

GMM旋转超声加工系统的部分耦合式非接触 电能传输设计与补偿*

范沛¹,冯平法^{1,2},张建富²,蔡万宠²,马原¹

(1. 清华大学深圳研究生院先进制造学部,深圳 518055;

2. 清华大学机械工程系,北京 100084)

[摘要] 非接触电能传输是旋转超声加工系统的重要组成部分。对于传统的完全耦合式非接触电能传输系统,完整的原边磁芯与自动换刀系统结构上的干涉影响了超声刀柄的自动换刀。建立了部分耦合式非接触电能传输模型,依据模型设计出电能传输的原、副边结构和线圈参数,并对其进行了电学仿真。为提升电能传输的效率,对部分耦合式非接触电能传输的电学补偿进行了研究。针对一种使用超磁致伸缩材料(Giant Magnetostrictive Material, GMM)的旋转超声加工系统,结合其电学特性设计出电路补偿网络,试验验证了部分耦合式电能传输及其补偿的有效性。研究表明,由于结构问题造成原、副边线圈间的漏磁较多,部分耦合式的电能传输效率和系统输出振幅均稍小于全耦合式的电能传输方式,但是通过合理的电学补偿方式完全可以满足超声加工的要求。对于GMM旋转超声加工系统,采用单边串联补偿方式能够在简化系统设计的同时,保证较高的电能传输能力。

关键词: 非接触电能传输;部分耦合;旋转超声加工;电路补偿;超磁致伸缩材料(GMM)

Design and Compensation of Partially Coupled Contactless Power Transmission in GMM Ultrasonic Processing System

FAN Pei¹, FENG Pingfa^{1,2}, ZHANG Jianfu², CAI Wanchong², MA Yuan¹

(1. Division of Advanced Manufacturing, Graduate School at Shenzhen, Tsinghua University, Shenzhen 518055, China;

2. Institute of Manufacturing Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

[ABSTRACT] Contactless power transmission system is an important part of rotary ultrasonic processing system. The widely used fully coupled power transmission system obstructs automatic tool changing because of the interference of the structure. To solve this problem, a partially coupled contactless power transmission system was developed. Firstly, a partially coupled contactless power transmission model was established, which facilitates the design of the primary and secondary coil and their coil parameters. The electrical compensation of partially coupled contactless power transmission was studied in order to improve the efficiency of power transmission. Circuit compensation topology was designed based on a rotary ultrasonic machining system using giant magnetostrictive material. The effectiveness of partially coupled power transmission and its compensation was verified by experiments. The research shows that there is more magnetic leakage between the primary and secondary core for partially coupled system, and its power transmission efficiency and the vibration amplitude are slightly lower than that of the fully coupled power transmission system. With proper electrical compensation, the partially coupled power transmission can fully meet the requirements of the ultrasonic machining. For the GMM rotary ultrasonic machining system, the single-sided series compensation method can simplify the design of the system and ensure high power transmission capacity.

Keywords: Contactless power transmission; Partial coupling; Rotary ultrasonic machining; Circuit compensation; Giant magnetostrictive material (GMM)

DOI:10.16080/j.issn1671-833x.2019.05.088

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51875311,51475260)。

随着材料科学的发展,硬脆材料(工程陶瓷、光学玻璃、陶瓷基复合材料等)在不同领域得到了越来越广泛的应用。旋转超声加工作为一种加工硬脆材料的有效方式,得到了国内外广泛关注^[1]。与其他加工方式相比,旋转超声加工能够有效降低切削力、减小加工损伤、提高加工效率和精度、延长刀具寿命^[2]。

超声振动系统是旋转超声加工得以实现的基础,由超声电源、电能传输系统、换能器等部分组成。超声电源为超声换能器提供超声电能。非接触电能传输系统包括原边线圈和副边线圈,其中原边线圈固定在机床主轴壳体上并与超声电源相连,副边线圈固定在刀柄上部随刀柄一同旋转。副边线圈与原边线圈之间存在气隙,原边线圈通过非接触的方式将电能传输到副边线圈。换能器位于刀柄内部,并与副边线圈相连,这样电能就通过电能传输系统从超声电源传输到换能器。与碳刷-滑环等接触式的电能传输方式相比,非接触电能传输具有无接触火花、无转速限制、电能传输平稳等优点。

超声系统中的非接触电能传输系统属于松耦式的电能传输系统,原、副边之间存在气隙。因此其电能的传输效率与传统紧耦合变压器相比有较大的差距。同时,原、副边线圈和换能器均为储能元件,在工作时表现为感性或容性,使电学系统难以达到谐振状态,在工作时会产生较多的无功损耗。因此需要对电学系统进行补偿,以提升电能传输的效率和换能器工作时的输出振幅。Wang等^[3-4]研究了负载为纯阻时非接触电能传输系统的功率传输能力,并给出了4种电路补偿方式以及每种补偿方式下补偿元件的计算方式。Zhu等^[5-6]以压电超声振子作为负载,研究了非接触超声振动系统中电能传输效率的问题,并给出了原、副边线圈匝数对电能传输效率的影响。申昊等^[7]结合超声振子的等效电路,建立了非接触超声振动系统的电学模型,分析了电路补偿的原理,为补偿网络的设计提供了理论依据。

目前,对非接触电能传输的研制主要集中在完全耦合式的电能传输系统,即原、副边磁芯和线圈均为完整的圆环,在结构上相互对称。这种结构由于原边磁芯与换刀系统的干涉,无法做到超声刀柄的自动换刀,因此限制了加工效率。本文提出了一种部分耦合式的非接触电能传输系统设计方案(即原边磁芯和线圈为部分圆环,仅与圆环形副边的一部分进行电磁耦合),对其进行电学仿真和试验研究,并进一步针对超磁致伸缩换能器研究了对应的非接触电能传输电路补偿网络,使系统的传输效率达到最佳状态。

