2012 年 12 月 北京航空航天大学学报 December 2012
第38卷 第12期 Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics Vol. 38 No. 12

安装位置感应钎焊逆变器拓扑及工作状态分析

张 伟 苗志飞 齐铂金

(北京航空航天大学 机械工程及自动化学院, 北京 100191)

摘 要: 针对安装位置导管感应钎焊的特点,选取电压源串联谐振回路作为方波电源逆变器主电路拓扑,重点对串联谐振回路的阻抗和逆变器主电路工作状态进行了分析,在此基础上确定了方波电源逆变器的最佳工作状态. 设计了以 SG2525A 为核心的准谐振频率自动跟踪电路,对方波电源逆变器的工作频率进行动态调整,使感应加热回路始终工作在略偏感性的准谐振状态,不仅确保了方波电源逆变器安全可靠地工作,而且提高了感应钎焊电源的加热效率和功率因数.

关 键 词: 安装位置; 感应钎焊; 逆变器; 串联谐振

中图分类号: TG 439.1

文献标识码: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2012)12-1619-06

Main circuit topology and working status of inverter in on-site induction brazing of tubes

Zhang Wei Miao Zhifei Qi Bojin

(School of Mechanical Engineering and Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: Considering the characteristic of on-site induction brazing of tubes, the voltage source series resonant circuit was adopted as main circuit topology of inverter in the square wave power. The impedance of series resonant circuit and the working status of inverter main circuit were discussed. Based on the above, the best working status of inverter was proposed. A new frequency tracking scheme, which combines the proportion integration(PI) control method with the IC SG2525A, was proposed to adjust inverter operating frequency to keep the induction heating circuit working in quasi-resonance state. This technology not only ensures the inverter safe and reliable work, but also enhances the induction brazing power source heating efficiency and power factor.

Key words: on-site; induction brazing; inverter; series resonant

在飞机、航天飞机、卫星和运载火箭等航空航天飞行器中,有许多导管应用于推进系统、空调系统、液压系统、防火系统和环控生保等系统,其中部分导管的连接必须在飞行器安装条件下进行,具有安装位置狭窄、可达性差的特点,稍不注意,还有可能会损伤周围的零部件,并且连接时大都不允许有金属飞溅和高温辐射. 传统的螺纹连接存在抗震性差、易泄漏等问题,而固定式感应钎焊在焊接时无法对导管进行保护,并且焊后难于拆除. 因此,国外自 20 世纪 70 年代开始推广采用了导管安装位置感应钎焊技术,即在安装好部分零件、电器和电子组件等部件之后,再采用软式感应线圈或钳式感应线圈进行导管与导管之间的感应钎焊连接[1].

在该项技术中,感应钎焊电源是实现导管钎焊连接的能量来源. 焊接时,飞机在型架上进行装配,而感应钎焊电源则位于型架之下,其输出经功率传输电缆传输至感应线圈,通过感应线圈对导管进行加热. 受导管材料、形状、尺寸和温度变化,以及软式感应线圈缠绕的方式和松紧程度等因素

收稿日期: 2011-08-05; **网络出版时间**: 2012-12-11 16:49

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20121211.1649.002.html

作者简介: 张 伟(1977-),男,四川自贡人,讲师,zhangweibh@buaa.edu.cn.

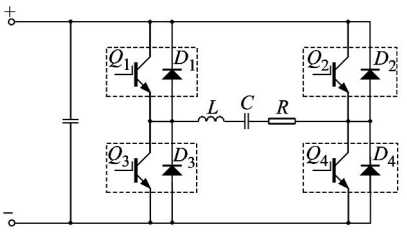
影响,感应加热回路的谐振频率是变化的. 因此,在钎焊过程中必须实时地调整感应钎焊电源逆变器的工作频率,使之能够自动跟踪感应加热回路的谐振频率,否则钎焊电源的功率因数和加热效率都将降低,并且功率开关管的损耗也会增大,甚至逆变器可能因长期工作在容性负载状态而损坏.

