

DOI: 10.3969/j.issn.1671-024x.2026.01.008

基于超高频注入法的永磁电机磁阻式旋转自耦 变压器设计

李新旻¹, 刘鑫¹, 阎彦²

(1. 天津工业大学 电气工程学院, 天津 300387; 2. 浙江大学 电气工程学院, 杭州 310027)

摘要: 为了解决传统磁阻式旋转变压器定子绕组分布复杂的问题, 设计了一种基于超高频注入的磁阻式旋转自耦变压器。将传统两层绕组磁阻式旋转变压器的单独励磁绕组去除, 每个定子齿上只有单层绕组, 简化了绕组分布方式; 向重新排布后的正、余弦绕组同时注入超高频正弦电压信号, 同时检测正、余弦绕组的超高频电压反馈信号, 超高频检测信号中同时包含自感耦合电压和互感耦合电压, 提升了检测信号的信噪比; 再通过位置解算算法计算出旋转自耦变压器的转子位置, 并搭建了基于4对极16齿旋转自耦变压器的实验系统以验证该方法的可行性。结果表明: 所提结构降低了传统旋转变压器定子绕组分布的复杂程度, 在电机转速分别为3 000、6 000、9 000 r/min条件下所检测的转子位置最大误差分别约为0.104、0.083、0.073 rad, 检测精度不受转速影响, 可实现全速域范围内对旋转变压器转子位置的准确检测。

关键词: 永磁电机(PMSM); 磁阻式旋转变压器; 超高频注入; 单层绕组

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1671-024X(2026)01-0056-07

Design of variable reluctance rotary autotransformer for PMSM based on ultrahigh frequency signal injection

LI Xinmin¹, LIU Xin¹, YAN Yan²

(1. School of Electrical Engineering, Tiangong University, Tianjin 300387, China; 2. School of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: In order to solve the problem of complex distribution of stator windings in traditional variable reluctance resolvers, a reluctance rotary autotransformer based on ultra-high frequency (UHF) injection is designed. By removing the separate excitation winding of the traditional two-layer winding variable reluctance (VR) resolver, only a single-layer winding is placed on each stator tooth, which simplifies the winding distribution. UHF sinusoidal voltage signals are simultaneously injected into the rearranged sine and cosine windings, while the UHF voltage feedback signals are detected. The UHF detection signals contain both self-inductance and mutual-inductance coupling voltages, which improve the signal-to-noise ratio (SNR). Furthermore, the rotor position of the rotary autotransformer is calculated using a position estimation algorithm. Finally, an experimental system based on a 4-pole-pairs, 16-tooth rotary autotransformer is built to verify the feasibility of the proposed method. The results show that the proposed structure reduces the complexity of stator winding distribution in traditional resolvers. The maximum detected rotor position errors are approximately 0.104, 0.083, and 0.073 rad at motor speeds of 3 000, 6 000, and 9 000 r/min, respectively. Since the detection accuracy is independent of speed, accurate rotor position detection can be achieved over the full speed range.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); variable reluctance resolver; ultra-high frequency (UHF) injection; single-layer winding

永磁同步电机具有功率密度高、调速性能好等优点, 被广泛应用于新能源汽车和机器人伺服控制等领

域。现有永磁同步电机大多使用磁场定向矢量控制, 该方法需要实时获取电机转子位置信息, 用于电机系

收稿日期: 2024-04-01

基金项目: 国家自然科学基金重大项目(51991383); 国家自然科学基金面上项目(52077155)

通信作者: 李新旻(1989—), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为电机系统及其控制技术。E-mail: lixinmin@tiangong.edu.cn

统的闭环控制,因此准确的转子位置对永磁同步电机的高性能控制至关重要^[1-2]。

永磁同步电机常使用旋转变压器进行转子位置检测。旋转变压器被安装在电机轴伸端,与电机同轴转动获取检测信号,通过调理电路解码获取电机转子位置^[3-6]。旋转变压器可分为绕线式和磁阻式,与绕线式旋转变压器不同,磁阻式旋转变压器在转子上没有绕组,所有的励磁和检测绕组都缠绕在定子齿上^[7]。通过向励磁绕组注入高频电压信号,信号频率一般为 1~20 kHz,经互感耦合后检测正弦和余弦绕组的反馈信号,用于转子位置解算。因此,具有结构简单、成本低的优点。然而由于磁阻式旋转变压器定子齿需要缠绕所有绕组,存在着绕组分布复杂的缺点^[8-11]。