国内外对部分耦合式非接触电能传输的研究报道不多。DMG公司最先在其超声加工装备中使用了部分耦合式的非接触电能传输系统,但由于技术保密等原因

无法看到其具体的设计方法。Luan等^[8]设计了柱面感应形式的部分耦合式电能传输系统,并讨论了基于线圈匝数优化的电路补偿方法。陈曦等^[9]设计了半环槽型的非接触电能传输模型,对其特性进行了仿真分析,并研究了磁芯间隙、磁芯轴线偏移及磁芯轴线偏转对耦合系数和传输效率的影响。袁文等^[10]设计了新型旋转式电磁变换器,研究了磁芯间隙及转速变化对传递效率的影响。

1 部分耦合式非接触电能传输系统的设计

常见的非接触电能传输系统一般为全耦合的形式,此种形式的电能传输系统原、副边为对称的圆盘式结构。而对于部分耦合式的电能传输系统,因为机床自动换刀时换刀机械手需要一定的空间以抓取刀柄,所以原边线圈无法做成与副边对称的结构。根据部分耦合式非接触电能传输的特点,设计了图1所示的磁芯结构。

如图1(a)所示,原边磁芯为圆环的一部分,其角度为 α 。为了保证刀具的自动换刀能够有足够的空间,考虑目前常见的自动换刀方式,设计时有 $\alpha \leq 150^\circ$ 。图1(b)所示的副边磁芯的横截面与图1(a)所示的原边磁芯的横截面是相互对称的,即 $d_1=2r_1$, $d_2=2r_2$, $d_3=2r_3$, $d_4=2r_4$ 。

1.1 非接触电能传输系统的电学模型

根据非接触电能传输系统的实际工作情况,可以建立非接触电能传输系统的互感模型,如图2所示。其中, L_p 和 L_s 分别表示原、副边线圈的电感; R_p 和 R_s 分别表示原、副边线圈的电阻; I_p 和 I_s 分别表示原、副边线圈的电流; M 为原、副边线圈之间的互感; \dot{U} 为电源的输出电压; Z_L 为负载的阻抗。

根据图2所示的互感模型,可以得到电学参数之间的关系。

互感 M 的值为:

$$M=k\sqrt{L_p L_s} \quad (1)$$

其中, k 为耦合系数,与原、副边线圈的几何结构、磁芯材料等有关。

副边电路 \dot{U}_s 的电压值为:

$$\dot{U}_s=j\omega M \dot{I}_p \quad (2)$$

其中, ω 为电源输出电压的频率。

1.2 非接触电能传输系统的参数设计

部分耦合式的非接触电能传输系统需要考虑多个参数,包括导线直径 d 、磁芯窗口面积 W_a 、磁芯有效面积 A_c 、线圈匝数 N 、两线圈之间的气隙 h 。其中,线圈匝数 N 、磁芯有效面积 A_c 、气隙 h 与电能传输系统的传输功率 P 有关,而磁芯窗口面积 W_a 、磁芯有效面积 A_c 则共同决

定了线圈中磁芯的结构尺寸。根据相关设计手册^[11]提出的非接触电能传输结构设计理论,设计出以下各项参数。在设计各项参数之前,需要确定电能传输系统中各部分的材料,包括线圈导线、磁芯和线圈骨架。

1.2.1 材料选型

线圈中的导线选择较为常用的铜漆包线,考虑到线

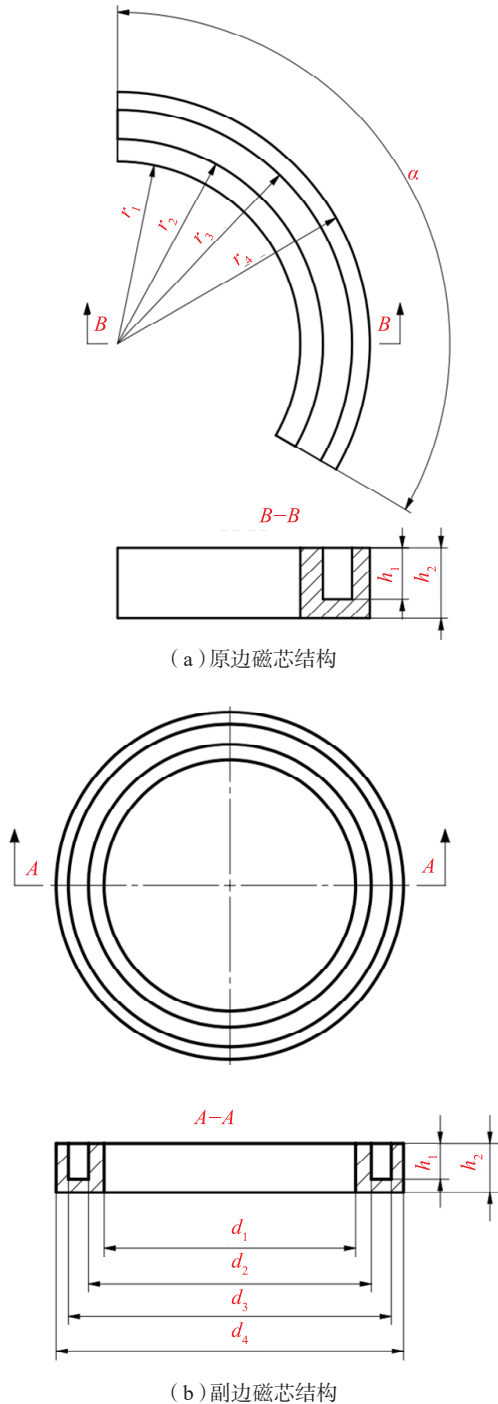


图1 部分耦合式非接触电能传输系统原、副边磁芯结构
Fig.1 Structure of primary and secondary core of partially coupled contactless power transmission system