针对安装位置导管感应钎焊时需要频繁起动,以及需要快速、可靠关断的特点,选取电压源串联谐振回路作为钎焊电源逆变器的主电路拓扑. 深入分析了不同工作频率下串联谐振回路的阻抗特性,在此基础上重点讨论了逆变器主电路分别工作在容性、阻性和感性负载下功率器件的导通、关断和换流状态,从而确定了钎焊电源逆变器的最佳工作状态. 提出了一种独特的准谐振频率自动跟踪电路,能自动扫描并锁定感应加热回路的谐振频率,使其始终工作在略偏感性的准谐振状态,并且调节速度快、精度高.

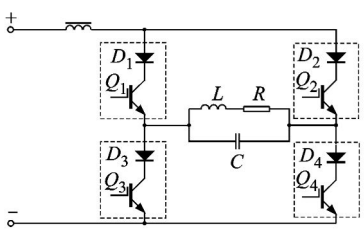
1 逆变器谐振回路拓扑选择

导管安装位置感应钎焊电源系统采用双逆变串联主电路结构,前级为逆变直流电源,后级为逆变方波电源. 直流电源输出电压 0 ~ 500 V 连续可调,作为方波电源的输入. 直流电源的输出进入方波电源后经 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)全桥逆变器再次被变换成约 20 kHz 的交流方波,再经高频变压器耦合到感应加热回路,使之谐振加热导管.

在感应加热领域,方波电源逆变器输出谐振回路主要有 2 种:电压源串联谐振回路和电流源并联谐振回路,如图 1 所示[2-3].



a 电压源串联谐振电路



b 电流源并联谐振电路

图 1 主要谐振电路拓扑结构示意图

目前,针对 2 种电路结构,国内外都有广泛的研究. 串联谐振逆变电源具有结构简单、起动方便、工位布置灵活、维护方便等特点,在一些特定的工艺(如淬火加热、真空熔炼、熔炼保温、高频感应加热等)中,与并联谐振逆变电源相比具有明显优势[4-5].

由于大部分的导管安装位置感应钎焊工作都是在飞机的部装和总装工艺中完成的,飞机在型架上进行装配,而感应钎焊电源则位于型架之下,与导管连接位置相距较远,需采用具有柔软性的功率传输电缆进行能量的较长距离传输;同时考虑到导管安装、定位时间长,钎焊时间短,需要频繁起动,以及需要快速、可靠关断的特点,本文选取了电压源串联谐振回路的结构.

2 串联谐振回路阻抗

串联谐振回路主要由谐振电容 C、传输电缆与感应线圈的总电感 L,以及由电容的漏电阻、传输电缆和感应线圈的线电阻 R 串连组成. 该电路的复阻抗为

$$Z = R + \mathrm{j}(\omega L - 1/\omega C) \tag{1}$$

式中,感抗($X_L = \omega L$)与容抗($X_C = 1/\omega C$)之差是复数的虚部,称之为电抗用 X 表示;ω 是电源逆变器的工作角频率($\omega = 2\pi f$).

如果串联谐振电路中各元件参数 R,L 和 C 的值不变,而方波电源逆变器的工作频率由零变化到无穷大,则串联谐振回路阻抗的变化曲线如图 2 所示.

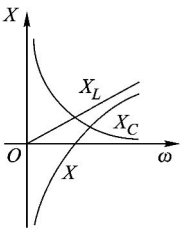


图 2 串联谐振回路阻抗随 ω 的变化情况

电抗 X 可变换为

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{2}$$

式中 ω_0 称为谐振角频率,其表达式为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{3}$$

2.1 容 性

从图 2 中可以看出,当 $\omega = 0$ 时,回路输入电源可等效为一个直流电压源,由于受到电容 C 的阻隔,因此回路中的电流 $I = 0$,输入电压全部加在

电容 C 上. 随着 ω 的逐渐增大,容抗 X_C 逐渐减少,感抗 X_L 逐渐增大,但是在到达谐振工作点($\omega=\omega_0$)之前,始终有 $X_C>X_L$,整个串联谐振回路呈容性状态,电路中的电压相位滞后于电流相位,并且回路总阻抗的模逐渐减小,而输出电流的模逐渐增大.

