

微电机

2023 8

第56卷 第8期

No.8 Aug. 2023

MICROMOTORS

西安微电机研究所有限公司主办



连云港杰瑞电子有限公司是特大型国有重要骨干企业中国船舶集团有限公司下属国有控股公司，中国海防（sh600764）全资子公司，是国家级高新技术企业，首批军用电子元器件合格供应商，国家两期火炬项目实施单位，江苏省两化融合示范企业。

运动测量和控制产业诞生于上世纪八十年代，致力于提供运动测量和控制领域的核心电子元器件、部件、设备及系统解决方案，现拥有运动测量、运动控制两大业务领域。坚持科技创新，自主可控的理念，通过产品与服务创造卓越价值，在轴角转换等方面始终保持领先地位，客户累积四百余家，配套神舟系列飞船地面测控站，第四代核电技术示范工程—山东石岛湾核电站测控系统。

单片集成电路



RD2S1210



RD19230



JR2103



JR2136

模拟/数字解算、高压驱动芯片，满足抗辐射需求

混合集成电路



LD13/14



LV72



RD80



DTM90

核心芯片完全自主可控，满足军标满足GJB2438 H级

测试仪器及板卡



双通道轴角编码器



双通道角位仪器

双通道模拟测试仪、双通道角位仪，多套总线接口，多尺寸可选，集精密测试和模拟仿真

编码器



光电58系列编码器



光电58系列编码器



光电58系列编码器



光电编码器

独特差分信号处理技术、电磁感应编码技术，支持无轴承，多尺寸可选，环境适应性强，精度等级高

电机驱动器



三相桥



H桥



H桥



JRS WHI系列

低功耗，低热阻，智能参数辨识，高驱动效率，高可靠性，高功率密度

连云港杰瑞电子有限公司

地址：江苏省连云港市圣湖路18号

电话：400-8081716

邮编：222061

传真：0518-85981799

网址：www.jiarui.com



杰瑞科技 用心为你

微电机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊

第 56 卷 第 8 期(总第 356 期)

2023 年 8 月 28 日出版

中国科技论文统计源期刊

中国学术期刊(光盘版)全文收录期刊

《中国核心期刊(遴选)数据库》收录期刊

《中文科技期刊数据库(全文版)》收录期刊

中国科学引文数据库来源期刊

RCCSE 中国核心(扩展版)学术期刊

美国《乌利希期刊指南》(UPD) 收录期刊

美国《剑桥科学文摘(工程技术)》(CSA) 来源期刊

英国《科学文摘》(Inspec) 检索源期刊

中国机械工业优秀期刊

陕西省优秀期刊

编辑委员会

顾问: 唐任远(院士) 赵淳生(院士)

王宗培 陆永平 程树康 谭建成

主任委员: 莫会成

副主任委员: 谭顺乐 荆仁旺

委员: (按姓氏笔画为序)

王 健 王建乔 王晓远 王维俊
任 雷 刘 刚 刘卫国 刘树林
刘景林 贡 俊 严伟灿 李红梅
杨向宇 肖 曦 吴玉新 闵 琳
沈建新 张 卫 郝双晖 顾菊平
柴 凤 柴建云 徐衍亮 郭 宏
黄守道 黄声华 梁得亮 程 明
温旭辉 廖 勇

主管: 西安微电机研究所有限公司

主办: 西安微电机研究所有限公司

协办: 中国电器工业协会微电机分会
中国电工技术学会微特电机专委会

编辑出版: 《微电机》编辑部

主 编: 谭顺乐

副 主 编: 谭 莹 贾 钰

地 址: 西安市高新区上林苑四路 36 号
(710117)

电 话: 86-29-84276641

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

E-mail: micromotors@vip.sina.com

Http: //www.china-micromotor.com.cn

国外总发行: 中国国际图书贸易总公司
(100044 北京 399 信箱)

国外代号: M 4228

国内总发行: 陕西省邮政报刊发行局

订 购 处: 全国各地邮局或本刊编辑部

邮 发 代 号: 52-92

刊 号: ISSN 1001-6848
CN 61-1126/TM

国内定价: ¥8.00

国外定价: \$8.00

广告经营许可证: 6101004004005

印 刷: 西安创维印务有限公司

目 次

设计与研究

基于粒子群算法的双三相永磁同步电机谐波优化设计
..... 刘 佳, 宋战锋, 刘 丹(1)

基于 Ansoft Maxwell 的永磁直流空心杯电机有限元分析
..... 孟繁懿, 蒲祖萌, 马 超(8)

一种旋变电气误差仿真分析方法
..... 张 微, 黄 铭, 杨怡轩(12)

驱动控制

电动舵机单闭环控制系统研究与设计
..... 周 满, 李冬辉, 王立献, 等(16)

基于载波移相技术的强耦合双支路电机共模电压抑制研究 ...
..... 高海洋, 邹继斌, 张文韬, 等(21)

