DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.5.207 **中图分类号**：TM724 **文献标志码**：A

基于旋转无线输电系统的电机闭环控制

潘子峻，李建贵，王隆扬，陈慧莹
(武汉理工大学机电工程学院，武汉 430070)

摘要：传统旋转机构的供电存在结构复杂、功能单一以及安全隐患等问题，针对这些问题，提出了1种具有转速检测功能的径向磁通旋转无线输电系统。首先，推导了径向磁通耦合线圈的互感随转角的变化关系，建立了旋转无线输电系统的电路模型；其次，设计了输出电压处理电路，将其波形转换后用于电机的控制；最后，搭建了由步进电机驱动的旋转无线输电实验平台，分别在不同的目标转速下进行了实验验证。结果表明，输出电压波形的变化规律符合互感推导预期，通过该电压信号处理及步进电机闭环速度控制的方式，可以实现旋转无线传能装置在较高目标转速下的调速起动，验证了系统的可行性。

关键词：旋转无线输电；径向磁通；处理电路；步进电机；闭环速度控制

Closed-loop Control of Motor Based on Rotational Wireless Power Transfer System

PAN Zijun, LI Jiangui, WANG Longyang, CHEN Huiying
(School of Mechanical and Electronic Engineering, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

Abstract: The conventional power supply methods for rotary mechanisms have problems such as complex structures, monotonous functions and security risks. Aimed at these problems, a radial-flux rotational wireless power transfer (R-WPT) system with a rotation speed detection function was proposed. First, the relationship between the mutual inductance of a radial-flux coupling coil and rotation angle was deduced, and a circuit model of the R-WPT system was built. Second, an output voltage processing circuit was designed to convert the waveform, which was further used for motor control. Finally, an R-WPT experimental platform driven by a stepping motor was constructed and verified at different target speeds. Results show that the output voltage waveform well conformed to the expectation of deduced mutual inductance. With the voltage signal processing and the closed-loop speed control method based on the stepping motor, the starting process of the R-WPT device with speed regulation can be performed at higher target speeds, indicating the feasibility of the system.

Keywords: Rotational wireless power transfer (R-WPT); radial-flux; processing circuit; stepping motor; closed-loop speed control

旋转机构普遍应用于轮毂、扇叶等旋转装置的传动中。在旋转运动的物体上加装传感器等电子器件进行监测，旋转机构会对传感器的供电造成不便。旋转装置常用的供电方式是电刷滑环[1]，虽然其技术较为成熟且应用广泛，但是磨损、发热、电火花等问题仍无法避免，长期运行时可能会影响设备的安全性与可靠性[2]。

收稿日期：2023-01-16；**修回日期**：2023-05-09；**录用日期**：2023-05-22；**网络首发日期**：2023-06-19

无线输电WPT(wireless power transfer)技术可以通过耦合线圈的谐振实现非接触式的电能传输，避免接触磨损，具有高安全性和可靠性。为了适用于不同的复杂场合，多种类型的方案被研究者提出[3-6]，其中包括旋转式无线输电R-WPT(rotational wireless power transfer)[2,7-11]。文献[7]比较了几种常见的R-WPT拓扑，并总结了径向和轴向2种典型拓扑的性能与应用场合；文献[8]提出了一种将接收线圈铺设在鼓风机扇叶上的WPT系统，可以对传

感器进行3~5 V的供电，但因其线圈布置在扇叶表面，可能影响扇叶运转，且传输功率和效率受旋转位置影响较大；文献[9]提出了一种 WPT 拓扑，其接收线圈由 2 组反向缠绕的解耦线圈构成，可以在适应不同旋转角度的情况下为水下航行器供电，其发射线圈在圆周上相错一定角度排布，安装较为不便且易受轴向偏移的影响；文献[10]提出了一种同轴嵌套式的 WPT 系统，有较好的抗偏移性能，并通过铁氧体和保护外壳实现了磁场的优化，减少了其他磁体的干扰，但其仅具备常规的旋转无线输电功能。综上，目前的一些 R-WPT 方案存在结构不便于安装、易受位置偏移影响或功能与应用场合单一的问题。本文所提出的 R-WPT 系统，在实现无线输电的同时，能够根据输出电压波形的变化获得转速信息，用于旋转装置的转速控制，在常规 R-WPT 系统的基础上扩展了功能。

本文提出一种具有转速检测功能的径向磁通 R-WPT 系统，其发射线圈与接收线圈内外嵌套、同轴安装，构成径向磁通旋转耦合器，在转动时实现无线电能传输。旋转过程中输出电压波形随耦合器上接收线圈的转动而变化，经过处理电路后转换为合适的电平信号由 STM32 捕获，用于计算装置中步进电机和旋转耦合器的转速。基于以上方法获得的转速，本文采用闭环速度控制算法实现装置的调速起动，改善其起动性能，最后通过实验验证系统的可行性。

1 系统结构与原理

1.1 系统总体结构

本文提出的径向磁通 R-WPT 系统采用磁耦合谐振方式，其原理是通过电感与电容组成谐振腔，当系统工作在谐振腔的固有频率时，谐振腔将发生强磁耦合谐振，从而实现能量从发射端到接收端的流动。该系统结构示意如图 1 所示。