2.2　纯 阻 性

当 ω 继续增大到 ω_0 时,$X=0$,即 $X_C=X_L$,串联谐振回路呈纯阻性状态,电路中的电压与电流相位相同. 此时,串联谐振回路工作在谐振状态,电源的功率因数为 1,输出电流 I 达到了极大值.

2.3　感　性

随着 ω 的继续增大,将出现 $X_C<X_L$,电流逐渐下降,当 $\omega\to\infty$ 时,感抗完全阻止了电流的流动,也即 $I=0$,电压全部加在电感上. 此时,串联谐振回路呈感性状态,电路中的电压相位超前于电流相位.

由上述方波电源逆变器工作频率变化对串联谐振回路输出电流大小的影响情况可以看出,串联谐振电路具有选频的作用,当逆变器的工作频率等于感应加热回路的谐振频率 ω_0 时可以获得最大的电流输出,而对于电源的其他工作频率,感应加热回路则存在着程度不同的阻碍作用.

因此,在导管安装位置感应钎焊中,应当使方波电源逆变器的工作频率接近或等于感应加热回路的谐振频率 ω_0,这样才可能获得大的输出功率和高的功率因数,从而实现工件的快速加热.

3　逆变器工作状态分析

在导管安装位置感应钎焊电源系统中,前级直流电源输出稳定的直流电压,经后级方波电源逆变器变换成约 20 kHz 的交流方波后,再经高频变压器降压后输出,进入由感应线圈和谐振电容串联构成的感应加热回路,如图 3 所示. 其中,直流电源可以等效为电压源 V. 变压器 T_1 的变比为 20∶1,串联谐振电路的参数为:$R_1=0.025\ \Omega$,$L_1=5.4\ \mu H$,$C_1=18.4\ \mu F$.

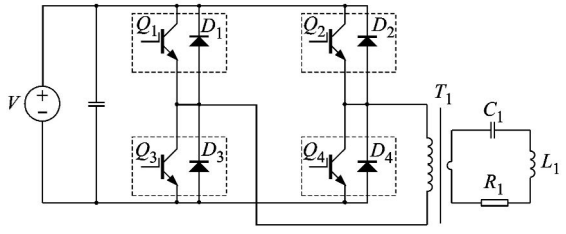


图 3　带有匹配变压器的串联谐振电路

为了便于分析,将变压器副边 R_1,L_1 和 C_1 等效到变压器的原边,可得到图 4 所示的简化主电路模型.

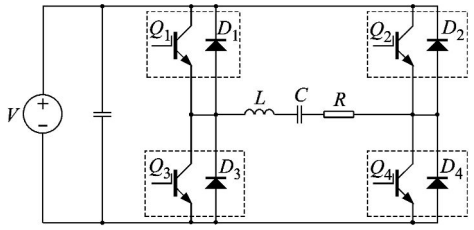


图 4　主电路等效电路

简化后,等效串联谐振电路参数为:$R=10\ \Omega$,$L=2.16\times10^3\ \mu H$,$C=0.046\ \mu F$.

3.1　仿真建模

采用 Matlab/Simulink 构建全桥逆变串联谐振主电路仿真模型,如图 5 所示.

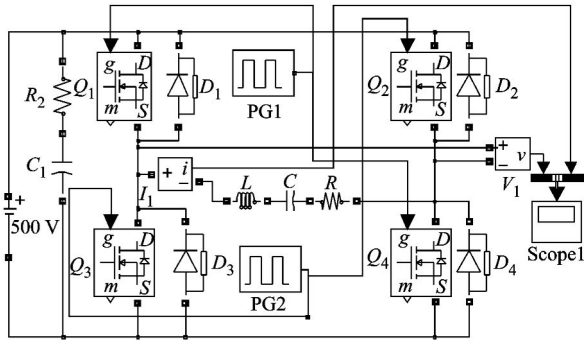


图 5　全桥逆变串联谐振主电路仿真模型

采用 Matlab/Simulink 提供的绝缘栅型场效应管(MOSFET, Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)功率开关管模块构建全桥逆变主电路,其输出连接 R,L,C 串联谐振电路. 功率开关管 Q_1,Q_2,Q_3 和 Q_4 的脉宽调节(PWM,Pulse-Width Modulation)驱动信号采用系统自带的脉冲发生器来产生,上下桥臂的驱动信号相位相差 180°. 串联谐振回路的电流由串联在回路中的电流传感器模块 I_1 获得,电压由并联在 *RLC* 串联电路两端的电压传感器模块 V_1 来测量. 测得的电压和电流信号再送入波形显示模块 Scope1,可以得到 *RLC* 串联谐振电路中的电流和电压波形.