基于滑模变结构的异步电机调速系统建模与控制
..... 张振振, 戈海龙, 成 巍, 等(25)

考虑暂态稳定性的高压电机就地无功补偿装置主动控制方法
..... 李 毅, 孙鑫磊, 吴 飞, 等(30)

多驱带式输送机变频调速控制技术研究..... 高巧玲, 魏丽君, 秦灿华(35)

基于无刷双馈感应电机无速度传感器控制方法研究..... 邱 燕(39)

新能源汽车技术

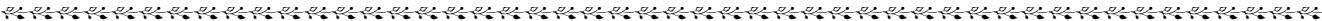
基于九开关变换器的非对称六相电机集成车载驱动系统研究..... 刘陵顺, 李永恒, 闫红广(43)

车用电机 SPWM 与 SVPWM 方案的调制度与电压利用率研究..... 董力嘉, 潘忠亮, 李 帅, 等(49)

高性能油冷电机 NVH 优化研究 李康军, 胡军峰, 彭国民, 等(53)

综 述

磁悬浮系统振动抑制方法综述..... 甘雨琴, 黄苏丹, 曹广忠, 等(60)



《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61 - 1126/TM

邮 箱: micromotors @ vip. sina. com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52 - 92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001 - 6848

电话: 029 - 84276641

MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication
Vol. 56 No. 8 (Serial No. 356) Aug., 2023

Authorities: Xi'an Micromotor Research Institute
Co. Ltd.

Sponsor: Xi'an Micromotor Research Institute Co. Ltd.

Edited & Published: MICROMOTORS

Editorial Department

Chief Editor: TAN Shunle

Add.: No. 36, shanglinyuan 4th road, Xi'an
(710117)

Tel.: 86-29-84276641

Online Submission System: wdj.paperopen.com

E-mail: micromotors@vip.sina.com

Http: //www.china-micromotor.com.cn

Distributor: Xi'an Newspapers and Periodicals
Publish Office

Domestic Subscription: Local Post Office &
MICROMOTORS Editorial Department

Periodical Code: 52-92

Journal Code: ISSN1001-6848
CN61-1126/TM

Foreign Subscription:

China National Publications Import & Export Corp.
(P. O. Box 399, Beijing 100044, China)

Overseas Code: M 4228

Price: \$ 8.00

Annual Price: \$ 96.00

Publication Date: Aug. 28, 2023

CONTENTS

Harmonic Optimal Design of Double Three-phase Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Particle Swarm Optimization	LIU Jia, SONG Zhanfeng, LIU Dan(1)
Ansoft Maxwell-based Finite Element Analysis of a Permanent Magnet DC Hollow Cup Motor	MENG Fanyi, PU Zumeng, MA Chao(8)
A Method for Analyzing Electrical Error of the Resolvers	ZHANG Wei, HUANG Ming, YANG Yixuan(12)
Research and Design of Mono-position Loop Control System for Electromechanical Actuator	ZHOU Man, LI Donghui, WANG Lixian, et al(16)
Research on Common Mode Voltage of Highly Coupled Dual-branch Motors With Carrier Phase Shift	GAO Haiyang, ZOU Jibin, ZHANG Wentao, et al(21)
Modeling and Control of Asynchronous Motor Speed Control System Based on Sliding Mode Variable Structure	ZHANG Zhenzhen, GE Hailong, CHENG Wei, et al(25)
Active Control Method for Local Reactive Power Compensation Device of High-voltage Motor Considering Transient Stability	LI Yi, SUN Xinlei, WU Fei, et al(30)
Research on Frequency Control Technology of Multi-drive Belt Conveyor	GAO Qiaoling, WEI Lijun, Qin Canhua(35)
Research on Speed Sensorless Control Method for Brushless Doubly Fed Induction Motors	QIU Yan(39)
Research of Integrated Vehicle Drive System of Asymmetrical Six-phase Motor Based on Nine-switch Converter	LIU Lingshun, LI Yongheng, YAN Hongguang(43)
Study on Regulation and Voltage Utilization Ratio of SPWM and SVPWM Schemes for Vehicle Motor	DONG Lijia, PAN Zhongliang, LI Shuai, et al(49)
Study on NVH Optimization of High-performance Oil Cooled Motor	LI Kangjun, HU Junfeng, PENG Guomin, et al(53)
Review of Vibration Suppression Methods for Magnetic Levitation Systems	GAN Yuqin, HUANG Sudan, CAO Guangzhong, et al(60)

基于粒子群算法的双三相永磁同步电机谐波优化设计

刘佳¹, 宋战锋¹, 刘丹²

(1. 天津大学 电气自动化与信息工程学院, 天津 300072;

2. 航空机电系统综合航空科技重点实验室, 南京 210000)