磁阻式旋转变压器的定子缠绕方式一般为不等匝数缠绕,定子的每个齿上都缠绕着 3 层绕组,1 层为励磁绕组,其余 2 层检测绕组分别为正弦绕组和余弦绕组^[12]。为了获得两路正交的电压检测信号,正、余弦绕组在每个定子齿上的匝数都不相等,这种分布方式提高了制造过程的复杂性,增加了绝缘损坏和短路故障发生的概率^[13]。有学者提出了定子齿双层缠绕方式,将正、余弦绕组交替放置在相应的定子齿上,每个齿上只有 2 层绕组,1 层为励磁绕组,另 1 层为正弦或余弦绕组之一^[14-15]。这些方法相对简化了绕组分布方式,降低了旋转变压器故障发生的风险。文献[16]提出了采用单层绕组的定子齿缠绕方式,其中每个定子齿上只有 1 层绕组,励磁绕组、正弦绕组和余弦绕组彼此分离,分别缠绕在对应的齿上,正、余弦绕组匝数相同。该方法进一步简化了绕组缠绕方式,然而该方法受限于特定的极槽配合,需要对旋转变压器的定子和转子进行重新设计。文献[17]提出了一种适用于多种极槽配合的单层绕组缠绕方式,通过改变正、余弦绕组在每个齿下缠绕的匝数,获得两路正交的正、余弦信号,该方法更加具备灵活性。然而由于正、余弦绕组在每个定子齿下匝数均不同,增加了绕组缠绕的难度。上述 2 种方法的励磁绕组和正、余弦绕组不在同一齿下,励磁绕组和检测绕组空间距离变大,两者间的互感耦合程度变弱,降低了检测信号的信噪比,影响转子位置的检测精度。

本文提出了一种基于超高频注入法的永磁电机磁阻式旋转自耦变压器设计新方法。将传统 2 层绕组磁阻式旋转变压器的单独励磁绕组去除,对每个齿下的正、余弦绕组进行重新排布,同时向正、余弦绕组注入超高频电压信号,检测正、余弦绕组对应的自感耦合信号和互感耦合信号,实现磁阻式旋转自耦变压器

的转子位置检测。该方法在每个定子齿下的正、余弦绕组匝数相同且仅有一层绕组,简化了磁阻式旋转变压器的绕组结构,同时利用了旋转自耦变压器的互感和自感信息,提升了检测信号的信噪比。本文对 4 对极 16 齿磁阻式旋转自耦变压器进行绕组缠绕和转子位置检测,以验证所提出方法的可行性与正确性。

1 磁阻式旋转自耦变压器设计

1.1 设计方法

传统 4 对极 16 齿磁阻式旋转变压器的结构如图 1 所示,每个齿上均有励磁绕组 exc,余弦绕组 cos 在偶数槽绕制,正弦绕组 sin 在奇数槽绕制,每个定子齿上都有 2 层绕组,缠绕相对复杂。

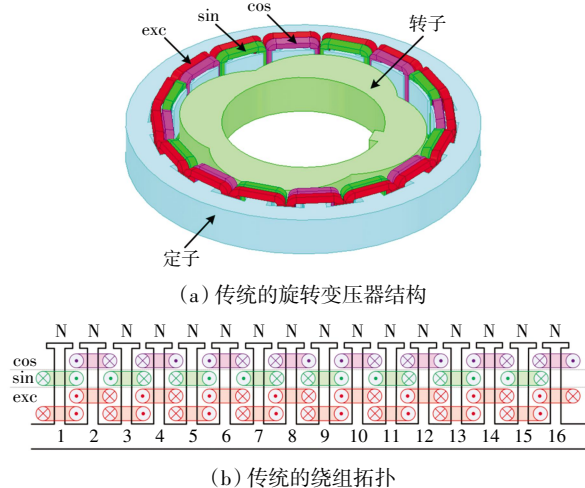


图 1 传统磁阻式旋转变压器示意

Fig.1 Schematic of traditional VR resolver

图 2 为本文设计的 4 对极 16 齿磁阻式旋转自耦变压器结构,去除了励磁绕组,定子齿上仅存在正、余弦 2 种绕组。余弦绕组 A 在 1、5、9、13 齿正向缠绕后,在 15、11、7、3 齿反向缠绕,将正向缠绕的绕组定义为 A⁺,反向缠绕的绕组定义为 A⁻;正弦绕组 B 在 2、6、10、14 齿正向缠绕后,在 16、12、8、4 齿反向缠绕,将正向缠绕的绕组定义为 B⁺,反向缠绕的绕组定义为 B⁻。

磁阻式旋转自耦变压器的具体参数如表 1 所示,定转子尺寸参数与传统双层 4 对极 16 齿旋转变压器相同,相邻齿的电角度可表示为:

$$\alpha = \frac{2\pi P}{Z} \quad (1)$$

式中: Z 为旋转变压器齿数; P 为极对数;由式(1)可得旋转变压器相邻齿的电角度为 90°。定子和转子由 0.2 mm 的硅钢片叠压而成,采用铁镍软磁合金(1J79)作为旋转变压器硅钢片的制造材料。