圈长时间工作会产生热量,造成温度升高,因此选用具有一定耐温性能的铜漆包线。线圈骨架的材料需要选用无电磁屏蔽效应的绝缘体,同时还需要具有一定的刚度和耐热性能,因此选用环氧树脂作为线圈骨架的材料。磁芯材料则需要具有磁导率高、磁芯损耗小、电阻率大、温度稳定性高的材料,查阅资料后选用软磁材料锰锌铁氧体。选用铁氧体的牌号为DMR90,在25℃时其初始磁导率 $\mu_i=2200\text{H/m}$,饱和磁通密度为540mT。根据该牌号铁氧体的常用规格,可以确定磁芯的参数 $h_1=15\text{mm}$, $h_2=12\text{mm}$ 。

1.2.2 导线直径d设计

高频交变电流在通过导线时,会产生趋肤效应,即导线内部的电流密度会随着与导体表面的距离增加呈指数递减。趋肤效应会使线圈产生额外的交流损耗,为了减小趋肤效应的影响,需要选用合适导线直径的方法。在考虑导线直径时会使用到趋肤深度 δ ,它表示导体内部电流密度为导体表面1/e处与导体表面之间的距离。

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu_0\mu_r f}} \quad (3)$$

其中, ρ 为导体材料的电阻率; μ_r 为导体材料的相对磁导率; μ_0 为真空磁导率; f 为导线中所通入电流的频率。对于铜, $\rho=1.75 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$, $\mu_r=1$,计算可得到 $\delta=0.471\text{mm}$ 。为减小趋肤效应的影响,铜导线直径应小于趋肤深度的2倍,故有 $d \leq 0.94\text{mm}$ 。考虑到线圈缠绕时的便利性并参考标准GB/T 6109.1—2008,选用了直径 $d=0.71\text{mm}$ 的铜漆包线。

1.2.3 气隙值 h_g 和磁芯有效面积 A_c 设计

气隙值决定着原、副边线圈各项电学参数,包括原、副边线圈的自感和它们之间的互感。在综合考虑电能传输平稳性和机床的具体结构下,选用 $h_g=2\text{mm}$ 。

磁芯有效面积影响着磁芯工作磁通密度、线圈电感

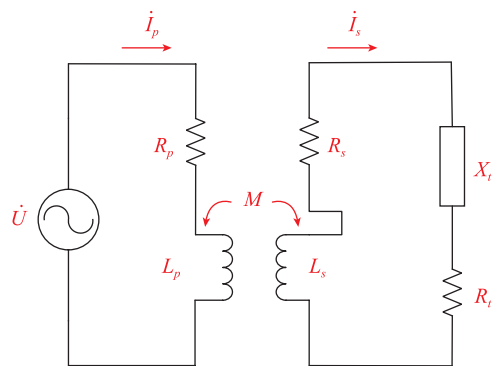


图2 非接触电能传输系统的互感模型
Fig.2 Mutual inductance coupling model of contactless power transmission system

等参数,根据这些电学参数的稳定性要求,取磁芯有效面积 $A_e=870\text{mm}^2$ 。

(1)线圈匝数 N 设计。

线圈安匝数如式(4)所示:

$$NI = \sqrt{\frac{2P_t h_g}{\mu_0 F K_f f A_e}} \quad (4)$$

其中, P_t 为电能传输系统的电能传输功率; F 为边缘磁通系数; K_f 为波形系数。其中边缘磁通系数的表达式为:

$$F = 1 + \frac{2h_g}{\sqrt{A_e}} \ln \frac{G}{h_g} \quad (5)$$

其中, G 为线圈长度,根据所选用铁氧体的规格确定 $G=8\text{mm}$ 。故可得 $F=1.18$ 。

对于系统的电能传输功率 P_t ,根据超声加工中常用换能器的功率,设计 $P_t=500\text{W}$ 。对于正弦波,波形系数 $K_f=1.11$ 。将上述各项参数代入到式(4)中,可以得到 $NI \geq 264\text{AT}$ 。

当电能传输系统工作时,其原、副边磁芯的磁通密度为:

$$B = \frac{\mu_0 F N I}{2h_g} \quad (6)$$

所选用的铁氧体 DMR90 在 25°C 时的饱和磁通密度 B 为 540mT 。因为磁芯结构的不规则和边缘磁通效应会导致磁通密度在磁芯内部分布不均匀,某些地方的磁通密度远大于平均值。考虑到以上情况,取磁芯工作磁通密度 $B \leq 150\text{mT}$,由式(6)可以得到 $NI \leq 402\text{AT}$ 。

通过以上设计流程可以得到线圈安匝数的取值范围为 $264\text{AT} \leq NI \leq 402\text{AT}$,考虑到目前超声加工中常用换能器的最大工作电流 $I \leq 5\text{A}$,可以得到线圈匝数的取值范围 $53 \leq N \leq 80$ 。为了使电能传输系统的结构尽可能的紧凑,选取 $N=60$ 。

(2)磁芯窗口面积 W_a 。

在确定铜导线直线和线圈匝数确定后,可以确定磁芯窗口面积。磁芯窗口面积如式(5)所示。

$$K_u W_a = N \cdot \frac{\pi d^2}{4} \quad (7)$$

其中, K_u 为窗口系数,设计时一般取 $K_u \leq 0.4$ 。带入线圈匝数 N 和铜导线直径 d 后,得到窗口面积的取值范围 $W_a \geq 60 \times 10^{-6}\text{m}^2$,设计时取 $W_a=144 \times 10^{-6}\text{m}^2$ 。

(3)磁芯结构参数。

考虑到常见的换刀形式和换刀臂的结构,取 $\alpha=120^\circ$ 。根据上述已经确定的参数,可以得到剩余参数 $d_1=113\text{mm}$, $d_2=127\text{mm}$, $d_3=145\text{mm}$, $d_4=100\text{mm}$ 。