摘要: 双三相永磁同步电机具有多自由度, 通过注入谐波电流可以显著提高转矩输出能力。相比未注入谐波策略, 最大转矩峰值电流比控制在保持峰值相电流不变时输出更高的转矩, 其中五、七次谐波电流注入策略不需要进行硬件重构。但传统的五、七次谐波注入策略没有考虑铜耗。因此本文提出一种基于粒子群算法的五、七次谐波电流优化设计, 限制峰值相电流, 采用粒子群算法搜索以转矩最大和铜耗最小为目标的全局谐波电流最优值。实验结果表明, 所提策略可以在兼顾转矩输出的同时有效降低铜耗。

关键词: 双三相永磁同步电机; 粒子群算法; 谐波电流优化

中图分类号: TM341; TM351

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)08-0001-07

Harmonic Optimal Design of Double Three-phase Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Particle Swarm Optimization

LIU Jia¹, SONG Zhanfeng¹, LIU Dan²

(1. School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

2. Aviation Key Laboratory of Science and Technology on Aero Electromechanical System Integration, Nanjing 210000, China)

Abstract: Dual three-phase permanent magnet synchronous motor (DT-PMSM) has multiple degrees of freedom, and its torque output capability can be significantly improved by injecting harmonic currents. Compared with the strategy of not injecting harmonics, the maximum torque per peak current (MTPPC) control can output higher torque when controlling the peak phase current to remain unchanged. Injection strategies of the fifth and seventh harmonic currents do not require hardware reconstruction. However, the traditional fifth and seventh harmonic injection strategies do not consider copper loss. Therefore, this paper proposed a particle swarm optimization (PSO) based fifth and seventh harmonic current optimization design, which limited the peak phase current and used the particle swarm optimization algorithm to search for the optimal global harmonic current value with the objectives of maximum torque and minimum copper loss. Experimental results show that the proposed strategy can reduce copper loss while considering torque output.

Key words: dual three-phase permanent magnet synchronous motor (DT-PMSM); particle swarm optimization (PSO); harmonic current optimization

0 引言

随着航空航天、装备制造等领域需求的不断提升, 传统三相电机呈现诸多缺陷^[1]。此外, 由于电力电子变频器的蓬勃发展, 电机驱动不受三相供电系统限制, 采用多相系统供电同样能实现交流传动。

在此趋势下, DT-PMSM 因其高功率密度和容错能力应运而生^[2-4]。

DT-PMSM 特殊的拓扑结构使得其具有优良的转矩输出特性。空间谐波磁动势是产生转矩脉动的直接原因, 随着相数增加, DT-PMSM 空间谐波磁动势的次数提高而幅值减小, 从而使得转矩脉动得到优

收稿日期: 2023-05-22, 修回日期: 2023-06-05

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(52277063); 航空科学基金项目资助(20200028048001)。

作者简介: 刘佳(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机及其控制等。

宋战锋(1982), 男, 博士生导师, 教授, 研究方向为电机及其控制等。

刘丹(1969), 女, 硕士, 研究员, 研究方向为电机控制系统。

化。同时双三相系统具有多自由度优势从而可以注入额外谐波电流来提高转矩输出性能^[5]。DT-PMSM 虽然被广泛应用,但传统控制策略仅利用了基频电流分量,对 DT-PMSM 的多谐波电流协同控制能力产生了较大浪费。为了解决传统控制策略电流维度利用不足的问题,国内外专家学者提出了在峰值相电流约束下基于转矩密度提升的多谐波电流协同控制策略^[6]。

文献[7]将三次电流谐波注入无三次谐波反电动势的双三相电机,当注入幅值为基波电流 1/6 的三次谐波电流时,可使平均转矩提高 15%。文献[8]分析了 DT-PMSM 的绕组结构、极槽配合对三次谐波电流提升转矩密度的影响,从理论上揭示了 DT-PMSM 中的三次谐波随电机输出转矩的变化规律。文献[9]在相电流和永磁体形状中都注入三次谐波来提高输出转矩,注入电流和永磁体形状的最佳三次谐波值由基波和三次谐波绕组系数决定。以上研究都需要注入三次谐波电流,而 DT-PMSM 的两套三相绕组中无法流通三次谐波电流,除非将两个隔离中性点重新连接至直流母线电容的中点,但这会造成硬件资源增加^[10]。

通过注入五、七次谐波电流可以不进行硬件重构而提高 DT-PMSM 的转矩输出能力。文献[11]提出只注入五次电流谐波分量并将其转换为直流分量再由 PI 控制,从而避免使用谐振控制器由于谐振频率随转速改变可能造成的系统不稳定和谐振控制器离散化后导致的极点偏移。文献[12]同时注入五、七次谐波电流并实现了有效控制,使输出转矩提高了 9%,文献[13]采用遗传算法对五、七次谐波电流进行优化同样实现了转矩提升。不同于以上文献仅利用了某些频次谐波电流来提升转矩密度,文献[14]同时注入了三、五、七次谐波,使得输出转矩得到显著提高,但由于需要注入三次谐波电流仍然需要硬件重构。