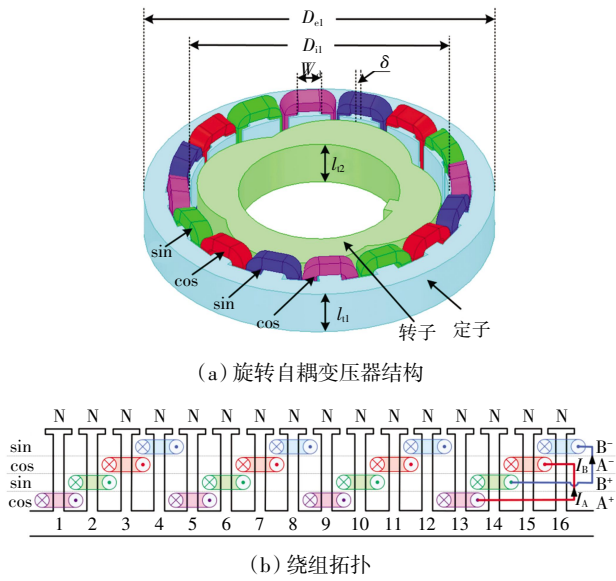


图 2 本文设计的磁阻式旋转自耦变压器示意

Fig.2 Schematic of the proposed VR rotary autotransformer

表 1 磁阻式旋转自耦变压器的规格参数

Tab.1 Specifications of VR rotary autotransformer

参数	数值	参数	数值
注入电压幅值 U_s/V	5	定子内径 D_{i1}/mm	55.8
注入电压频率 f/kHz	100	定子外径 D_{e1}/mm	64.0
极对数 P	4	定子厚度 l_{i1}/mm	4
齿数 Z	16	转子厚度 l_{r2}/mm	6
每齿匝数 N	30	最小气隙长度 δ/mm	0.6
定子齿宽 W_d/mm	4.5	绕组阻抗 Z_A/Ω	250

正余弦绕组匝数可参照式(2)得出:

$$\begin{cases}
 W_s = \sqrt{\frac{K_i Z_{oc} \delta_i P \times 10^9}{0.4 \pi^2 f \alpha_s \tau_s l_s}} \\
 \delta_1 = K_i K_\delta \delta \\
 \tau_s = \pi D_s / 2P \\
 D_s = (D_{i1} + D_{e2}) / 2 \\
 K_{\delta_1} = \frac{t_1 + 10\delta}{t_1 + 10\delta - b_{01}} \\
 t_1 = \pi D_{i1} / Z_s
 \end{cases} \quad (2)$$

式中: W_s 为励磁匝数; K_i 为电势系数; Z_{oc} 为开路输入阻抗; δ_1 为等效气隙; δ 为最小气隙长度; f 为励磁频率; α_s 为极弧系数; τ_s 为极距; l_s 为气隙轴向长度; D_s 为气隙平均直径; t_1 为齿距; D_{i1} 为定子内径; D_{e2} 为转子外径; b_{01} 为槽口宽度。

旋转自耦变压器的匝数与绕组阻抗有关, 绕组阻抗的大小需要满足旋转变压器的工作要求。绕组阻抗过低会导致超高频注入电流过大, 引起旋变的磁场饱和, 导致检测电压畸变, 因此, 绕组阻抗通常需要大于 200; 过大的绕组阻抗又会导致绕组匝数增加, 增

大制作工艺的难度, 因此, 本文将绕组阻抗值设定为 250, 参照式(2), 最终选择每个齿下的匝数为 40 匝。

1.2 电感分析

A^+ 、 A^- 、 B^+ 、 B^- 在空间上互差 90° 电角度, 4 组绕组自感可以表示为:

$$\begin{cases}
 L_{A^+A^+} = L_0 + L_1 \cos \theta \\
 L_{B^+B^+} = L_0 - L_1 \sin \theta \\
 L_{A^-A^-} = L_0 - L_1 \cos \theta \\
 L_{B^-B^-} = L_0 + L_1 \sin \theta
 \end{cases} \quad (3)$$

式中: θ 为转子电角度; $L_{A^+A^+}$ 、 $L_{B^+B^+}$ 、 $L_{A^-A^-}$ 、 $L_{B^-B^-}$ 分别为 4 组绕组随转子位置变化的自感; L_0 为自感的直流分量; L_1 为自感余弦分量的幅值。4 组绕组的自感相位分别相差 90° 电角度。

绕组之间还存在互感分量。由于旋转自耦变压器转子存在凸极特性, 其第 i 个定子齿下的磁导随转子位置变化的函数关系可表示为:

$$\Lambda_i = \Lambda_0 + \Lambda_1 \cos(\theta + \frac{\pi}{2}(i-1)) \quad (4)$$