系统总体结构如图 1(a)所示，R-WPT 耦合器主要由发射线圈、接收线圈、铁氧体和外壳组成，步进电机通过转轴带动接收线圈转动，直流电源、

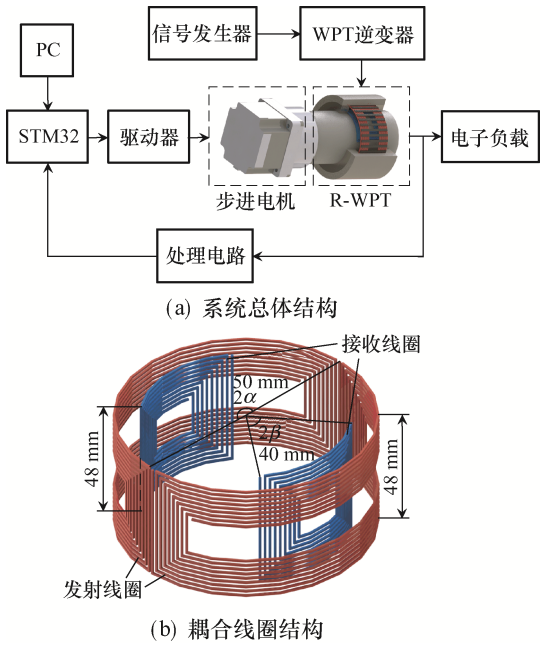


图 1 系统结构示意

Fig. 1 Schematic of system structure

高频逆变器、原边补偿电路与外壳的发射线圈相接，副边补偿电路、整流器与转轴上的接收线圈相接。径向磁通旋转式耦合线圈结构如图 1(b)所示，发射线圈装在定子外壳上，接收线圈装在转轴上，2 组线圈同轴放置，2 个发射线圈之间和 2 个接收线圈之间均采用正串方式，磁通方向呈径向分布。当耦合线圈在给定频率谐振时，电能从发射线圈传输到接收线圈，从而实现对转子上用电器的供电。综合考虑 Qi 标准与 PMA 标准适用的频率范围[12]以及采用的硬件平台，本文选用 300 kHz 作为谐振频率。

基于以上 R-WPT 系统，本文设计了输出电压信号的处理电路，构成反馈回路。系统的工作方式为：①信号发生器生成固定频率的信号发送给 WPT 逆变器，使耦合线圈以 300 kHz 的频率谐振，并进行无线电能传输；②PC 上位机通过串口向 STM32 控制器发送指令，使驱动器驱动步进电机旋转，带动 WPT 耦合器的接收端转动；③处理电路将 WPT 系统的输出电压波形转换并反馈给 STM32 处理，获得转速信息，进行电机的闭环速度控制。

1.2 径向磁通旋转耦合线圈互感计算及仿真

本文中径向磁通旋转耦合器的线圈参数见

表 1。弧面形耦合线圈平铺后为长方形，长方形的长即弧边长分别为 l_t 和 l_r，长方形的宽即直边宽分别为 w_t 和 w_r。发射线圈和接收线圈构成的圆柱的圆周半径分别为 R 和 r。发射线圈和接收线圈的匝间距分别为 d_t 和 d_r，匝数分别为 N_1 和 N_2。

表 1　线圈参数

Tab. 1 Coil parameters

线圈	参数	数值
发射线圈	弧边长 l_t/mm	155
	直边宽 w_t/mm	48
	圆周半径 R/mm	50
	匝间距 d_t/mm	2
	匝数 N_1	9
接收线圈	弧边长 l_r/mm	53
	直边宽 w_r/mm	48
	圆周半径 r/mm	40
	匝间距 d_r/mm	2
	匝数 N_2	9

互感系数对无线输电系统的性能有重要影响，互感大小与线圈的位置、距离、匝数等因素有关。近似地认为导线内的电流均匀分布，两单匝线圈之间的互感 M_{12} 可用 Neumann 公式进行计算[4-6,13]，则有

$$M_{12}=\frac{\mu_0}{4\pi}\oint_{l_1}\oint_{l_2}\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{l}_1\mathrm{d}\boldsymbol{l}_2}{|\boldsymbol{r}_1-\boldsymbol{r}_2|} \tag{1}$$

式中：μ_0 为真空磁导率，$\mu_0=4\pi\times10^{-7}$ H/m；$\mathrm{d}\boldsymbol{l}_1$、$\mathrm{d}\boldsymbol{l}_2$ 分别为发射线圈和接收线圈的矢量元；$\boldsymbol{r}_1$、$\boldsymbol{r}_2$ 分别为原点到 2 个矢量元的位置向量。

为便于计算，将两同轴无轴向偏移的弧面形单匝线圈的几何模型表示为图 2 所示。发射线圈的 4 条边分别为 a_1、b_1、c_1、d_1，弧边所对圆心角为 2α；接收线圈的 4 条边分别为 a_2、b_2、c_2、d_2，弧边所对圆心角为 2β；空间坐标系原点 O 与发射线圈在 yOz 平面上投影的中心点重合，z 轴为发射线圈与接收线圈的公共轴线；初始位置下 x 轴穿过发射线圈和接收线圈的中心，xOz 平面等分圆心角 2α、2β；接收线圈绕 z 轴逆时针旋绕，转角为 θ。