主要仿真参数设置如下:

1)电压源输出电压为直流 500 V;

2)开关频率为 0 ~ 20 kHz,仿真时间为 0.005 s;

3)串联谐振电路的参数为:$R=10\ \Omega$,$L=2.16\times10^3\ \mu H$,$C=0.046\ \mu F$.

3.2　谐振频率计算

由 *RLC* 串联谐振回路阻抗分析可知,随着方波电源逆变器的工作频率逐渐增大,IGBT 全桥逆

变器将工作在容性、阻性和感性状态.

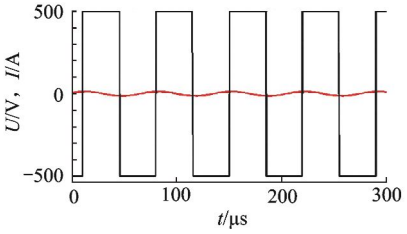
当逆变器工作在阻性状态时,*RLC* 串联回路谐振,其谐振频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{4}$$

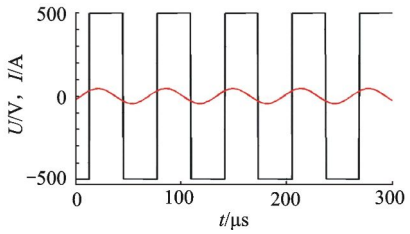
将 $L=2.16\times10^3$ μH, $C=0.046$ μF 代入式(4),可得 *RLC* 串联回路的谐振频率为 15.97 kHz.

3.3 容性工作状态

当方波电源逆变器工作频率小于谐振频率(即 15.97 kHz)时,逆变器工作在容性状态. 当逆变器工作频率为 14.3 kHz 和 15.62 kHz 时,*RLC* 串联谐振回路中的电流和电压波形如图 6 所示.



a 14.3 kHz



b 15.62 kHz

图 6 逆变器工作在容性状态时的电流和电压波形

从图 6 可知,当逆变器工作在容性状态时,电压相位滞后电流相位一定角度,并且逆变器工作频率越低,滞后的相位角越大,输出电流也越小.

由于电压相位滞后于电流相位,当图 3 中开关管 Q_1, Q_4(或 Q_2, Q_3)导通,*RLC* 串联谐振电路两端的电压仍为正时,电流先过零并反向流通,通过开关管 Q_1, Q_4(或 Q_2, Q_3)反并联二极管 D_1, D_4(或 D_2, D_3)构成回路. 随即 Q_2, Q_3(或 Q_1, Q_4)导通, 二极管 D_1, D_4(或 D_2, D_3)承受反压强迫关断. 由于二极管从正向导通状态受高压反向关断过程中将会产生较大的反向恢复电流,很容易导致二极管和 IGBT 因反向恢复电流过大而失效,从而会影响整个逆变器的安全工作.

3.4 阻性工作状态

当方波电源逆变器的工作频率等于 15.97 kHz时,*RLC* 串联回路谐振,逆变器将工作在阻性状态时. 此时,*RLC* 串联谐振回路的电流与电压同相位,逆变器可实现零电压开通和零电流关断,如图 7 所示.