上述文献的多谐波电流注入策略都以提升电机输出转矩为主要目标,但忽略了谐波注入所带来的铜耗升高。当电机长时间以 MTPPC 控制运行,发热可能超过电机和电力电子变换器的热极限。针对此问题,可利用多目标优化来获得兼顾转矩输出的同时降低铜耗的电流参考值。在线优化通常应用于寻找多变解,而离线优化多用于固定最优解。对于 DT-PMSM 的谐波电流多目标优化,不同电机参数和运行状态下的最优电流参考值函数相同,离线优化要优于在线优化^[15]。

本文权衡转矩增强和铜耗改善的多目标优化,提出了一种基于 PSO 算法的 DT-PMSM 五、七次谐波电流优化设计。由于该优化问题具有较大维数和

多目标的特点,专门设计一个新型目标函数以保证转矩和铜耗的同时优化。基于所设计的目标函数,利用 PSO 算法在限制峰值相电流的解空间中搜索全局最优电流参考点。实验验证,所提策略相对 MTP-PC 控制,总铜耗减小约 3.2%,且谐波铜耗减小约 58%,其代价仅是转矩输出降低约 0.9%,但仍保持了较高转矩输出能力。

1 电机模型及控制

1.1 DT-PMSM 数学建模

DT-PMSM 由两套互差 30°电角度的三相绕组组成。DT-PMSM 的两套绕组分别连接两套并联同一直流母线的三相逆变器。本文采用的隔离中性点配置的表贴式 DT-PMSM 驱动系统拓扑结构如图 1 所示。

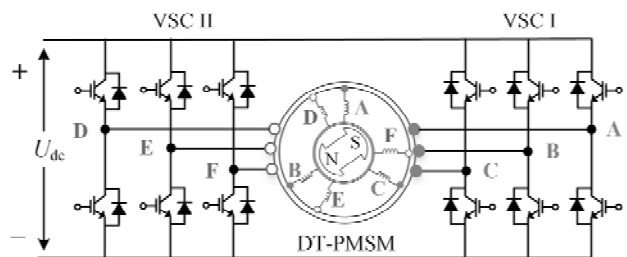


图 1 DT-PMSM 拓扑结构图

自然坐标系中,DT-PMSM 的电压和磁链方程为

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \quad (1)$$

$$\boldsymbol{\psi}_s = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_s + \boldsymbol{\lambda}_s \boldsymbol{\psi}_f$$

式中, $\mathbf{u}_s$ 、 $\mathbf{i}_s$ 、 $\boldsymbol{\psi}_s$ 为定子电压、电流和磁链; $\mathbf{R}_s$ 、 $\mathbf{L}_s$ 、 $\boldsymbol{\lambda}_s$ 为定子电阻、电感和磁链系数; $\boldsymbol{\psi}_f$ 为永磁体磁链幅值。

六相自然坐标系下,DT-PMSM 的各物理量呈现高阶次、强耦合和非线性的特点,为实现 DT-PMSM 驱动系统的高性能控制,需要对各物理量进行解耦。

DT-PMSM 对应的矢量空间解耦 (Vector Space Decoupling, VSD) 变换矩阵表示为

$$\mathbf{T}_{\text{vsl}} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

VSD 变换后,基频分量和 $12k \pm 1 (k = 1, 2, 3, \dots)$ 次谐波分量映射到 $d-q$ 平面。 $6k \pm 1 (k = 1, 3,$

5...)次谐波分量映射到 $z_1 - z_2$ 平面。 $6k \pm 3$ ($k = 1, 3, 5 \dots$)次谐波分量映射到 $o_1 - o_2$ 平面。双中性点结构的 DT-PMSM 不存在三次谐波的流通路径, 因此 $o_1 - o_2$ 平面分量为零。

通过变换矩阵 $\mathbf{T}_{dq}$, $\alpha - \beta$ 平面物理量转换到 $d - q$ 平面:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_{dq}} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中, θ_e 为电机的电角速度; u_α 、 u_β 分别表示 $\alpha - \beta$ 轴电压; u_d 、 u_q 分别表示 $d - q$ 轴电压。

经过坐标变换, $d - q$ 平面的电压方程表示为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_s i_q \\ u_q = R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_s i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (4)$$

式中, i_d 和 i_q 为 $d - q$ 轴电流; 表贴式 DT-PMSM 的 $d - q$ 轴电感 $L_s = 3L_{ss} + L_z$, 其中 L_{ss} 为定子自感, L_z 为定子漏电感。