通过计算 2 个线圈各段导线的互感之和，能够得到 2 个线圈间的互感。根据 Neumann 公式，两

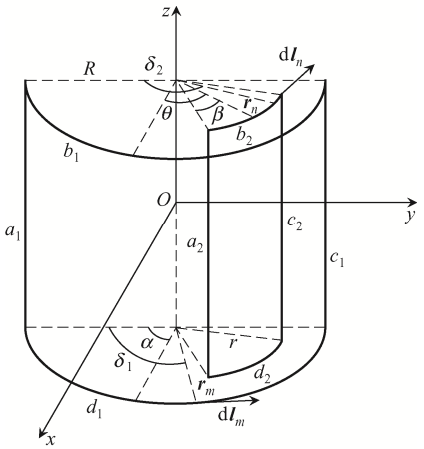


图 2　互感计算几何示意

Fig. 2 Geometric diagram of mutual inductance calculation

段导线间的互感主要与几何位置有关，空间中互相垂直的两段导线的矢量元之积为 0。因此，两线圈的互感是通过计算非垂直关系的导线段间互感之和得到。发射线圈的第 m 匝与接收线圈的第 n 匝之间的互感 M_{mn} 的计算公式为

$$\begin{aligned}M_{mn}=&M_{a_1a_2}+M_{b_1b_2}+M_{c_1c_2}+M_{d_1d_2}+M_{a_1c_2}+\\&M_{c_1a_2}+M_{b_1d_2}+M_{d_1b_2}\end{aligned} \tag{2}$$

设 w_m 为发射线圈第 m 匝的宽度，w_n 为接收线圈第 n 匝的宽度，也即图 2 中边长 a_1、c_1 为 w_m，边长 a_2、c_2 为 w_n。根据 Neumann 公式得，两直边之间的互感 $M_{a_1a_2}$ 为

$$M_{a_1a_2}=\frac{\mu_0}{4\pi}\cdot\int_{-\frac{w_m}{2}}^{\frac{w_m}{2}}\int_{-\frac{w_n}{2}}^{\frac{w_n}{2}}\frac{\mathrm{d}z_2\mathrm{d}z_1}{\sqrt{R^2+r^2-2Rr\cos(\alpha+\theta-\beta)+(z_2-z_1)^2}} \tag{3}$$

两弧边之间的互感 $M_{b_1b_2}$ 为

$$M_{b_1b_2}=\frac{\mu_0}{4\pi}\cdot\int_{-\alpha}^{\alpha}\int_{\theta-\beta}^{\theta+\beta}\frac{Rr\cos(\delta_2-\delta_1)\mathrm{d}\delta_2\mathrm{d}\delta_1}{\sqrt{R^2+r^2-2Rr\cos(\delta_2-\delta_1)+\left(\frac{w_n}{2}-\frac{w_m}{2}\right)^2}} \tag{4}$$

其他边的互感以此类推，即可得到单匝线圈之间的互感 M_{mn}。发射线圈与接收线圈的互感 M 可看作两线圈内部各单匝线圈之间的互感之和，即

$$M=\sum_{m=1}^{N_1}\sum_{n=1}^{N_2}M_{mn} \tag{5}$$

本文的径向磁通旋转耦合器中，发射线圈和接收线圈各由 2 组线圈构成，总互感 M_{total} 为

$$M_{\text{total}}=2(M_{\theta_1}+M_{\theta_2}) \tag{6}$$

式中，下标 θ_1、θ_2 分别为接收线圈相对于 2 组发射线圈的转角，θ_2=θ_1−π。

为提高耦合线圈的互感与耦合系数，降低漏磁，本文在线圈上添加铁氧体进行磁屏蔽。铁氧体长 42 mm，宽 10 mm，高 1.5 mm，数量为 24 个，沿圆周均匀排布。为验证互感随转角变化的情况，采用式(2)~式(6)计算耦合线圈在无铁氧体情况下的互感，并与有、无铁氧体情况下互感的有限元仿真值以及有铁氧体的互感测试值进行比较，如图 3 所示。从图中可见，4 种情况下互感随转角变化的曲线均近似为马鞍形，且随旋转角产生周期性变化。无铁氧体的情况下，互感的计算值与仿真值两曲线基本吻合，但由于公式计算和有限元仿真在模型的简化方式上有所不同，因而两曲线间存在一定偏差。在添加铁氧体后，耦合线圈的互感有显著提升，仿真值与测试值的曲线基本吻合。