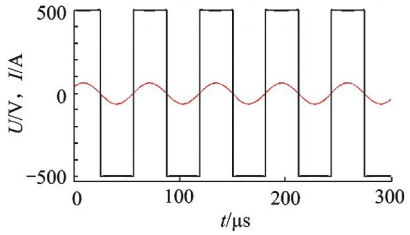
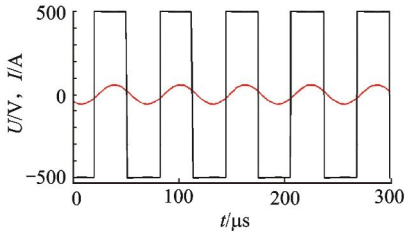


图 7 逆变器工作在阻性状态时的电流和电压波形

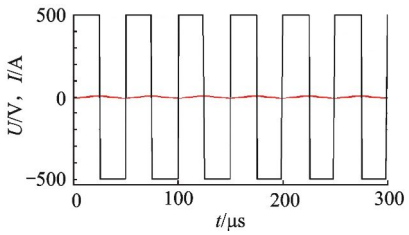
但是,在逆变器实际工作中由于频率跟踪控制电路存在响应滞后,逆变器的工作频率只能动态地逼近 *RLC* 串联谐振回路的谐振频率,可能工作在容性状态,也可能工作在感性状态,很难始终工作在纯阻性状态. 因此,逆变器工作在阻性状态只能是一种理想的工作状态.

3.5 感性工作状态

当方波电源逆变器工作频率继续增大,超过 15.97 kHz 时,*RLC* 串联谐振回路呈感性,逆变器工作在感性状态. 当逆变器的工作频率分别为 16.12 kHz 和 20 kHz 时,*RLC* 串联谐振回路中的电流和电压波形如图 8 所示.



a 16.12 kHz



b 20 kHz

图 8 逆变器工作在感性状态时的电流和电压波形

从图 8 可知,当逆变器工作在感性工作状态时,其电压相位超前电流相位,并且工作频率越高,超前的相位越大,输出电流也越小. 因此,图 3 中开关管 Q_1, Q_4(或 Q_2, Q_3)由导通状态转为关断状态时,由于电感 *L* 的储能作用,将通过二极管 D_2, D_3(或 D_1, D_4)续流. 此时,加在开关管 Q_2, Q_3(或 Q_1, Q_4)上的电压为二极管的正向导通电压(几乎为零). 如果主电路参数及 PWM 控制波形的死区时间设计合理,开关管 Q_2, Q_3(或 Q_1, Q_4)在二极管 D_2, D_3(或 D_1, D_4)续流结束之前开通,则可实现开关管的零电压开通. 同时,将电压超前电流的相位差控制一个较小的范围(≤5 μs),开

关管关断时流过的电流也会比较小,从而可以减小其关断损耗.

通过上面的分析可知,当逆变器工作在容性状态时,由于二极管反向恢复电流较大,容易导致开关管和换流二极管损坏,不利于逆变器的安全工作. 而当逆变器工作在感性状态时,开关管可实现零电压开通,与开关管并联的二极管为零电流关断,换流时开关管的关断损耗取决于电流滞后的角度.

综上所述,为了使开关管既能实现零电压开通,又能减小其关断损耗,感应加热回路应当工作在略偏感性的准谐振状态,以确保方波电源逆变器始终工作在感性状态,从而提高感应钎焊系统的可靠性.

4　实验结果

综上所述,在进行频率跟踪时,交流方波的频率应略高于感应加热回路的谐振频率,才能使钎焊电源逆变器工作在最佳谐振状态.

基于锁相环电路的工作原理,设计了以 SG2525A 为核心的准谐振频率自动跟踪电路,其工作原理如图 9 所示.

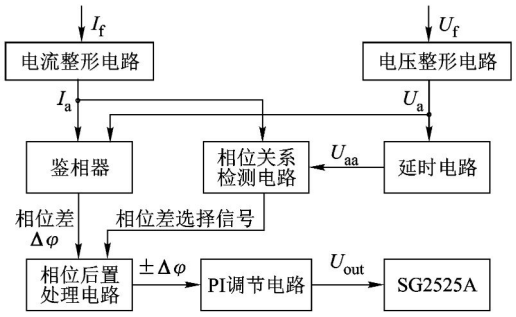
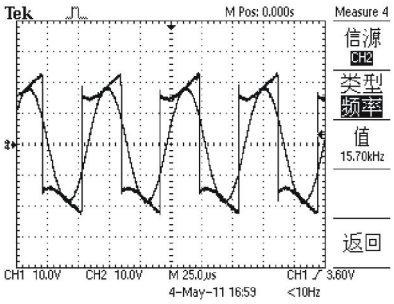