1.2 电流控制器设计

PI 控制器可以实现 $d - q$ 平面电流的无静差控制, 而 PI 控制器难以控制 $z_1 - z_2$ 平面的较高频次谐波电流。由于 $z_1 - z_2$ 平面中 $6k - 1$ 次谐波为正序分量, $6k + 1$ 次谐波为负序分量, 通过 $\mathbf{T}_{xy}$ 将 $z_1 - z_2$ 平面物理量映射到 $x - y$ 平面, $x - y$ 平面将只包含 $6k$ 次谐波, 从而降低控制复杂度。

$$\begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_{dq}} \begin{bmatrix} i_{z1} \\ i_{z2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$x - y$ 平面电压方程可以表示为

$$\begin{cases} u_x = R_s i_x + L_z \frac{di_x}{dt} \\ u_y = R_s i_y + L_z \frac{di_y}{dt} \end{cases} \quad (6)$$

式中, I_m 为相电流峰值; m_{i1} 、 m_{i5} 和 m_{i7} 分别是基波和五、七次谐波电流相对 A 相电流的相对增益; θ_{i5} 和 θ_{i7} 分别是五、七次谐波电流的偏移角。

通过 Matlab 优化工具箱求得不同注入类型的谐波电流比^[12]。表 1 给出了优化后的各类型谐波注入比。

式中, u_x 和 i_x 为 x 轴电压和 x 轴电流; u_y 和 i_y 表示 y 轴电压和 y 轴电流。

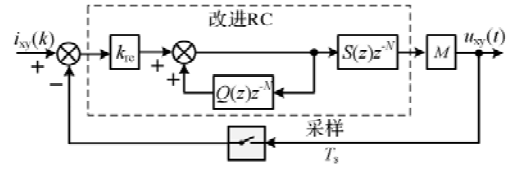


图2 改进的 RC 控制器结构图

传统重复 (Repetitive Control, RC) 控制器的极点都在临界稳定的单位圆上。为此本文采用图 2 所示的改进 RC 控制器来无静差控制 $x - y$ 平面的 $6k$ 次谐波, 式(7)为离散化后传递函数, 其所有极点均在单位圆内^[16]。

$$C_{rc}(z) = k_{rc} \frac{Q(z)z^{-N}}{1 - Q(z)z^{-N}} S(z) \quad (7)$$

式中, $N = R(f_s/f_c)$, f_s 为采样频率, f_c 为电流频率, R 为取整函数; k_{rc} 为控制器增益; $S(z) = z^l$, 补偿相位延迟, l 为小于 N 的整数; $Q(z) = (z + 2 + z^{-1})/4$, 一阶滤波。

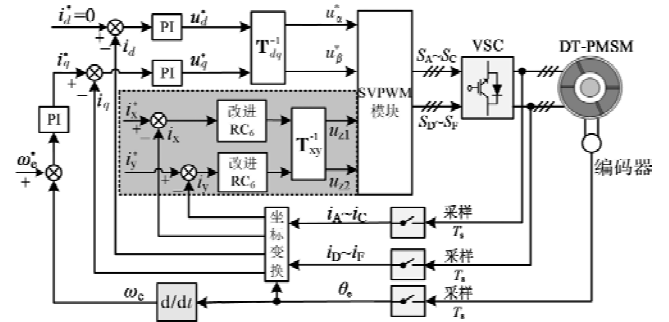


图3 DT-PMSM 多谐波电流协同控制框图

2 经典 MTPPC 策略

2.1 五、七次谐波注入

MTPPC 控制是在保持峰值相电流恒定的前提下, 通过谐波电流注入以增加产生转矩的基波电流。含基波和五、七波谐波的 A 相电流可以表示为

$$i_A = \{ m_{i1} \sin(\theta_e + \pi) + m_{i5} \sin[5(\theta_e + \pi) + \theta_{i5}] + m_{i7} \sin[7(\theta_e + \pi) + \theta_{i7}] \} I_m \quad (8)$$

表1 MTPPC 谐波注入比

注入类型	m_{i1} (p. u)	m_{i5} (p. u)	m_{i7} (p. u)
不注入	1	0	0
5 次	1.052	-0.064	0
7 次	1.026	0	0.032
5、7 次	1.077	-0.135	-0.058

类型一、类型二和类型三的基波电流相对增益

分别为 1.052、1.026 和 1.077 p.u., 且 θ_{i5} 和 θ_{i7} 都为 0。利用谐波电流注入可以进一步提高基波电流。

为了最大限度提高基波电流幅值, MTPPC 控制选取五、七次谐波同时注入, 其各频次电流分布如图 4 所示, 基波电流相对定子相电流增加了 7.7%。

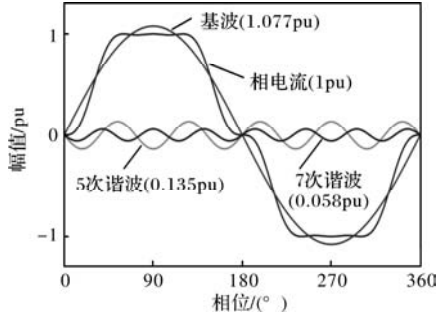


图 4 MTPPC 电流分布

2.2 转矩能力增强分析

含基波和五、七次谐波的 A 相反电动势表示为

$$e_A = \{ m_{e1} \sin[\theta_e + \pi] + m_{e5} \sin[5(\theta_e + \pi) + \theta_{e5}] + m_{e7} \sin[7(\theta_e + \pi) + \theta_{e7}] \} E_m \quad (9)$$