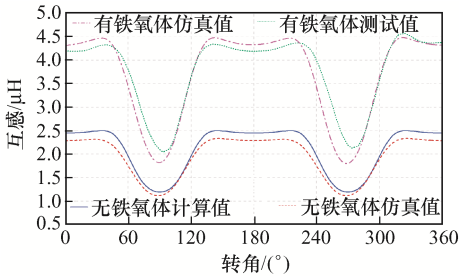


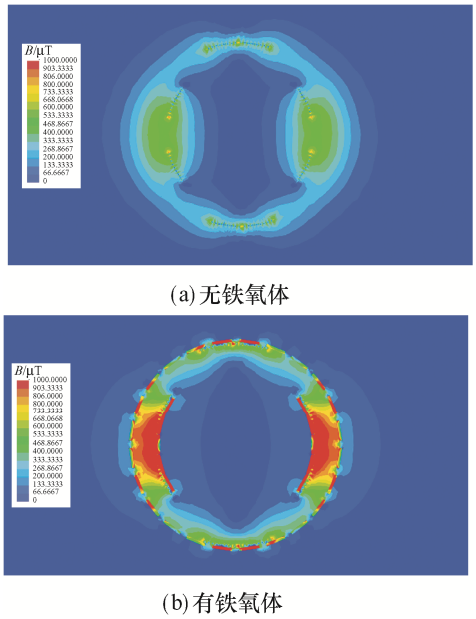
图 3 互感随转角变化的曲线

Fig. 3 Curves of mutual inductance versus rotation angle

在激励电流为 1 A、频率为 300 kHz 的条件下进行有限元仿真，得到的磁场分布如图 4 所示。从图中可见，磁场呈径向分布，且在添加铁氧体后漏磁有显著减少。

1.3 LCC-S 型无线输电系统模型

WPT 系统的电路拓扑如图 5 所示，其中发射端采用 LCC 补偿[11,13-14]，接收端采用串联(S)补偿。图中：L_p 和 L_s 分别为发射端和接收端线圈的自感；C_p 和 C_s 分别为发射端和接收端串联补偿电容；L_f 为发射端补偿电感；C_f 为发射端并联补偿电容。



(a) 无铁氧体

(b) 有铁氧体

图 4 磁场分布仿真

Fig. 4 Simulated magnetic field distribution

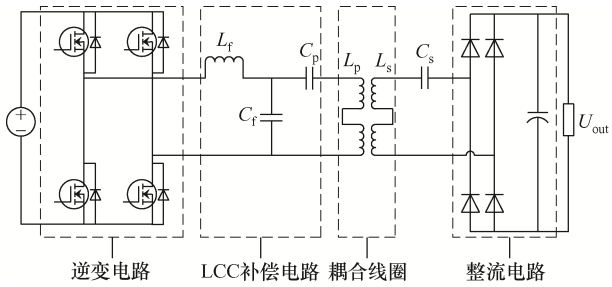


图 5 WPT 系统的电路拓扑

Fig. 5 Circuit topology of WPT system

WPT 系统 LCC-S 拓扑的等效电路如图 6 所示。其中：R_f、R_p、R_s 为寄生电阻；R_{eq} 为等效负载；$\boldsymbol{U}_p$ 为原边输入电压；$\boldsymbol{U}_s$ 为副边输出电压。

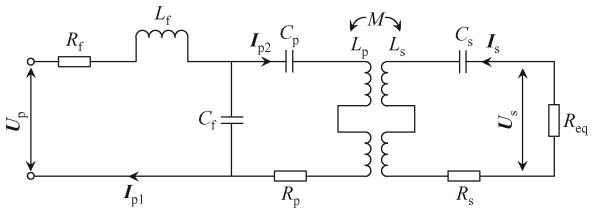


图 6 LCC-S 拓扑等效电路

Fig. 6 Equivalent circuit of LCC-S topology

LCC-S 型系统发射电路处于谐振状态时，满足

关系

$$\omega_0 L_{\mathrm{f}} = \frac{1}{\omega_0 C_{\mathrm{f}}} = \omega_0 L_{\mathrm{p}} - \frac{1}{\omega_0 C_{\mathrm{p}}} \tag{7}$$

式中，ω_0 为谐振角频率。当接收端线圈的自感 L_{s} 与补偿电容 C_{s} 发生串联谐振时，有

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{s}}}} = 2\pi f_0 \tag{8}$$

式中，f_0 为谐振频率。得到的 LCC-S 型系统参数见表 2。

表 2　LCC-S 型系统参数

Tab. 2 Parameters of LCC-S system

参数	数值
谐振频率 f_0/kHz	300
原边自感 L_{p}/μH	27.5
副边自感 L_{s}/μH	8.6
原边补偿电感 L_{f}/μH	2.82
原边并联补偿电容 C_{f}/nF	99.8
原边串联补偿电容 C_{p}/nF	11.4
副边补偿电容 C_{s}/nF	32.7