式中: Λ_0 为每齿下的磁导基值; Λ_1 为正弦变化量的幅值。将式(4)展开后, 余弦绕组 A 和正弦绕组 B 的等效磁导可以表示为:

$$\begin{cases}
 \Sigma \Lambda_A = \Sigma \Lambda_{A^+} + \Sigma \Lambda_{A^-} = 8\Lambda_0 \\
 \Sigma \Lambda_B = \Sigma \Lambda_{B^+} + \Sigma \Lambda_{B^-} = 8\Lambda_0
 \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可知 A 和 B 的等效磁导相等, 因此 A 和 B 的等效电感可以表示为:

$$L_A = L_B = \Sigma \Lambda_A N^2 = 8\Lambda_0 N^2 \quad (6)$$

式中: N 为 A 和 B 在每个齿下绕组缠绕的匝数。由于 A^+ 、 A^- 相互串联并且反向绕制, A^+ 、 A^- 间的互感可以表示为:

$$M_{A^+A^-} = (L_{A^+} + L_{A^-} - L_A) / 2 \quad (7)$$

将式(3)、式(6)带入式(7), A^+ 、 A^- 间的互感表示为:

$$M_{A^+A^-} = M_{A^-A^+} = L_0 - 4\Lambda_0 N^2 = M_{00} \quad (8)$$

由式(8)可知, M_{00} 为定值, A^+ 和 A^- 间的互感不随转子位置变化而变化, B^+ 和 B^- 间的互感同理可推得:

$$M_{B^+B^-} = M_{B^-B^+} = M_{00} \quad (9)$$

当向 A 通入等幅值的超高频正弦电压信号后, 其电流可以表示为:

$$I_A = \frac{U_s}{Z_A} = \frac{U_s}{j2\pi f L_A} = \frac{U_s}{16j\pi f \Lambda_0 N^2} = \text{const} \quad (10)$$

式中: U_s 为超高频正弦电压信号幅值; f 为注入角频率; 电流 I_A 为恒定值, 因此绕组 A 产生的磁通也为恒

定值, A 产生的总励磁磁动势可以表示为:

$$F_A = \Phi_A / \Lambda_A = \text{const} \quad (11)$$

A 对 B⁺的互感可以表示为:

$$M_{AB^+} = \Phi_{AB^+} / I_A = F_A \Sigma \Lambda_{B^+} / \Lambda_A \quad (12)$$

将式(4)展开,可得 B⁺总磁导为:

$$\Sigma \Lambda_{B^+} = 4\Lambda_0 - 4\Lambda_1 \sin \theta \quad (13)$$

将式(13)代入式(12)可得 A 对 B⁺的互感为:

$$M_{AB^+} = F_A / I_A = [4\Lambda_0 - 4\Lambda_1 \sin \theta] = M_0 - M_1 \sin \theta \quad (14)$$

式中: M_0 为互感的基波分量; M_1 为互感的正弦分量。同理可推得其他 3 组绕组互感。4 组绕组之间的互感可表示为:

$$\begin{cases} M_{A^+A^+} = M_{00} \\ M_{AB^+} = M_0 - M_1 \sin \theta \\ M_{AB^-} = M_0 + M_1 \sin \theta \\ M_{B^+B^+} = M_{00} \\ M_{BA^+} = M_0 + M_1 \cos \theta \\ M_{BA^-} = M_0 - M_1 \cos \theta \end{cases} \quad (15)$$

超高频注入与检测的等效电路如图 3 所示。其中: I_A 和 I_B 分别为流过绕组 A 和 B 的电流; L_{A^+} 、 L_{A^-} 、 L_{B^+} 和 L_{B^-} 分别为 A⁺、A⁻、B⁺和 B⁻的去耦等效电感。

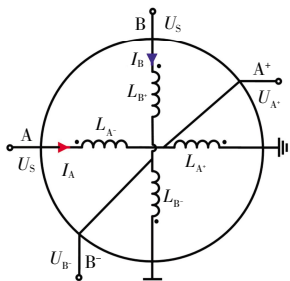


图 3 超高频注入与检测等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of UHF injection and detection

超高频电压信号 U_s 同时注入余弦绕组 A 和正弦绕组 B,注入电压可表示为:

$$U_s = U_s \sin(\omega t) \quad (16)$$

由表(1)可知,旋转自耦变压器的绕组电抗远远大于绕组电阻,因此电阻可忽略。由式(6)可知余弦绕组 A 和正弦绕组 B 的电感相同,因此其电抗值也相同,电流 I_A 与电流 I_B 的关系可以表示为:

$$I_A = I_B = I = U_s / Z_A \quad (17)$$

由于绕组之间存在互感,A⁺的检测电压可分为 3 个部分,分别为 A⁺的自感耦合电压、A⁻对 A⁺的互感耦合电压和余弦绕组 B 对 A⁺的互感耦合电压。3 部分电压之和可以表示为:

$$U_{A^+} = U_{A^+A^+} + U_{A^-A^+} + U_{BA^+} \quad (18)$$

将式(3)、式(15)带入式(18)并整理可得:

$$\begin{aligned} U_{A^+} &= j2\pi f(L_{A^+A^+} + M_{A^-A^+} + M_{BA^+})I = \\ &= j2\pi f(L_0 + L_1 \cos \theta + M_{00} + M_0 + M_1 \cos \theta)I = \\ &= j2\pi f(L_m + L_n \cos \theta)I = j2\pi f \cdot L_{A^+} I \end{aligned} \quad (19)$$