1.3 电能传输系统的仿真和试验验证

在上述设计完成后,根据设计结果建立三维模型,

并在 Ansys Maxwell 中进行电磁学仿真。对模型进行稳态涡流场仿真,从而确保系统工作时磁芯不会出现磁饱和现象。

将所用磁芯材料的各项参数在软件中进行设定,同时设定模型中的安匝数 $NI=300\text{AT}$ ($N=60, I=5\text{A}$),工作频率 $f=20000\text{Hz}$ 。选取三维模型的一个截面,可以得到电能传输系统工作时磁芯内部的磁通密度(图3)。根据图3的仿真结果可知,磁芯内部最大磁通密度为 300mT ,远小于所用磁芯材料的饱和磁芯密度。

根据前文中所得的各项设计参数,加工出电能传输系统的原、副边结构,包括线圈、线圈骨架和线圈支架。

为了验证电能传输系统的电能传输有效性并获取原、副边之间的互感值,在加工出的电能传输系统上进行电能传输试验。在原边线圈加载交变电压(峰峰值为 80V ,电压频率为 20kHz),原边电流、副边电压如图4所示。

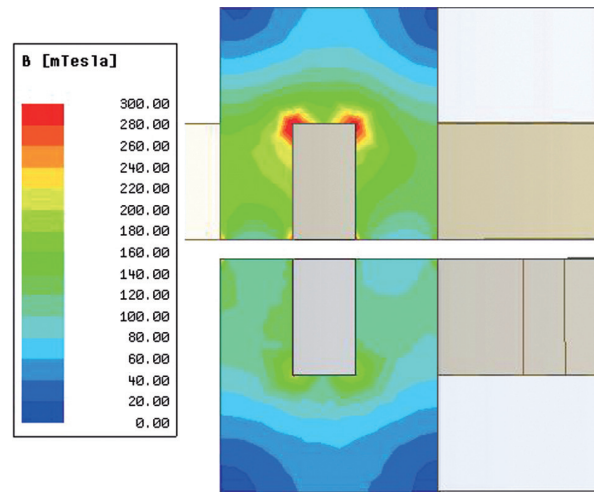


图3 磁芯磁通分布

Fig.3 Flux distribution of magnetic core

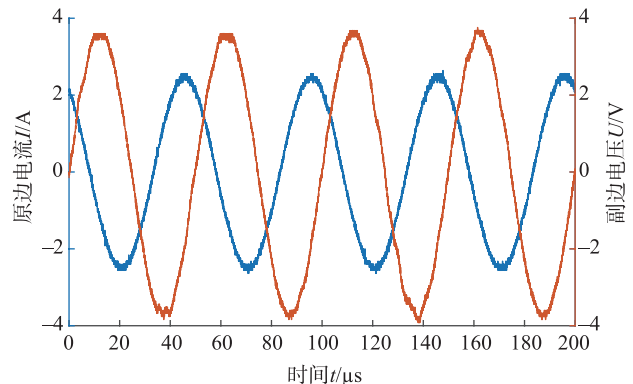


图4 电能传输系统原、副边参数

Fig.4 Primary and secondary electrical parameters of power transmission system

由式(2)可以得到电能传输系统的互感值 $M=0.12\text{mH}$,使用数字电桥分别测得原、副边线圈的自感 $L_p=2.64\text{mH}$, $L_s=6.57\text{mH}$ 。根据式(1)可得部分耦合式的电能传输系统的耦合系数 $k=0.029$,而一般来说全耦合式电能传输系统的耦合系数在 $0.5\sim 0.9$ 之间。部分耦合式电能传输系统的耦合系数远小于全耦合式的电能传输系统,分析其原因在于部分耦合式电能传输系统的结构不是完全对称的,原、副边线圈间的漏磁较多。电能传输系统的各项电学参数如表1所示, R_p 、 R_s 分别表示原、副边线圈电阻。

2 超磁致伸缩超声振动系统的电学补偿

当超声电能通过非接触电能传输系统直接传输到超声换能器时,由于原、副边线圈和换能器的电学特性不匹配,电学系统在换能器的工作频率下没有工作在谐振状态,系统没有最大功率输出,超声换能器输入电压较小,其输出振幅无法达到超声加工的需求。需要将超声换能器和非接触电能传输系统作为整体进行考虑,对其进行电学补偿。补偿的主要目标为提升超声换能器的输出振幅和电学系统的传输效率。

2.1 超声振动系统的电学补偿理论

相对于压电超声换能器,超磁致伸缩超声换能器具有输出功率大、振幅稳定性好等优势。在超磁致伸缩超声换能器工作时,可以用电学元件对其进行电学等效,等效电路如图5所示^[12-13]。其中, L_m 、 C_m 、 R_m 分别表示超磁致超声振子的等效电感、电容和电阻; T_{mc} 表示机电转换系数; L_c 、 R_c 分别表示励磁线圈的电感和电阻; R_p 、 L_p 、 R_s 、 L_s 分别表示原、副边线圈电阻和电感。

根据 Kirchhoff 定律可以得到原、副边的阻抗值如式(8)、(9)所示:

$$Z_p=R_p+j\omega L_p \quad (8)$$

表1 电能传输系统电学参数

Table 1 Electrical parameters of power transmission system

L_p/mH	R_p/Ω	L_s/mH	R_s/Ω	M/mH
2.64	1.45	6.57	1.76	0.12

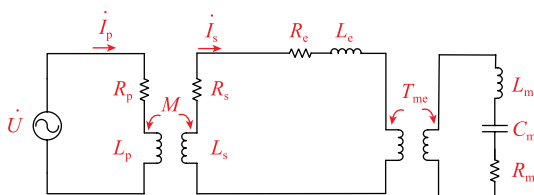


图5 超磁致伸缩超声振动系统的等效电路

Fig.5 Equivalent circuit of giant magnetostriction ultrasonic processing system

$$Z_s=R_s+R_c+j\omega(L_s+L_c)+\frac{T_{mc}^2}{R_m+j\omega L_m+\frac{1}{j\omega C_m}} \quad (9)$$