图 9　准谐振频率自动跟踪电路工作原理图

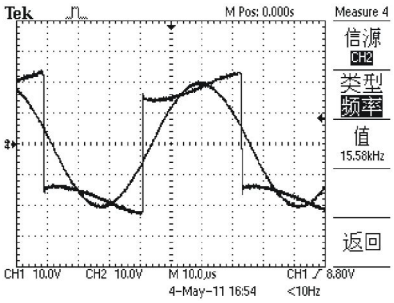
在图 9 中,感应加热回路的电流反馈信号 I_f 和电压反馈信号 U_f 经整形电路后变换成同频率的方波信号 I_a 和 U_a,二者再输入鉴相器电路得到电流和电压之间的相位差 $\Delta\varphi$. 同时,I_a 和经过延时后的电压方波信号 U_{aa} 输入相位关系检测电路判别是电流超前,还是电压超前. 然后,相位差 $\Delta\varphi$ 和相位差选择信号再输入相位后置处理电路进行误差信号的判别,其结果($+\Delta\varphi$ 或 $-\Delta\varphi$)输入 PI 调节器,经调节后输出的电压信号 U_{out} 对 SG2525A 输出的 PWM 控制脉冲的频率进行动态调节,从而实现谐振频率的自动跟踪[6].

电压信号 U_a 通过延时电路延时一段时间后,再与电流信号 I_a 进行相位超前(滞后)的判断. 这样,就使得频率自动跟踪电路实际跟踪的是延时后的电压信号 U_{aa}. 因此,当频率跟踪电路进入锁定状态时,延时后的电压信号 U_{aa} 与电流信号 I_a 之间就不存在相位差了,然而实际上逆变器负载两端的电压信号则略超前于电流信号,从而实现了略偏感性的准谐振频率自动跟踪.

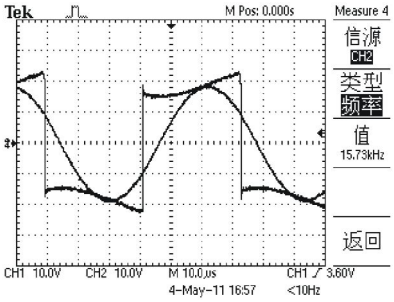
在谐振频率调节过程中,方波电源逆变器的工作频率动态地逼近并略高于感应加热回路的谐振频率,使交流方波电压的相位始终超前于谐振电流的相位,其中相位差最小 2 μs,最大 5 μs,如图 10 所示.



a　准谐振频率自动跟踪



b　相位差最小时



c　相位差最大时

图 10　准谐振频率自动跟踪电压与电流波形

由图 10 可见,感应加热回路始终工作在略偏感性的准谐振状态,不仅提高了电源的加热效率和功率因数,而且确保了感应钎焊系统安全可靠地工作.

5　结　论

1) 针对安装位置导管感应钎焊的特点,选取了电压源串联谐振电路作为感应钎焊电源逆变器主电路拓扑.

2）通过串联谐振回路阻抗分析和逆变器工作状态分析，交流方波的频率应略高于感应加热回路的谐振频率，才能使方波电源逆变器工作在最佳谐振状态.

3）基于锁相环技术，结合 PI 调节电路和 SG2525A 为核心的 PWM 控制技术，提出了一种独特的准谐振频率自动跟踪电路，实时调整逆变器的工作频率，使感应加热回路始终工作在略偏感性的准谐振状态，提高了感应钎焊电源的运行可靠性、加热效率和功率因数.