式中, θ_{e5} 和 θ_{e7} 为反电动势中五、七次谐波的偏移角; E_m 为相反电动势峰值; m_{e1} 、 m_{e5} 和 m_{e7} 为基波和五、七次谐波相对相反电动势的相对增益。

根据式(8)和式(9), 其它相电流和反电动势表示为

$$\begin{cases} N_B(\theta_e) = N_A(\theta_e - 4\theta_r) \\ N_C(\theta_e) = N_A(\theta_e - 8\theta_r) \\ N_D(\theta_e) = N_A(\theta_e - \theta_r) \\ N_E(\theta_e) = N_A(\theta_e - 5\theta_r) \\ N_F(\theta_e) = N_A(\theta_e - 9\theta_r) \end{cases} \quad (10)$$

式中, $\theta_r = \pi/6$; N 代表相电流或相反电动势。

式(11)给出了考虑谐波反电动势的总转矩^[12]:

$$T_e = \frac{3E_m I_m}{\omega_r} \begin{bmatrix} m_{e1} m_{i1} + m_{e5} m_{i5} \cos(\theta_{e5} - \theta_{i5}) + \\ m_{e7} m_{i7} \cos(\theta_{e7} - \theta_{i7}) + \\ m_{e5} m_{i7} \cos(12\theta_e + \theta_{e5} + \theta_{i7}) + \\ m_{e7} m_{i5} \cos(12\theta_e + \theta_{e7} + \theta_{i5}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中, T_e 为电磁转矩; ω_r 为电机的机械转速。

实验样机的各次谐波反电势相对基波的增益为 $k_{e5} = 0.0029$, $k_{e7} = 0.0014$, θ_{e5} 和 θ_{e7} 约为 0, 由此得出:

$$\begin{cases} m_{e5} = 0.0029 m_{e1} \\ m_{e7} = 0.0014 m_{e1} \end{cases} \quad (12)$$

将表 1 的电流注入比和式(12)代入式(11), 得出五、七次谐波电流注入定子相电流后的电磁转矩:

$$T_{e_MTPPC} = \frac{3m_{e1} E_m I_m}{\omega_r} [1.0765 - 0.0004 \cos(12\theta_e)] \quad (13)$$

令未注入谐波的正弦相电流控制与 MTPPC 的峰值相电流相同, 则 $m_{i1} = 1$, 其余各次谐波电流为 0, 正弦相电流控制产生的电磁转矩为

$$T_{e_sine} = \frac{3m_{e1} E_m I_m}{\omega_r} \quad (14)$$

对比式(13)和式(14), 该样机通过 MTPPC 注入五、七次谐波使平均输出转矩相对相同峰值相电流下的正弦相电流控制提升约 7.65%, 其中五、七次谐波电流和谐波反电势作用对转矩的抵消只占 0.05%, 同时十二次转矩脉动仅占平均转矩的 0.04%, 忽略不计。

3 基于 PSO 的最小铜耗模式策略

3.1 基于 PSO 的电流优化

MTPPC 仅考虑增大转矩峰值电流比, 但谐波注入会增加系统铜耗。本文提出转矩提升和铜耗改善多目标优化的最小铜耗 (Minimum Loss, ML) 模式。基于以下两点原则, 在式(15)中设计了新型目标函数。

(1) 目标函数应同时包含输出转矩和铜耗, 并以不超过峰值相电流为约束条件, 并采用权重系数进行转矩提升与铜耗减小之间的权衡。

(2) 由于输出转矩主要来源于基波电流与基波磁链的相互作用, 以谐波电流占比来代替目标函数中的铜耗量从而尽量避免减小基波电流。

$$g = \frac{1}{T_e} + \lambda \frac{i_5^2 + i_7^2}{i_1^2} \quad (15)$$

$$\text{st max} \left[\sum_{n=1,5,7} i_n \sin(n\theta_e + \theta_{in}) \right] = I_m$$

式中, g 为目标函数; λ 为权重系数; st 为峰值相电流限制条件; $i_n = m_{in} I_m$ 是基波和五、七次谐波电流幅值。

使 g 最小化, 可以在获得较大转矩的同时减小谐波电流占比, 减小谐波电流带来的不必要损耗。考虑到 ML 模式目标函数的大维数和多个局部极值特征, 采用 PSO 算法代替传统算法来搜索最优电流参考值。