由基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff voltage laws)得

$$\begin{cases} \boldsymbol{U}_{\mathrm{p}} = \boldsymbol{I}_{\mathrm{p1}}(\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{f}} + R_{\mathrm{f}}) + (\boldsymbol{I}_{\mathrm{p1}} - \boldsymbol{I}_{\mathrm{p2}})\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{f}}} \\ (\boldsymbol{I}_{\mathrm{p1}} - \boldsymbol{I}_{\mathrm{p2}})\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{f}}} = \boldsymbol{I}_{\mathrm{p2}}\left(\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{p}} + \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{p}}} + R_{\mathrm{p}}\right) + \\ \qquad \mathrm{j}\omega M \boldsymbol{I}_{\mathrm{s}} \\ -R_{\mathrm{eq}} \boldsymbol{I}_{\mathrm{s}} = \mathrm{j}\omega M \boldsymbol{I}_{\mathrm{p2}} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{s}}\left(\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{s}} + \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{s}}} + R_{\mathrm{s}}\right) \end{cases} \tag{9}$$

在谐振状态下，忽略寄生电阻可以得到

$$\begin{cases} \boldsymbol{I}_{\mathrm{p1}} = \dfrac{M^2 \boldsymbol{U}_{\mathrm{p}}}{L_{\mathrm{f}}^2 R_{\mathrm{eq}}} \\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{s}} = \dfrac{M \boldsymbol{U}_{\mathrm{p}}}{L_{\mathrm{f}} R_{\mathrm{eq}}} \\ \boldsymbol{U}_{\mathrm{s}} = \dfrac{M \boldsymbol{U}_{\mathrm{p}}}{L_{\mathrm{f}}} \end{cases} \tag{10}$$

忽略 R_{f} 时，WPT 的输出功率 P_{out} 和效率 η 分别为

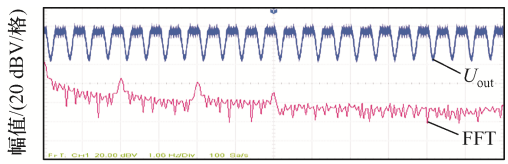
$$\begin{cases} P_{\mathrm{out}} = \dfrac{M^2 R_{\mathrm{eq}} \boldsymbol{U}_{\mathrm{p}}^2}{(R_{\mathrm{s}} + R_{\mathrm{eq}})^2 L_{\mathrm{f}}^2} \\ \eta = \dfrac{R_{\mathrm{eq}}}{(R_{\mathrm{s}} + R_{\mathrm{eq}})\left(1 + \dfrac{R_{\mathrm{p}} R_{\mathrm{s}} + R_{\mathrm{p}} R_{\mathrm{eq}}}{\omega^2 M^2}\right)} \end{cases} \tag{11}$$

由式(9)~式(11)可知，对于 LCC-S 型系统，$\boldsymbol{I}_{\mathrm{p1}}$、$\boldsymbol{I}_{\mathrm{s}}$、$\boldsymbol{U}_{\mathrm{s}}$、$P_{\mathrm{out}}$ 和 η 都与互感 M 有关，$\boldsymbol{I}_{\mathrm{p1}}$、$\boldsymbol{I}_{\mathrm{s}}$、$\boldsymbol{U}_{\mathrm{s}}$ 随 M 的下降而下降。当径向磁通旋转耦合器的接收线圈转动时，发射线圈与接收线圈的转角发生改变，互感也随之变化，从而造成输出电压波形呈周期性规律变化，为波形的处理方式提供了基础。

2　输出电压信号波形处理

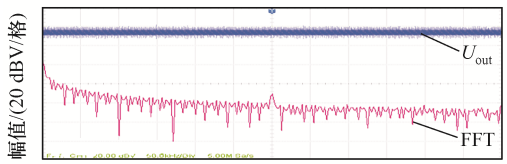
2.1　输出电压波形测试与分析

R-WPT 系统输出电压的测试波形如图 7 所示。当步进电机带动 R-WPT 耦合器匀速旋转时，示波器测得输出电压波形如图7(a)所示，输出电压约在 6~15 V之间波动，其波形同样近似于马鞍形，符合图 3 中互感曲线的变化规律。对波形进行快速傅里叶变换 FFT(fast Fourier transform)，图中在 0 Hz 和前 3 次谐波频率处的幅值较高。频率范围放大后的频谱图如图 7(b)所示，可见在谐振频率 300 kHz 处的幅值较高，且在不同的转速下转速稳定后的频谱图仍符合以上规律。本系统的输出电压波形谐波分量较为显著的位置有：①整流产生的直流分量；②前 3 次谐波分量，其频率与耦合器转动时输出电



频率/(1 Hz/格)

(a) 低频谐波观察



频率/(50 Hz/格)

(b) 300 kHz谐波观察

图 7　R-WPT 系统输出电压的测试波形

Fig. 7 Measured waveforms of output voltage of R-WPT system

压波形频率有关；③300 kHz 谐波分量，其频率等于 WPT 耦合线圈的谐振频率。频谱图中，输出电压的基波频率为耦合器旋转频率的 2 倍。由于发射线圈与接收线圈均由 2 组线圈组成，耦合器旋转 1 周输出电压波形产生 2 个周期的变化，输出电压的波形与耦合器的转速具有相关性，因此通过一定的处理方式可以从中获取装置的转速信息。