当超磁致伸缩换能器工作在谐振状态时,等效机械阻抗为纯阻,对其等效电路进行简化,简化后的电路如图6所示。

此时可以得到式(10)所示的电源负载阻抗 Z_U ,当其为纯电阻时,电学系统处于谐振状态。

$$Z_U=Z_p+\frac{(\omega M)^2}{Z_s}=R_p+j\omega_s L_p+\frac{(\omega M)^2}{R_s+R_c+j\omega(L_s+L_c)+\frac{T_{mc}^2}{R_m}} \quad (10)$$

在非接触电能传输系统的实际工作条件下,线圈的自感与线圈的匝数成正比,但是线圈匝数难以改变;而互感又与原、副边线圈的结构、自感、相对位置等有关,难以得到其准确值。因此,常常采用在原边回路或副边回路中接入储能元件的方式,改变回路的阻抗以达到电路谐振的目的。

2.2 超声振动系统的双边补偿方法

已有研究表明,对于非接触式超声振动系统,双边串联补偿有较好的补偿效果。建立超磁致伸缩非接触式超声振动系统的双边串联拓扑补偿模型,并计算出其具体补偿值。对于超磁致非接触超声振动系统而言,因为超磁致换能器和电能传输系统均为感性元件,所以原、副边的补偿元件一般为电容,双边串联补偿后的振动系统电路如图7所示。

换能器工作在谐振状态时,可以得到原、副边电路的阻抗和电源负载的阻抗。

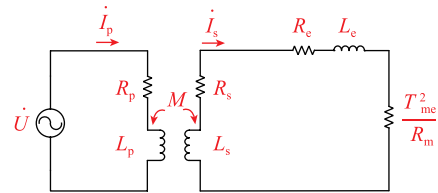


图6 超磁致伸缩超声振动系统的简化电路

Fig.6 Simplified circuit of giant magnetostriction ultrasonic processing system

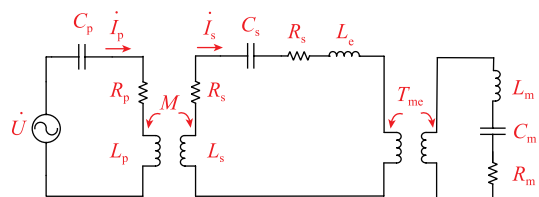


图7 双边串联补偿拓扑电路

Fig.7 Bilateral series compensation topology

$$Z_p=R_p+j\omega L_p+\frac{1}{j\omega C_p} \quad (11)$$

$$Z_s=R_s+R_c+j\omega(L_s+L_c)+\frac{1}{j\omega C_s}+\frac{T_{mc}^2}{R_m} \quad (12)$$

$$Z_U=Z_p+\frac{(\omega M)^2}{Z_s} = \frac{R_p+j\omega L_p+\frac{1}{j\omega C_p} + (\omega M)^2}{R_s+R_c+j\omega(L_s+L_c)+\frac{1}{j\omega C_s}+\frac{T_{mc}^2}{R_m}} \quad (13)$$

当电源负载阻抗为纯电阻时电学系统处于谐振状态,即 Z_U 的虚部为 0,根据式 (13) 可以得到下式:

$$\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} = \frac{(\omega M)^2 (\omega L_s + \omega L_c - \frac{1}{\omega C_s})}{(R_s + R_c + \frac{T_{mc}^2}{R_m})^2 + (\omega L_s + \omega L_c - \frac{1}{\omega C_s})^2} \quad (14)$$

从式 (14) 中可以得到满足电学谐振条件的原、副边补偿值存在无穷多个解,因此需要设定一个目标条件以找到最佳的原、副边补偿值。

对于超声振动系统而言,一定输入电压下换能器的输出振幅是其最为重要的性能指标,因此将换能器的最大输出振幅作为原、副边补偿的目标条件。目前已经有研究指出超磁致换能器的输出振幅与励磁电流(即副边电流)正相关^[14],故原、副边补偿的目标为使副边电流有最大值。对于图 7 所示的拓扑补偿电路,由基尔霍夫定律不难得出原、副边电流值。

$$\begin{cases} i_p = \frac{Z_s \dot{U}}{Z_p Z_s + (\omega M)^2} \\ i_s = \frac{j\omega M \dot{U}}{Z_p Z_s + (\omega M)^2} \end{cases} \quad (15)$$

对于副边电流 i_s 而言,互感和换能器谐振频率均无法通过电学补偿而改变,而原边阻抗 Z_p 和副边阻抗 Z_s 则可以通过电学补偿进行调整。当副边电流 i_s 的分母有最小值时, i_s 取得最大值。

设

$$Z^2(C_p, C_s) = |Z_p Z_s + (\omega M)^2|^2 \quad (16)$$

为得到使 i_s 取得最大值的原、副边补偿电容值,用 $Z^2(C_p, C_s)$ 分别对 C_p 和 C_s 求偏导:

$$\begin{cases} \frac{\partial Z^2(C_p, C_s)}{\partial C_p} = 0 \\ \frac{\partial Z^2(C_p, C_s)}{\partial C_s} = 0 \end{cases} \quad (17)$$

对式 (17) 求解可以得到 C_p 和 C_s 的值:

$$\textcircled{1} \begin{cases} C_p = \frac{1}{\omega^2 L_p} \\ C_s = \frac{1}{\omega^2 (L_s + L_c)} \end{cases} \quad (18)$$

$$\textcircled{2} \begin{cases} C_p = \frac{1}{\omega^2 L_p \pm \omega \sqrt{\frac{(\omega M)^2 R_p}{R_s} - R_p^2}} \\ C_s = \frac{1}{\omega^2 (L_s + L_c) \pm \omega \sqrt{\frac{(\omega M)^2 R_s'}{R_p} - R_s'^2}} \end{cases} \quad (19)$$

其中,

$$R_s' = R_s + R_c + \frac{T_{mc}^2}{R_m} \quad (20)$$

式 (18) 和式 (19) 分别为式 (17) 两个解,将式 (18) 代入式 (19) 可以得到

$$Z^2(C_p, C_s) = [R_p (R_s + R_c + \frac{T_{mc}^2}{R_m}) + (\omega M)^2]^2 \quad (21)$$