参考文献（References）

[1] 邱惠中. 先进钎焊技术在航天器上的应用[J]. 宇航材料工艺，2000(3)：11-13，37
Qiu Huizhong. The application of advanced brazing techniques to space vehicles[J]. Aerospace Materials & Technology, 2000(3)：11-13，37(in Chinese)

[2] 韩晓敏，尹海，张光先. 感应加热电源[J]. 电焊机，2007，37(7)：38-40
Han Xiaomin, Yin Hai, Zhang Guangxian. Overview of induction heating power supply[J]. Electric Welding Machine, 2007, 37(7)：38-40(in Chinese)

[3] 梁光菊，王正仕，陈辉明. 串联谐振逆变器的保护研究[J]. 变流技术与电力牵引，2008(1)：24-27，32
Liang Guangju, Wang Zhengshi, Chen Huiming. Protection research on series resonant inverter[J]. Electric Welding Machine, 2008(1)：24-27，32(in Chinese)

[4] Vicente E, Esteban S K, Enrique J D, et al. Improving the efficiency of IGBT series-resonant inverters using pulse density modulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(3)：979-987

[5] Shizumasa O, Kouki M. Adjustable frequency quasi-resonant inverter circuits having short-circuit switch across resonant capacitor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 23(4)：1830-1838

[6] 金玉兰，齐铂金，张伟. IGBT 逆变电源串联准谐振频率自动跟踪技术[J]. 电焊机，2004，34(12)：32-34
Jin Yulan, Qi Bojin, Zhang Wei. Frequencu auto-tracing technology for series quase-resonant IGBT inverter power source[J]. Electric Welding Machine, 2004, 34(12)：32-34(in Chinese)

[7] 高赟，黄向慧. 电路[M]. 2 版. 西安：西安电子科技大学出版社，2011
Gao Yun, Huang Xianghui. Electric circuits[M]. 2nd ed. Xi'an：Xidian University Press, 2011(in Chinese)

（编　辑：文丽芳）

（上接第 1618 页）

优化计算结果表明：在满足约束条件的情况下，刚轮齿廓最小压力角 $\alpha_{n\min}$ 减小了 18%，使离散齿谐波传动啮合效率得以提高.

5 结　论

通过建立离散齿谐波传动结构刚轮齿廓齿形优化设计模型，提出了优化设计方法，使传动啮合效率得到提高，为进行机型设计时刚轮齿廓齿形的确定提供了理论依据，具有实际工程意义. 计算结果表明，用上述算法对刚轮齿廓曲线进行优化，能够得到优质的刚轮齿廓曲线，有效提高传动啮合效率.

参考文献（References）

[1] Chen Xiaoxia, Lin Shuzhong, Xing Jingzhong. Modeling of flexspline and contact analyses of harmonic drive[J]. Key Engineering Materials, 2010：419-420，597-600

[2] Gao Wei, Furukawa M, Kiyono S, et al. Cutting error measurement of flexspline gears of harmonic speed reducers using laser probes[J]. Precision Engineering, 2004, 28(3)：358-363

[3] Kayabasi O, Erzincanli F. Shape optimization of tooth profile of a flexspline for a harmonic drive by finite element modeling[J]. Materials and Design, 2007, 28(2)：441-447

[4] Ostapski W. Analysis of the stress state in the harmonic drive enerator-flexspline system in relation to selected structural arameters and manufacturing deviations[J]. Technical Sciences, 2010, 58(4)：683-698

[5] 毛彬彬. 谐波齿轮的齿形研究和发展概述[J]. 煤矿机械，2008，29(7)：6-8
Mao Binbin. Research and development outlined of tooth profile of harmonic gear[J]. Coal Mine Machinery, 2008, 29(7)：6-8(in Chinese)

[6] 陈仕贤. 离散齿谐波传动：中国，200810172261.6[P]. 2008-11-04
Chen Shixian. Discrete teeth harmonic drives：China, 200810172261.6[P]. 2008-11-04(in Chinese)

[7] 曲继方. 活齿传动理论[M]. 北京：机械工业出版社，1993：125-139
Qu Jifang. Theory of movable teeth transmission[M]. Beijing：China Machine Press, 1993：125-139(in Chinese)

[8] 章希胜，武震，张景春. 机械零件的接触应力计算[J]. 机械，2000，27(1)：24-26
Zhang Xisheng, Wu Zhen, Zhang Jingchun. The calculation of mechanic parts contacting[J]. Machinery, 2000, 27(1)：24-26(in Chinese)

（编　辑：张　嵘）