2.2 输出电压处理电路及程序设计

针对 R-WPT 系统输出电压的波形，本文设计了信号处理与转换电路，电路总体结构如图 8 所示。采集到的电压由 LM358 运放器组成的差分运放电路处理消去 0~5 V 范围的空档，经过分压后降低到 STM32 容许的范围内，再经过有源二阶低通滤波器滤除高频噪声；然后由 NE555 定时器组成的施密特触发器将其转换为同周期同频率的电平信号，由 STM32 捕获，当输入电压穿过施密特触发器的上、下阈值电压时电路的状态会发生改变，产生有陡峭边沿的电平信号。

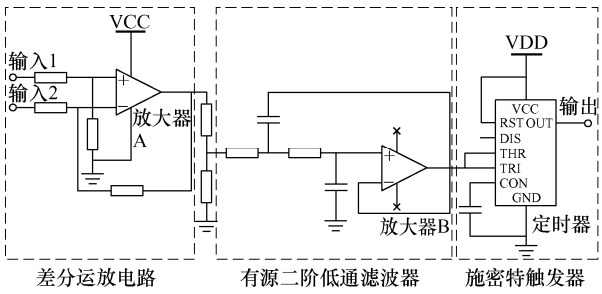


图 8 输出电压处理电路结构

Fig. 8 Structure of output voltage processing circuit

转换后电平信号捕获与转速计算的程序处理过程为：①配置定时器的捕获通道和 PWM 通道，并使计数器产生周期为 t_0 的计数；②当捕获到信号上升沿时，将计数值清零并开始计数；③若计数值超出自动重装载寄存器 ARR(auto-reload register)的溢出值 65 535，则记录溢出次数 k 并重新计数；④当再次捕获到信号上升沿时，记录下此时的计数值 n；⑤计算捕获信号的周期 $T=(65\,535k+n)t_0$，即可计算步进电机和旋转耦合器的转速 ω；⑥根据计算转速 ω 和目标转速 ω_{ref} 的偏差值 e，循环执行电机的闭环控制算法，更新 PWM 驱动信号的周期和占空比，实现步进电机的闭环控制。

3 系统建立与实验验证

3.1 步进电机闭环控制系统设计

步进电机常采用开环控制，然而由于电机自身性能、机械结构或负载等因素影响，步进电机开环运行会出现失步、过冲甚至堵转现象，影响工作精度和可靠性。根据步进电机的转矩-频率特性，当给定较高的控制脉冲信号频率时，电机的运行转矩会有所降低[15]。在 R-WPT 装置中，在转轴摩擦以及转轴和转子自身转动惯量的影响下，步进电机在带动旋转耦合器起动时，可能会由于失步产生震动或堵转的问题，对系统的运转产生负面影响。本实验基于上文输出电压信号处理的方法，获得装置的转速并构建闭环速度控制系统，以改善装置起动时的性能。

为验证速度闭环控制的效果，分别在不同的目标转速下，采用常规 PID 和模糊 PID 的控制算法进行实验。与常规 PID 控制相比，模糊 PID 根据偏差量 e 以及偏差的变化量 e_c 执行模糊逻辑算法[14,16]，通过模糊化、模糊推理、解模糊的步骤，实现 PID 参数的实时调整，从而获得更优的闭环控制效果。

3.2 实验台架及电压波形处理测试

本文的实验装置台架如图 9 所示。直流电源为整个系统供电，信号发生器产生 300 kHz 方波信号并传送至 WPT 逆变电路板，逆变电路采用 IR2110S

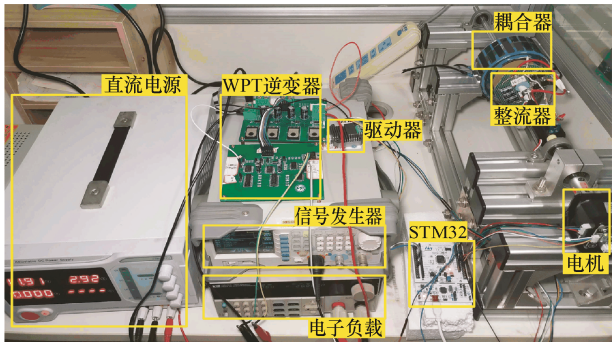


图 9 实验台架

Fig. 9 Experimental platform

驱动芯片，经过 LCC-S 补偿电路后，耦合线圈产生 300 kHz 谐振并进行电能传输。采用 STM32F302R8 控制板向 ZD-M42P 步进电机驱动器发送控制信号，驱动 17HS1538 型号的 42 步进电机旋转，带动 R-WPT 装置耦合器的接收线圈转动，接收线圈经过整流器后连接至电子负载。R-WPT 装置的输入电压为 12 V，负载为 12 Ω，耦合线圈与铁氧体的尺寸参数与上文相同。

将输出电压处理电路接到 R-WPT 系统的输出端，用示波器观察处理后的信号，结果如图 10 所示。波形的处理满足预期效果，原信号和处理后信号的频率周期相同，且高频噪声的幅值有所减少，以避免噪声误触发 STM32 的捕获。经测试，在输入电压为 12 V 且保持匀速旋转的条件下，R-WPT 系统的平均输出功率约为 13.5 W，平均效率约为 74.1%。在不同的转速下匀速旋转时，系统的平均功率和效率基本不变。