将式 (19) 代入式 (16) 可以得到

$$Z^2(C_p, C_s) = 4\omega^2 M^2 R_p (R_s + R_c + \frac{T_{mc}^2}{R_m}) \quad (22)$$

因有

$$R_p (R_s + R_c + \frac{T_{mc}^2}{R_m}) + (\omega M)^2 \geq 2\omega M \sqrt{R_p (R_s + R_c + \frac{T_{mc}^2}{R_m})} \quad (23)$$

故补偿电容的值为解②时副边电流有最大值。当非接触超声振动系统的各项参数满足式 (24) 时,解②存在实数解。

$$(\omega M)^2 \geq R_p (\frac{T_{mc}^2}{R_m} + R_s + R_c) \quad (24)$$

此时原边阻抗、副边阻抗和电源负载阻抗分别为:

$$Z_p = R_p \pm j \sqrt{\frac{(\omega M)^2 R_c}{R_s + R_c + \frac{T_{mc}^2}{R_m}} - R_p^2} \quad (25)$$

$$Z_s = R_s + R_c + \frac{T_{mc}^2}{R_m} \pm$$

$$j \sqrt{\frac{(\omega M)^2 (R_s + R_c + \frac{T_{mc}^2}{R_m})}{R_p} - (R_s + R_c + \frac{T_{mc}^2}{R_m})} \quad (26)$$

$$Z_U = 2R_p \quad (27)$$

2.3 超声振动系统的单边补偿方法

对于双边串联补偿而言,因为副边补偿元件需要放置在副边线圈和换能器之间,会占用刀柄内部的空间。这样增加了刀柄的体积,同时也使刀柄的设计更为复杂。所以考虑超声振动系统的原边串联补偿方法,图8所示为原边串联补偿的等效电路。

在原边串联补偿的情况下,当换能器工作在谐振状态时,超声振动系统原、副边的阻抗分别为:

$$Z_p = R_p + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} \quad (28)$$

$$Z_s = R_s + R_c + \frac{T_{mc}^2}{R_m} + j\omega(L_s + L_c) \quad (29)$$

此时电源的负载阻抗为:

$$Z_U = Z_p + \frac{(\omega M)^2}{Z_s} = R_p + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + \frac{(\omega M)^2}{R_s + R_c + \frac{T_{mc}^2}{R_m} + j\omega(L_s + L_c)} \quad (30)$$

要想使电学系统工作在谐振状态下,需要保证 Z_U 为纯电阻,即其虚部为0。因此可以得到原边补偿电容 C_p 的值。

$$C_p = \frac{1}{\omega^2 L_p - \frac{\omega^4 M^2 (L_s + L_c)}{(R_s + R_c + \frac{T_{mc}^2}{R_m})^2 + \omega^2 (L_s + L_c)^2}} \quad (31)$$

同双边串联补偿类似,原边串联补偿的情况下副边电流的值为:

$$I_s = \frac{j\omega M \dot{U}}{Z_p Z_s + (\omega M)^2} \quad (32)$$

设

$$Z^2(C_p) = |Z_p Z_s + (\omega M)^2|^2 \quad (33)$$

将得到的 C_p 代入 $\partial Z^2(C_p)/\partial C_p$ 中可以得到 $\partial Z^2(C_p)/\partial C_p = 0$,即此时副边电流有最大值,换能器能够输出最大振幅。

3 电学补偿的试验研究

对电路补偿进行试验验证,电能传输系统采用前文

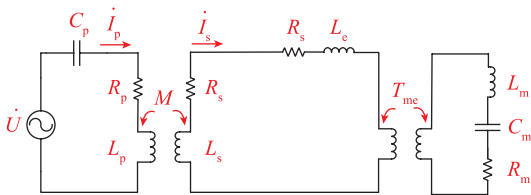


图8 原边串联补偿拓扑电路
Fig.8 Primary series compensation topology

中所设计的系统,试验所使用的超磁致换能器的各项电学参数如表2所示。

将超声振动系统的各项电学参数代入所求得的原、副边补偿元件的表达式中,可以得到表3所示的结果。

可以看到对于本文所设计的部分耦合式电能传输系统,双边补偿在最佳补偿方式下的两种补偿值差别较小,且试验所使用的电容箱精度有限,因此双边补偿使用 $C_p=24\text{nF}$, $C_s=9\text{nF}$ 。

搭建非接触超声振动系统的试验平台,测量在不同补偿方式下超声换能器的振动情况,以验证补偿方式的有效性。使用高速双极性电源BP4610作为超声电源,使用激光位移传感器来测量与换能器相连的刀具端面的输出振幅,使用十进制电容箱来调节不同补偿方式下原、副边补偿电容的大小。试验时电源输出电压为80V,输出频率为换能器的谐振频率 $f=20830\text{Hz}$ 。根据机床实际结构将原、副边固定,并将原、副边之间的气隙调整至2mm。

