.

[6] Watkins S J, Zhang L. AC Induction motor control using constant v/f Hz principle and space vector PWM technique with TMS320C24Q[C] // Texas Instruments, 1998.

[7] Pinheiro J, Renes. TMS320F/C24x DSP Controllers CPU and Instruction set[C] // Texas Instruments, 1999.

作者简介: 白志范, 男, 1956 年出生, 工学硕士, 副教授。主要研究方向为弧焊电源及焊接自动化, 完成国家“九五”重点攻关项目一项, 吉林省科委科研项目两项, 发表论文 30 余篇。

Email: baizf@jlu.edu.cn

ming², WU Lin² (1. School of Material Science and Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China; 2. State Key Laboratory of Advanced Welding Production Technology, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China). p57—60

Abstract: In order to realizing autonomous tele-teaching in remote welding, the transition control between two tele-teaching points was developed. The first tele-teaching point can be calculated by welding seam identifying model and sharing technology. From first tele-teaching point to next one, the transition control in z direction and xSy plane is studied. By analyzing the influence of friction force on the transition direction, the friction will decrease the robot feeding in xSy plane and increase F_z in z direction. But it is in range permitted by tele-teaching, and has not influence on welding seam identifying. The automatic transition control is implemented. It creates conditions for the autonomous tele-teaching.

Key words: remote welding; tele-teaching; force sensing; transition control between two tele-teaching points; friction force

A PFC stage of three phase inverter welding power supply

BAI Zhi-fan, KONG Xiang-tian, YANG Yan-jun, SHEN Yue (Jilin University, Changchun 130025, China). p61—64, 68

Abstract: For three phase large welding inverter power supply, three-phase boost topology is introduced as the power factor correction scheme. It's modulation process is analyzed using vector transformation method. We apply two-loop idea in the whole control system. The inner loop is current loop, and it is used to achieve that the input current is in phase with the input voltage using steady-state deadbeat control to achieve the best dynamic performance. The outer loop is voltage loop, which control the output voltage to be a constant value and offer instruction for the inner current loop. In order to realize the deadbeat-control that can correct the control error in one switch period, TMS320LF2407A DSP is introduced to the control system, and saber software is used for simulation analyses, and the circuit system and software flow chart is put forward. We realize the digitalization of the control system. The experiment result is analyzed. Power factor by experiment is unit. Three phase input current are in phase with input voltage, and they are relative standard sine wave. The total harmonic distortion of the current is less than 10%, and all of this has meet the international harmonic criterion.

Key words: inverter welding power supply; three phase power factor correction; digital signal processing; space vector modulation

Influence of arc weaving on welding residual stress field

HU Jun-feng¹, FANG Hong-yuan¹, YANG Jian-guo¹, LI Guang-min², ZHANG Yong², WAN Xin¹ (1. State Key Laboratory of Advanced Welding Production Technology of Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China; 2. Bohai Shipbuilding Important Industry

Co., Ltd, Huludao 125004, Liaoning, China). p65—68

Abstract: During the automatic welding, the welding with weaving has been widely adopted as a method to improve the welding efficiency. During this process, the welding arc moves along the longitudinal path, and at the same time, weaves along the transverse path with a certain frequency. It causes that the weld center coordinates also transform in a “z” letter form, and it is very difficult to simulate this type of welding process. A conversion of coordinates is implanted in the three-dimensional finite element model in order to improve the calculation precision and comprehend the influences of the arc weaving on the residual stress fields. Compared with the results of the welding without weaving, the results indicate that the transverse residual stresses with weaving are greater than that of the welding without weaving, while the longitudinal residual stresses are similar. The numerical results are also compared with the ones of the experiments.

Key words: finite element model; welding with weaving; residual stresses

Electroless nickel plating on Al_2O_3 ceramics and its bonding in low temperature

ZHANG De-ku, WANG Ke-hong, YING Pi-ao-piao (Department of Materials Science and Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China). p69—72

Abstract: Al_2O_3 ceramics has been treated by electroless nickel plating, the surface pretreatment procedure of Al_2O_3 has been studied. The influence of concentration of liquor of nickel sulfate, concentration of liquor of sodium hypophosphite, temperature of plating and time of plating on the deposition rate are studied. Metallographical analysis of nickel plating layer has been done, and the optimum procedure has been obtained. Soldering of Al_2O_3 ceramics after electroless nickel plating in low temperature has been produced, and the influence of different conditions of electroless plating process on microstructures and mechanical properties of joints were studied. The results indicate that under the experiment conditions, the electroless plating procedure as concentration of liquor of nickel sulfate and liquor of sodium hypophosphite and soldering procedure as bonding temperature, holding time and pressure have obvious influence on microstructures and mechanical properties of joints.

Key words: Al_2O_3 ceramics; electroless nickel plating; soldering

SSCC of welded joint for X80 pipeline steel and numerical simulation

WANG Bing-ying, HUO Li-xing, ZHANG Yu-feng, WANG Dong-po (College of Material Science and Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China). p73—76

Abstract: Sulfide hydrogen stress corrosion cracking (SSCC) is the main factor to restrain the application of the pipeline steels. The critical stress intensity factor K_{ISCC} and crack propagation rate