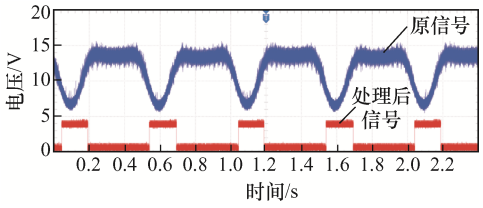


图 10　原信号与处理后信号的测试波形

Fig. 10 Measured waveforms of original and processed signals

3.3 装置起动运行实验

在目标转速为 90、120、150 r/min 的条件下，使步进电机分别在开环模式、常规 PID 模式和模糊 PID 模式下带动装置起动，测得电机起动过程的转速曲线如图 11 所示。

图11(a)展示了开环和闭环模式下，实验装置在目标转速 90 r/min(对应开环模式下驱动器输入脉冲信号频率为 9 600 Hz)时的起动速度曲线。开环模式下，步进电机响应快速，但起动时存在较为明显的过冲和震动。在闭环模式下，可以通过 PID 参数的调节来避免速度的过冲，减小起动过程中的震动；速度在起动过程存在一定的波动，第一次波动较为明显。在模糊 PID 控制模式下，速度在上升过程的波动幅度比常规 PID 模式的更小些，也显著小于开环模式下的过冲量，且起动过程中的震动也有所减轻。

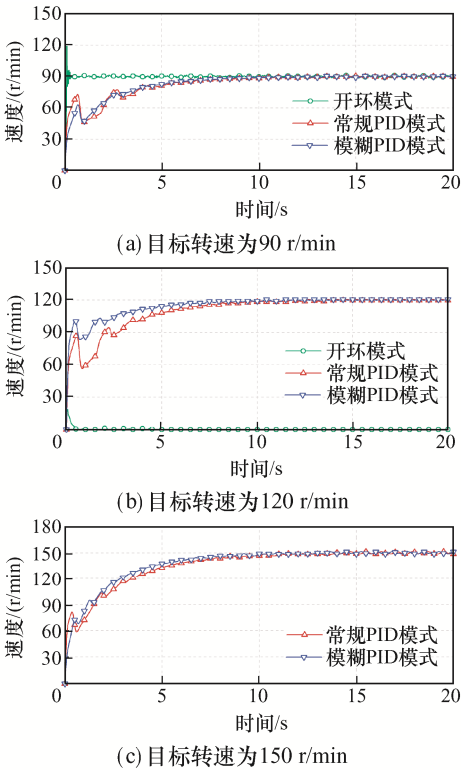


图 11　不同目标转速下起动速度曲线

Fig. 11 Starting speed curves at different target speeds

图 11(b)展示了开环和闭环模式下，实验装置在目标转速为 120 r/min(对应开环模式下驱动器输入脉冲信号频率为 12 800 Hz)时的起动速度曲线。在开环模式下，步进电机在短暂转动后堵转，持续震动并发出噪音。后续测试表明，该实验装置能够开环起动的脉冲信号频率最高约为 10 600 Hz。在闭环模式下，采用常规 PID 和模糊 PID 的控制算法，步进电机都能够实现正常起动，且在模糊 PID 控制模式下，起动速度曲线有更快的上升趋势和更小的波动幅度。

图 11(c) 展示了实验装置在目标转速为 150 r/min 时的起动速度曲线，由于目标转速对应的脉冲信号频率高于 10 600 Hz，在这个条件下步进电机无法以开环模式起动，因此图中仅展示了闭环模式下的曲线。在较高的目标转速下，输出电压信号和处理后电平信号的频率更高，能更快速地触发

捕获，因此速度曲线在起动过程中的波动有显著降低。采用常规 PID 和模糊 PID 的控制算法，速度曲线的走势都更为顺滑，其中模糊 PID 控制的测试曲线波动更小，有更好的控制效果。

4 结论

本文提出了一种径向磁通旋转无线输电系统，对其耦合线圈的互感和输出电压波形进行了分析，并设计了电压信号处理电路，将输出电压转换为合适的电平信号给 STM32 捕获并用于计算装置的转速，然后将获得的转速用于步进电机的闭环速度控制，实现了更为稳定的调速起动，最后通过实验对系统进行了验证。结论如下：

(1)通过 Neumann 公式的推导计算，得到径向磁通耦合器线圈的互感随转角发生周期性规律变化，曲线近似为马鞍形，其输出电压波形同为近似马鞍形。

(2)本系统的 R-WPT 装置输出电压信号的直流分量、前 3 次谐波分量和谐振频率处的分量较为显著。其中低频的前 3 次谐波分量的频率与装置的转速有关，高频谐波频率为 WPT 耦合线圈的谐振频率。通过本文设计的处理电路和程序算法，可将输出电压信号转换为合适的电平信号，用于计算装置的转速。

(3)通过采用将 R-WPT 系统输出电压信号处理与电机闭环速度控制相结合的方法，可以改善步进电机在驱动旋转耦合器起动过程的过冲与堵转问题，在较高的目标转速下实现调速起动。相较于常规的 PID 控制，采用模糊 PID 控制算法的起动转速曲线的上升趋势更快且更为平滑，有更好的控制效果。

参考文献：

[1] Sofia A, Tavilla A C, Gardenghi R, et al. Power transfer for rotating medical machine [C]// 2016 38th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC). Orlando, FL, USA, 2016: 2137-2140.