式中: L_{A^+} 为 A⁺去耦等效电感; L_m 为等效电感的直流分量; L_n 为余弦分量的幅值。同理可推得其他 3 组绕组的去耦等效电感:

$$\begin{cases} L_{A^+} = L_m + L_n \cos \theta \\ L_{B^+} = L_m - L_n \sin \theta \\ L_{A^-} = L_m - L_n \cos \theta \\ L_{B^-} = L_m + L_n \sin \theta \end{cases} \quad (20)$$

2 旋转自耦变压器的转子位置检测方法

由于绕组电感不易直接检测,因此本文参照永磁同步电机断电重投时使用的超高频电压注入方法提取转子位置信息^[18-20],方法拓扑如图 4 所示。

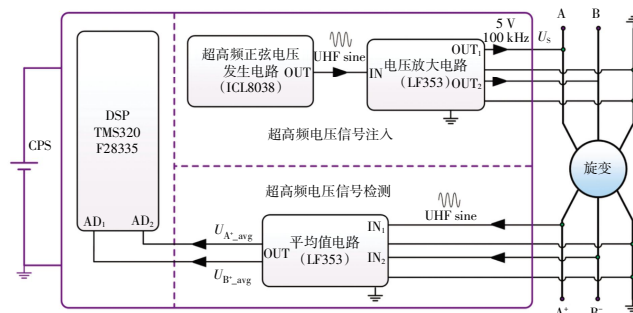


图 4 所提方法的拓扑结构

Fig.4 Topology structure of the proposed method

超高频注入与检测模块由控制电源(CPS)供电。超高频信号注入模块使用 ICL8038 作为超高频正弦信号源,经过由 LF353 搭建的电压放大电路放大后,同时向余弦绕组 A 和正弦绕组 B 注入幅值 5 V、频率 100 kHz 的超高频正弦电压信号。超高频检测模块由 2 路基于 LF353 搭建的平均值电路构成,分别用来提取 A⁺和 B⁻反馈的超高频电压信号的平均值。最后由 DSP 的模数转换模块采样两路电压平均值信号,送入 DSP 进行转子位置计算。

根据图 3 的超高频注入与检测等效电路和式(20),A⁺电压可以表示为:

$$\begin{aligned} U_{A^+} &= \frac{L_{A^+}}{L_{A^+} + L_{A^-}} U_s = \frac{L_m + L_n \cos \theta}{2L_m} U_s = \\ &= 0.5U_s + U_n \cos \theta \end{aligned} \quad (21)$$

式中: $0.5U_s$ 为 A⁺的电压基值; U_n 为 A⁺余弦电压分量的幅值。A⁺电压中包含自感耦合电压和互感耦合电压,同时利用了旋转自耦变压器的互感和自感信息。同理可得 B⁻电压表达式为:

$$U_B = 0.5U_S + U_n \sin \theta \quad (22)$$

交流电压信号的平均值可以表示为:

$$U_{avg} = 2U_{max}/\pi \quad (23)$$

式中: U_{max} 为交流电压信号幅值。结合式(21)一式(23), A+电压和 B-电压的平均值 $U_{A+_{avg}}$ 和 $U_{B-_{avg}}$ 可表示为:

$$\begin{cases} U_{A+_{avg}} = U_S/\pi + U_{n_{avg}} \cos \theta \\ U_{B-_{avg}} = U_S/\pi + U_{n_{avg}} \sin \theta \end{cases} \quad (24)$$

旋转自耦变压器位置解算过程如图 5 所示。由于电压注入信号幅值 U_S 已知, 因此, 式(23)可减去电压基值, 变换为两路正交过零的电压信号:

$$\begin{cases} U_{\cos} = U_{A+_{avg}} - U_S/\pi = U_{n_{avg}} \cos \theta \\ U_{\sin} = U_{B-_{avg}} - U_S/\pi = U_{n_{avg}} \sin \theta \end{cases} \quad (25)$$