表4为不同的电能传输方式下所测得的副边电流大小。

图9为超磁致伸缩超声换能器在不同的补偿模式下刀具端面的振动情况,换能器的振幅在双边串联补偿方式和单边串联补偿方式下均小于其直接与电源相连

表2 超磁致换能器参数

Table 2 Parameters of giant magnetostrictive transducer

L_c/mH	R_c/Ω	T_{mc}/Ω	R_m/Ω	f/Hz
0.78	7.23	66.93	48.23	20830

表3 不同补偿方式下的补偿参数

Table 3 Compensation parameters under different compensation modes

补偿方式	C_p/nF	C_s/nF
双边补偿	23.9	8.0
	24.1	9.4
原边补偿	23.9	—

表4 不同电能传输方式下副边电流

Table 4 Subside current under different electric power transfer modes

电能传输方式	副边电流 I_s/A
直接传输	0.44
非接触传输无补偿	0.13
单边补偿	0.21
双边补偿	0.25

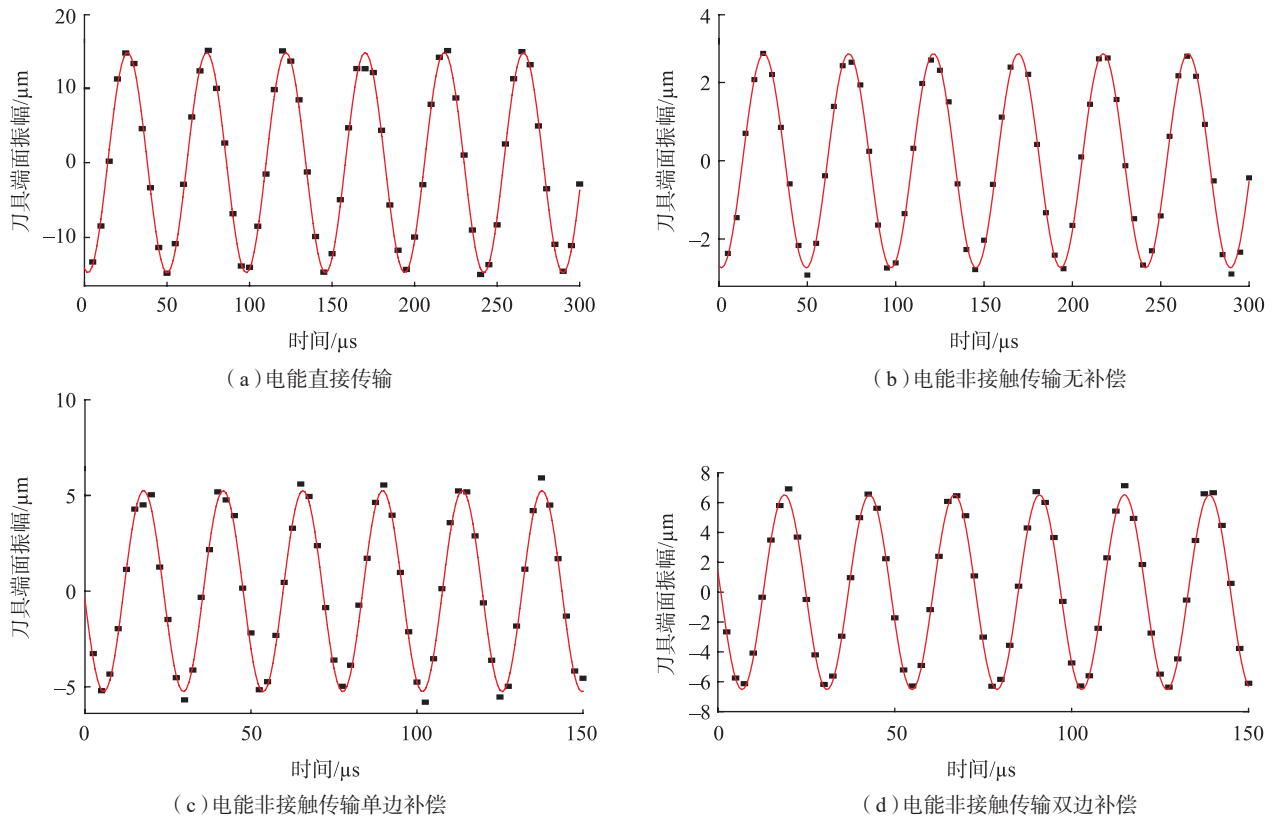


图9 不同电能传输方式下刀具端面输出位移

Fig.9 Displacement of tool face under different power transmission modes

时的振幅。令超磁致伸缩超声换能器在与电源直接相连、无补偿、单边补偿和双边补偿4种形式下刀具端面输出位移的振幅分别为 A_0 、 A_1 、 A_2 、 A_3 ，有 $A_0=14.7\mu\text{m}$ ， $A_1=2.8\mu\text{m}$ ， $A_2=5.2\mu\text{m}$ ， $A_3=6.5\mu\text{m}$ 。可以看到，补偿后系统的输出振幅与副边电流值较补偿前有了较大的提升。系统在双边补偿下的输出振幅稍大于单边补偿下的振幅，双边补偿较单边补偿具有更好的电能传输效果。在超声换能器实际工作过程当中，双边补偿方法需要在刀柄内部放置补偿元件，增加了刀柄设计的难度。根据试验结果可以看到两种补偿方式下换能器振幅差别不大，因此在实际应用中推荐使用原边串联补偿的方式。

与全耦合式的非接触电能传输方式相比，部分耦合式电能传输系统在保证换能器输出振幅的同时，实现了加工过程当中自动换刀，是一种比较适合旋转超声加工系统的电能传输方式。

4 结论

本文研究了超磁致伸缩旋转超声振动系统部分耦合式非接触电能传输的设计方法及其电学补偿方案，得到以下结论：

(1) 根据部分耦合非接触电能传输的设计要求，建立了非接触电能传输系统的电学模型。在此电学模型

的基础上，计算出电能传输系统的各项参数，并进行了电学仿真和试验验证。通过试验说明了非接触超声振动系统进行电学补偿的必要性。

(2) 结合超磁致伸缩换能器的电学等效电路，讨论了超磁致非接触超声振动系统的电学补偿原理，并给出了电学系统在谐振状态下工作的条件，即电源负载阻抗为纯电阻。

(3) 针对部分耦合非接触电能传输超磁致伸缩超声振动系统，计算了其双边串联补偿形式和单边串联补偿形式下的补偿元件值，并通过试验验证了电路补偿的有效性。研究表明，使用单边串联补偿的方式能够在简化刀柄设计的同时，保证较好的电能传输能力。

参考文献

- [1] THOE T B, ASPINWALL D K, WISE M L H. Review on ultrasonic machining[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 1998, 38(4): 239-255.
 - [2] 冯平法, 王健健, 张建富, 等. 硬脆材料旋转超声加工技术的研究现状及展望[J]. 机械工程学报, 2017, 53(19): 3-21.
- FENG Pingfa, WANG Jianjian, ZHANG Jianfu, et al. Research status and future prospects of rotary ultrasonic machining of hard and brittle materials[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2017, 53(19): 3-21.