[2] 郭艳玲, 王崇茂, 李志鹏. 用于旋转轴系无线电能传输的松耦合变压器优化研究[J]. 机电工程技术, 2022, 51(5): 6-9, 60.
Guo Yanling, Wang Chongmao, Li Zhipeng. Optimization of loosely coupled transformers for radio energy transmission in rotating shafting [J]. Mechanical & Electrical Engineering Technology, 2022, 51(5): 6-9, 60. (in Chinese)

[3] Cai Changsong, Wang Junhua, Wang Longyang, et al. Improved coplanar couplers based WPT systems for adaptive energy harvesting on power towers [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2021, 63(3): 922-934.

[4] 李阳，安张磊，孟航，等. 基于双耦合线圈的无人机轻量化无线充电耦合机构设计[J]. 电源学报, 2023, 21(6):168-175.
Li Yang, An Zhanglei, Meng Hang, et al. Design of lightweight wireless charging coupling mechanism for uavs based on dual coupling coils [J]. Journal of Power Supply, 2023,21(6):168-175. (in Chinese)

[5] Dai Zhongyu, Wang Junhua, Jin Lei, et al. A full-freedom wireless power transfer for spheroid joints [J]. IEEE Access, 2019, 7: 18675-18684.

[6] Ha-Van N, Seo C. Analytical and experimental investtigations of omnidirectional wireless power transfer using a cubic transmitter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(2): 1358-1366.

[7] Manko R, Corovic S, Miljavec D. Analysis and design of rotary transformer for wireless power transmission [C]// 2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP). Kremenchuk, Ukraine, 2020: 1-6.

[8] 张明皓, 陈希有, 牟宪民, 等. 旋转物体上电子设备无线供电技术研究[J]. 电工电能新技术, 2020, 39(7): 54-61.
Zhang Minghao, Chen Xiyou, Mu Xianmin, et al. Research on wireless power supply technology of electronic equipment on rotating object [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2020, 39(7): 54-61. (in Chinese)

[9] Yan Zhengchao, Song Baowei, Zhang Yiming, et al. A rotation-free wireless power transfer system with stable

output power and efficiency for autonomous underwater vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4005-4008.

[10] Wang Longyang, Li Jiangui, Nie Hui, et al. Coaxial nested couplers-based offset-tolerance rotary wireless power transfer systems for electric excitation motors [J]. IEEE Access, 2020, 8: 44913-44923.

[11] Wang Longyang, Li Jiangui, Chen Huiying, et al. Radial-flux rotational wireless power transfer system with rotor state identification [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 6206-6216.

[12] Krivchenkov A, Saltanovs R. Increasing the efficiency of the wireless charging system for mobile devices that support Qi standard [C]// Reliability and Statistics in Tran- sportation and Communication. Cham: Springer Interna- tional Publishing, 2019: 249-258.

[13] 朱郭福, 李建贵, 王隆扬, 等. 电动汽车动态无线充电系统弯道互感跌落研究及改进[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 228-235.
Zhu Guofu, Li Jiangui, Wang Longyang, et al. Research and improvement of mutual inductance drop at corner in dynamic wireless charging system for electric vehicles [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 228-235. (in Chinese)

[14] 梁光耀, 杜贵平, 刘源俊. 宽工作范围 LLC 谐振变换器模糊 PID 控制策略[J]. 电源学报, 2020, 18(2): 138-144.
Liang Guangyao, Du Guiping, Liu Yuanjun. Fuzzy PID control strategy for LLC resonant converter with wide operating range [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(2): 138-144. (in Chinese)

[15] 蔡娜, 秦刚, 张和铭, 等. 步进电机速度控制技术研究[J]. 电子测量技术, 2021, 44(15): 84-88.
Cai Na, Qin Gang, Zhang Heming, et al. Research on speed control technology of stepper motor [J]. Electronic Measurement Technology, 2021, 44(15): 84-88. (in Chinese)

[16] Tang Weijie, Cao Shaoyong. A fast realization method of fuzzy PID control for DC motor [C]// 2018 37th Chinese Control Conference (CCC). Wuhan, China, 2018: 5131-5135.



潘子峻

作者简介：

潘子峻(1997—)，男，硕士研究生。研究方向：电机驱动与控制。E-mail：panzijun1186772136@foxmail.com。

李建贵(1983—)，女，通信作者，博士，教授。研究方向：新型电机及控制，电动汽车驱动及控制，新型磁性材料，可再生能源发电。E-mail：jianguili@whut.edu.cn。

王隆扬(1995—)，男，博士研究生。研究方向：无线输电，电力新能源。E-mail：wanglongyang1994@163.com。

陈慧莹(1998—)，女，硕士研究生。研究方向：无线输电。E-mail：chy17798355510@gmail.com。

(责任编辑：陈国珍)