然后使用锁相环对旋转自耦变压器转子进行位置解算, 图 5 中 θ 为实际转子位置, θ_e 为估计转子位置。将两路正、余弦信号分别与估计转子位置的正、余弦值相乘并作差, 得到实际值与估计值的误差 ε 为:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= U_{n_{avg}} \sin \theta \cos \theta_e - U_{n_{avg}} \cos \theta \sin \theta_e = \\ &U_{n_{avg}} \sin(\theta - \theta_e) \end{aligned} \quad (26)$$

当 ε 趋近于 0 时, θ 约等于 θ_e , 经过 PI 调节后的值为转子估计电角速度 ω_e , 积分后得到估计位置 θ_e 。

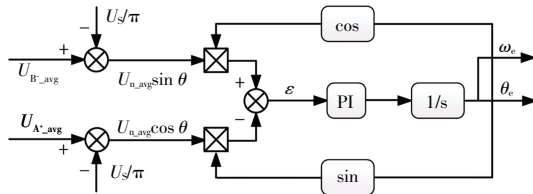


图 5 位置解算框图

Fig.5 Block diagram of position calculation

3 实验结果与分析

3.1 实验样机及硬件电路

图 6 为磁阻式自耦旋转变压器实物图, 实验平台如图 7 所示。

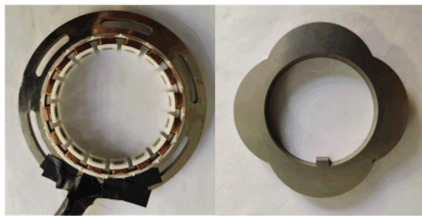


图 6 旋转自耦变压器的定子与转子

Fig.6 Stator and rotor of VR rotary autotransformer

DSP 为具有 12 位模数转换功能的 TMS320F28335, A/D 采样频率为 40 kHz; 控制电源使用 Cosel 模块电源, 超高频正弦电压注入和检测电路均由控制电源

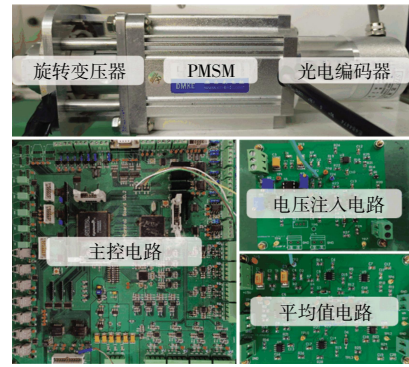


图 7 实验平台实物

Fig.7 Physical setup of experimental platform

供电; 旋转自耦变压器由一台 DMKE 永磁同步电机拖动, 额定转速 10 000 r/min; 实际转子位置由 2500 线光电编码器提供, 实验结果由 Yokogawa DLM4058 示波器采集。

3.2 实验结果分析

图 8 展示了超高频注入与检测电压信号波形, 从上到下依次为超高频注入电压信号 U_S , A+和 B-绕组电压检测信号 U_{A+} 和 U_{B-} , A+和 B-绕组解调信号的平均值 $U_{A+_{avg}}$ 和 $U_{B-_{avg}}$ 。超高频注入电压的幅值 U_S 为 5 V, 频率为 100 kHz。