PSO 的灵感来自于鸟类群体的社会模型, 设计粒子模拟移动的鸟类, 种群中所有粒子都在由自变量定义的搜索空间中移动。每个粒子有两个属性: 速度 $\mathbf{v}$ 和位置 $\mathbf{x}$ 。第 n 个粒子的速度和位置分别为 $\mathbf{v}_n$ 和 $\mathbf{x}_n$ 。每次迭代中使用适应度函数 $g(\mathbf{x}_n)$, 即式(16)的优化目标函数, 评估相应粒子的位置参数从而独立搜索最优解。本文所用 PSO 算法的目标是最小化 $g(\mathbf{x}_n)$ 。速度 $\mathbf{v}_n$ 决定了第 n 个粒子在 $i+1$ 次迭代的位置 $\mathbf{x}_{n[i+1]}$:

$$\mathbf{x}_{n[i+1]} = \mathbf{x}_{n[i]} + \tau \mathbf{v}_{n[i]} + \boldsymbol{\varepsilon}_{[i]} \quad (16)$$

式中, $\tau \in [0, 1]$ 为限制每个粒子速度的约束值; $\boldsymbol{\varepsilon}$ 是具有在 $[-1, 1]$ 范围内随机均匀分布分量的向量, $\boldsymbol{\varepsilon}$ 允许算法通过使粒子偏离 $\mathbf{v}_n$ 定义的路径来增加种群的探索范围, 以尽量避免局部极小值。

令个体找到的最佳位置为个体最优解 $\mathbf{P}$, 整个种群找到的最佳位置为全局最优解 $\mathbf{G}_b$ 。每次迭代中粒子速度 $\mathbf{v}_n$ 都会被修改, 并利用 $\mathbf{P}$ 和 $\mathbf{G}_b$ 实现粒子之间的信息交换, 以吸引粒子朝着搜索到的历史最佳位置移动。由式(17)更新第 n 个粒子在 $i+1$ 次迭代时的速度 $\mathbf{v}_{n[i+1]}$ 。

$$\mathbf{v}_{n[i+1]} = \omega \mathbf{v}_{n[i]} + c_1 r_1 (\mathbf{P}_n - \mathbf{x}_{n[i]}) + c_2 r_2 (\mathbf{G}_b - \mathbf{x}_{n[i]}) \quad (17)$$

式中, ω 为惯性权重系数; c_1 和 c_2 是学习因子; r_1 和 r_2 是 0 到 1 之间的两个独立随机数; $\mathbf{P}_n$ 是第 n 个粒子截至当前迭代次数时的全局最优位置; $\omega \mathbf{v}_{n[i]}$ 为动量项, 反映了惯性速度对下一次位置迭代的影响。

式(17)中的 $c_1 r_1 (\mathbf{P}_n - \mathbf{x}_{n[i]})$ 和 $c_2 r_2 (\mathbf{G}_b - \mathbf{x}_{n[i]})$ 表明粒子的速度变化既来自于自己的经验, 也来自于其同伴在种群中的经验。将学习因子 c_1 和 c_2 都设置为 1.8, 以提高算法收敛速度并使粒子趋向最优解。

此外, 本文 PSO 算法采用二次动态递减权值策略设计 ω , 避免陷入局部最优解, 更好地搜索全局和局部最优解间的最优位置。 ω 的计算表示为

$$\omega(i) = \omega_{\max} - (\omega_{\max} - \omega_{\min}) \left(\frac{i}{T} \right)^2 \quad (18)$$

式中, T 为迭代总次数; $\omega_{\max}$ 取 1.2, $\omega_{\min}$ 取 0.4。

基于上述分析, 通过变权重系数 PSO 算法对式(15)带约束条件的多目标函数进行谐波电流优化设计, 并在 Matlab 软件中离线执行。当任意迭代计算出的目标函数 g 低于设定的阈值 g_{th} 或迭代次数达到最大值时, PSO 算法将输出优化后的电流参考值。表 2 展示了 ML 模式的五、七次谐波电流不同类型注入比。

表 2 ML 模式谐波注入比

注入类型	m_{11} (p. u)	m_{15} (p. u)	m_{17} (p. u)
不注入	1	0	0
5 次	1.042	-0.042	0
7 次	1.017	0	0.017
5、7 次	1.067	-0.090	-0.024

最优 θ_{15} 和 θ_{17} 均为 0。上述推导不涉及电机参数和运行状态变量, 因此优化后的电流参考值适用于不同运行状态下的 DT-PMSM, 不存在参数依赖性。

为了保障转矩输出性能, ML 模式选取五、七次谐波同时注入, 其各频次电流分布如图 5 所示, 基

波电流相对定子相电流增加了 6.7%。由于所提出 ML 策略中相电流参考值包含五、七次谐波, 本文采用 PI 控制和改进 RC 控制实现精确的基波电流和谐波电流跟踪, 如图 3 所示。 $x-y$ 轴电流参考值表示为

$$\begin{cases} i_x^* = -i_5 \sin(6\theta + \theta_{15}) - i_7 \sin(6\theta + \theta_{17}) \\ i_y^* = i_5 \cos(6\theta + \theta_{15}) - i_7 \cos(6\theta + \theta_{17}) \end{cases} \quad (19)$$