(下转第101页)

FENG Ziming. Digital and flexible assembly technology for fuselage[M]. Beijing: Aviation Industry Press, 2015.

[2] PARSA M H, POURNIA P. Optimization of initial blankshape predicted based on inverse finite element method[J]. Finite Elements in Analysis and Design, 2007, 43(3): 218–233.

[3] 孙开胜, 王雷刚, 黄瑶, 等. 截面线修正法在毛坯设计中的应用[J]. 模具技术, 2008(2): 32–34.

SUN Kaisheng, WANG Leigang, HUANG Yao, et al. Application of section curve modification method in blank design[J]. Mold Technology, 2008(2): 32–34.

[4] 兰箭, 张靖暹, 张沔利, 等. 基于弧长法的有限元逆算法在板料成形中的应用[J]. 热加工工艺, 2009(11): 82–85.

LAN Jian, ZHANG Jingxian, ZHANG Mianli, et al. Application of inverse finite element approach based on arc-length method in sheet metal forming[J]. Thermal Processing, 2009(11): 82–85.

[5] WEISS J. Application and statistical analysis of terrestrial laser scanning and forest growth simulations to determine selected characteristics of Douglas-Fir stands[J]. Folia Forestalia Polonica Seria A Forestry, 2009, 51(2): 123–127.

[6] 吴佳常, 李晋. 确定机械加工余量的新方法及其计算机程序设计[J]. 机械设计与制造工程, 1986(6): 7–16.

WU Jiachang, LI Jin. A new method to determine machining residue and its computer program design[J]. Mechanical Design and Manufacturing Engineering, 1986(6): 7–16.

[7] 蔡润彬, 潘国荣. 三维激光扫描多视点云拼接新方法[J]. 同济大学学报(自然科学版), 2006, 34(7): 913–918.

CAI Runbin, PAN Guorong. A new method for multi-view point cloud registration[J]. Journal of Tongji University (Natural Science), 2006, 34(7): 913–918.

[8] 周坤. 激光三角法在大尺寸测量中的应用[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2009.

ZHOU Kun. Application of laser triangulation in the large scale measurement[D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2009.

[9] 杨现辉, 王惠南. ICP算法在3D点云配准中的应用研究[J]. 计算机仿真, 2010, 27(8): 235–238.

YANG Xianhui, WANG Huinan. Application research of ICP algorithm in 3D point cloud alignment[J]. Computer Simulation, 2010, 27(8): 235–238.

[10] 邓军. 三维点云处理和规则曲面拟合算法研究[D]. 绵阳: 西南科技大学, 2015.

DENG Jun. Research on three dimension point cloud processing and surface fitting algorithm[D]. Mianyang: Southwest University of Science and Technology, 2015.

[11] LI X, QIU W, LU S. Research on quickly data sharing between Geomagic and SolidWorks[C]//International Conference on Mechanic Automation and Control Engineering. Wuhan, 2010.

通讯作者: 王巍, 教授、硕士生导师, 研究方向为数字化飞机制造技术、飞机装配工艺的通用性及模块化设计, E-mail: wwsh595@163.com。

(责编 铃兰)

(上接第95页)

[3] WANG C S, COVIC G A, STIELAU O H. Power Transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(1): 148–157.

[4] WANG C S, STIELAU O H, COVIC G A. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(5): 1308–1314.

[5] ZHU X, LIN B, LIU L. Efficiency-based compensations and the mechanical load dependencies of rotary transformer for rotary ultrasonic machining applications[J]. IET Power Electronics, 2015, 8(6): 986–993.

[6] ZHU X, LIN B, LIU L, et al. Power transfer performance and cutting force effects of contactless energy transfer system for rotary ultrasonic grinding[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 2785–2795.

[7] 申昊, 冯平法, 张建富, 等. 超声振动系统非接触式高效电能传输的电路补偿[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2015, 55(7): 728–733.

SHEN Hao, FENG Pingfa, ZHANG Jianfu, et al. Circuit compensation for efficient contactless power transmission in ultrasonic vibration systems[J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2015, 55(7): 728–733.

[8] LUAN Y, LIN B, MA X, et al. Innovative contactless energy transfer accessory for rotary ultrasonic machining and its circuit compensation based on coil turns[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10): 7810–7818.

[9] 陈曦, 赵波. 无线电能传输系统的特性与仿真分析[J]. 机械设计与制造, 2015(1): 187–190.

CHEN Xi, ZHAO Bo. Characteristics and simulation analysis of the wireless power transmission system[J]. Machinery Design & Manufacture, 2015(1): 187–190.

[10] 袁文, 隆志力, 张建国, 等. 新型非接触式电能传输装置在超声加工中的应用[J]. 电工技术学报, 2015, 30(10): 52–57.

YUAN Wen, LONG Zhili, ZHANG Jianguo, et al. The application of new non-contract electromagnetic conversion device in ultrasonic machining[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(10): 52–57.

[11] MCLYMAN C W T. Transformer and inductor design handbook[M]. Boca Raton: CRC Press Book, 2011.

[12] CAI W, ZHANG J, FENG P, et al. A bilateral capacitance compensation method for giant magnetostriction ultrasonic processing system[J]. International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2016, 90(9–12): 1–9.

[13] WAKIWAKA H, LIO M, NAGUMO M, et al. Impedance analysis of acoustic vibration element using giant magnetostrictive material[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1992, 28(5): 2208–2210.

[14] CAI W, ZHANG J, YU D, et al. A vibration amplitude model for the giant magnetostrictive ultrasonic processing system[J]. Journal of Intelligent Material Systems & Structures, 2017, 53(19): 52–58.

通讯作者: 冯平法, 博士、教授、博士生导师, 研究方向为超声与高速精密加工工艺装备、制造装备性能分析等, E-mail: fengpf@mail.tsinghua.edu.cn。

(责编 铃兰)