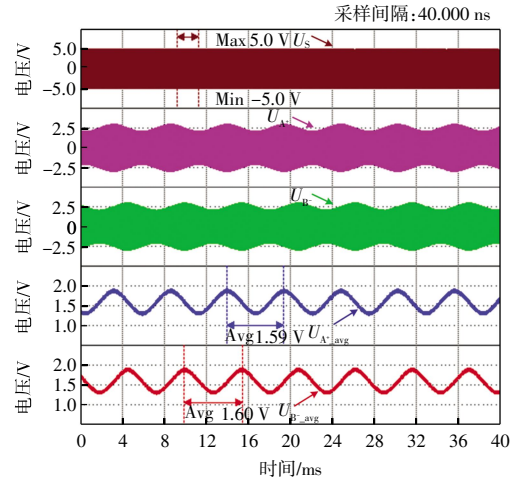


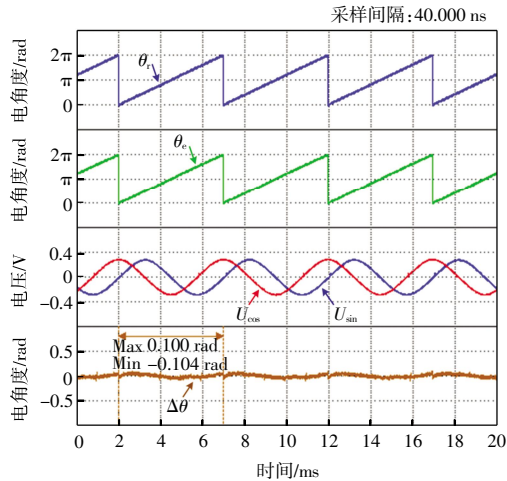
图 8 旋转变压器输入与输出信号结果

Fig.8 Input and output signal of resolver

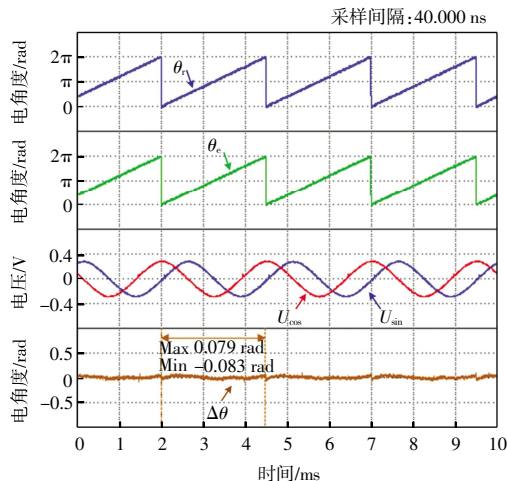
由图 8 可以看出, U_{A+} 和 U_{B-} 信号幅值的包络线呈正弦规律变化, 经过平均值电路后, 其平均值 $U_{A+_{avg}}$ 和 $U_{B-_{avg}}$ 为 2 组正交不过零的电压信号, 由式(24)可知, 当注入电压 U_S 幅值为 5 V 时, $U_{A+_{avg}}$ 和 $U_{B-_{avg}}$ 的电压基值理论值为 1.59 V, 实验值分别为 1.59 V 和 1.60 V, 实验值与理论值基本一致, 验证了本文理论分析的正确性。

图 9 展示了不同转速下旋转变压器转子位置的检测情况, 波形从上到下依次为: 实际转子位置 θ_r ; 估计转子位置 θ_e ; 正、余弦解调平均值 U_{\sin} 和 U_{\cos} ; 转子位

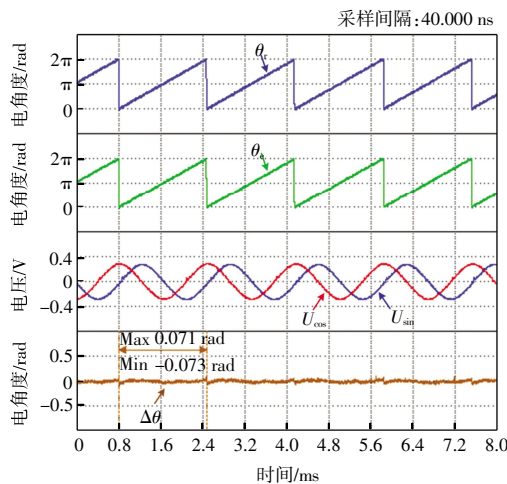
置电角度误差 $\Delta\theta$ 。 θ_r 和 θ_e 均为旋转变压器转子电角度; U_{\cos} 和 U_{\sin} 由 $U_{A^+_{\text{avg}}}$ 和 $U_{B^-_{\text{avg}}}$ 减去基值(1.59 V)得到;频率为旋转变压器转子电频率; $\Delta\theta$ 由实际转子位置减去估计转子位置得到。



(a) 3 000 r/min



(b) 6 000 r/min



(c) 9 000 r/min

图 9 不同转速下旋转变压器的转子位置

Fig.9 Rotor position of resolver at different rotational speeds

由图 9 可以看出,在 3 000 r/min 转速下,本文方法所设计变压器的转子位置最大误差约为 0.104 rad;在 6 000 r/min 转速下,转子位置最大误差约为 0.083 rad;在 9 000 r/min 转速下,转子位置最大误差约为 0.073 rad。由此表明,本文方法对于转子位置的检测精度不受转速影响,可实现全速域范围内对旋转变压器转子位置的准确检测。

4 结 论

本文提出了一种基于超高频注入的磁阻式自耦旋转变压器定子绕组缠绕新方法。无需单独的励磁绕组,每个定子齿下正、余弦绕组匝数相同且仅有一层绕组,简化了旋转变压器定子绕组的分布方式,降低了定子绕组缠绕工艺的复杂度,同时利用了旋转自耦变压器的互感和自感信息,提升了检测信号的信噪比。实验结果表明:

(1) 超高频注入电压的幅值 U_s 为 5 V、频率为 100 kHz 时,经解调后余弦正向绕组 A⁺ 与正弦反向绕组 B⁻ 的信号平均值分别为 1.59 和 1.60 V,与理论值 1.59 V 基本一致,证实了本文理论分析的正确性。

(2) 在电机转速分别为 3 000、6 000、9 000 r/min 条件下,本文所设计磁阻式旋转自耦变压器所检测的转子位置最大误差分别约为 0.104、0.083、0.073 rad,检测精度不受转速影响,可实现全速域范围内对旋转变压器转子位置的准确检测。

参考文献:

- [1] 鲍旭聪,王晓琳,彭旭衡,等.高速电机驱动关键技术研究综述[J].中国电机工程学报,2022,42(18):6856-6871.
BAO X C, WANG X L, PENG X H, et al. Review of key technologies for high speed motor drive[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2022, 42(18): 6856-6871 (in Chinese).
- [2] 白音,丁大尉,张国强,等.基于移动平均最小二乘法的永磁同步电机位置与转速检测方法[J].中国电机工程学报,2023,43(7):2532-2541.
BAI Y, DING D W, ZHANG G Q, et al. Position and speed detection method of PMSM drives based on moving-average least square method[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2023, 43(7): 2532-2541 (in Chinese).
- [3] ALIPOUR-SARABI R, NASIRI-GHEIDARI Z, TOOTOON-CHIAN F, et al. Performance analysis of concentrated wound-rotor resolver for its applications in high pole number permanent magnet motors[J]. IEEE Sensors Journal, 2017, 17(23): 7877-7885.

- [4] 吴春, 应王瑞, 郑露华, 等. 一种旋转变压器双采样差分位置解码方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(15): 4898-4908. WU C, YING W R, ZHENG L H, et al. A double sampling differential position decoding method for rotating transformers[J]. Journal of Electrical Engineering, 2024, 39(15): 4898-4908(in Chinese).
- [5] CHENG L X, ZHANG T R, CHEN Y Q, et al. Comparative analysis of rotor position and speed extraction schemes for resolver software decoding in IPMSM drive applications[C]//2023 28th International Conference on Automation and Computing (ICAC). Birmingham, United Kingdom: IEEE, 2023: 1-6.
- [6] ZOU J M, ZHU P C, ZHANG W T, et al. Software-based resolver-to-digital converter using an α - β - γ filter[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2024, 73: 1-11.
- [7] SANEIE H, NASIRI-GHEIDARI Z, TOOTOONCHIAN F, et al. Simplified winding arrangement for integrated multiterm resolvers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(12): 12802-12809.
- [8] NASIRI-GHEIDARI Z. Design, analysis, and prototyping of a new wound-rotor axial flux brushless resolver[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(1): 276-283.
- [9] NASIRI-GHEIDARI Z. Design, performance analysis, and prototyping of linear resolvers[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(4): 1376-1385.
- [10] TOLSTYKH O A, BALKOVOI A P, TIAPKIN M G, et al. Research and development of the 4X-variable reluctance resolver[C]//2016 IEEE NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference (EIconRusNW). St. Petersburg, Russia: IEEE, 2016: 7448280.
- [11] SANEIE H, NASIRI-GHEIDARI Z, TOOTOONCHIAN F. Accuracy improvement in variable reluctance resolvers[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(3): 1563-1571.
- [12] TOOTOONCHIAN F. Proposal of a new affordable 2-pole resolver and comparing its performance with conventional wound-rotor and VR resolvers[J]. IEEE Sensors Journal, 2018, 18(13): 5284-5290.
- [13] KIM K C, HWANG S J, SUNG K Y, et al. A study on the fault diagnosis analysis of variable reluctance resolver for electric vehicle[C]//2010 IEEE Sensors. Waikoloa, HI, USA: IEEE, 2010: 290-295.
- [14] JIN C S, JANG I S, BAE J N, et al. Proposal of improved winding method for VR resolver[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(3): 1-4.
- [15] GE X, ZHU Z Q, REN R, et al. Analysis of windings in variable reluctance resolver[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(5): 1-10.
- [16] GE X, ZHU Z Q, REN R, et al. A novel variable reluctance resolver with nonoverlapping tooth-coil windings[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(2): 784-794.
- [17] SANEIE H, NASIRI-GHEIDARI Z. Generalized nonoverlapping tooth coil winding method for variable reluctance resolvers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(5): 5325-5332.
- [18] LI X M, YAN Y, XU Y M, et al. Low-speed rotating restart and speed recording for free-running sensorless IPMSM based on ultrahigh frequency sinusoidal wave injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(12): 15245-15259.
- [19] LI X M, DAI C, CHEN W, et al. Position detection and speed recording method for power-off IPMSM in full-speed range based on ultrahigh frequency signal injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(6): 6918-6922.
- [20] LI X M, WANG H, WANG H M, et al. Designing ultrahigh frequency motor rotor position search coils for electric propulsion in drones[J]. Drones, 2023, 7(3): 181.

本文引文格式:

李新旻, 刘鑫, 阎彦. 基于超高频注入法的永磁电机磁阻式旋转自耦变压器设计[J]. 天津工业大学学报, 2026, 45(1): 56-62.

LI X M, LIU X, YAN Y. Design of variable reluctance rotary autotransformer for PMSM based on ultrahigh frequency signal injection[J]. Journal of Tiangong University, 2026, 45(1): 56-62(in Chinese).

(责任编辑:孙广宇)