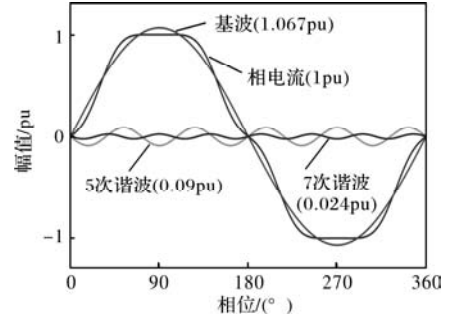


图 5 ML 模式电流分布

3.2 转矩与铜耗分析

将表 2 的五、七次谐波电流注入比和式(12)代入式(11), 得到 ML 模式的电磁转矩:

$$T_{e_ML} = \frac{3m_{el}E_m I_m}{\omega_r} [1.0667 - 0.0002 \cos(12\theta_e)] \quad (20)$$

对比式(14), ML 模式策略通过注入五、七次谐波使平均输出转矩相对未注入谐波提升约 6.67%。相比 MTPPC, ML 模式的平均输出转矩仅减小约 0.9%。

DT-PMSM 的总铜耗 P_{cu} 可以表示为

$$P_{cu} = 3(I_\alpha^2 + I_\beta^2 + I_{z1}^2 + I_{z2}^2 + I_{o1}^2 + I_{o2}^2)R_s = 3(i_1^2 + i_5^2 + i_7^2)R_s \quad (21)$$

式中, I_α 、 I_β 、 I_{z1} 、 I_{z2} 、 I_{o1} 、 I_{o2} 为 VSD 坐标系电流。

相应的, DT-PMSM 的谐波铜耗 p_{cu} 表示为

$$p_{cu} = 3(i_5^2 + i_7^2)R_s \quad (22)$$

将表 1 和表 2 数据代入式(21)、式(22), 分别计算出 MTPPC 和 ML 模式五、七次谐波注入后的铜耗:

$$\begin{cases} P_{cu_MTPPC} = 3.55 I_m^2 R_s, & p_{cu_MTPPC} = 0.065 I_m^2 R_s \\ P_{cu_ML} = 3.44 I_m^2 R_s, & p_{cu_ML} = 0.026 I_m^2 R_s \end{cases} \quad (23)$$

ML 模式相比 MTPPC 总铜耗减小了 $0.11 I_m^2 R_s$, 即在 MTPPC 基础上总铜耗减小约 3.1%, 而谐波铜耗减小了 $0.039 I_m^2 R_s$, 即在 MTPPC 基础上谐波铜耗减小约 60%, 因此 ML 模式可以显著改善铜耗。

4 实验验证

4.1 实验平台与方案

为了对所提 ML 模式的多目标谐波电流优化设计进行验证, 搭建了如图 6 所示的 DT-PMSM 实验平台。

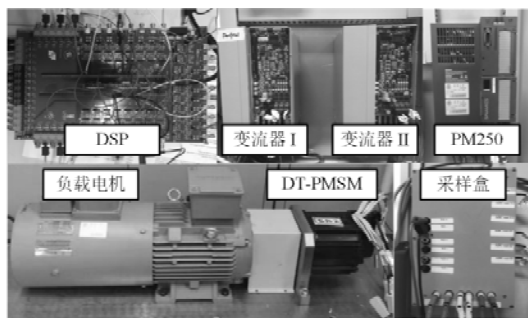


图6 实验平台实物图

实验平台的微处理器为 TMS320F28379D, 控制逆变器 IGBT 的通断。DT-PMSM 各项参数如表 3 所示。

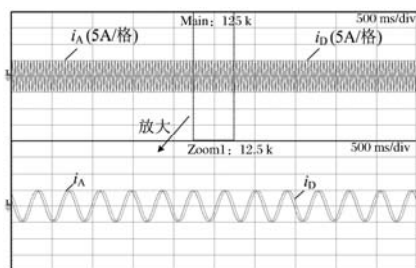
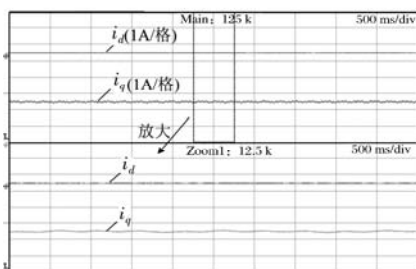
表3 DT-PMSM 电机参数

参数	参数值
额定功率 P_N/kW	1
额定转矩 $T_N/\text{N} \cdot \text{m}$	9.5
额定转速 $\omega_N/(\text{r}/\text{min})$	1000
额定定子电压 u_N/V	380
额定定子电流 i_N/A	6.7
定子电阻 R_s/Ω	0.75
定子电感 L_s/mH	8
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.083
转动惯量 $J/\text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.0023

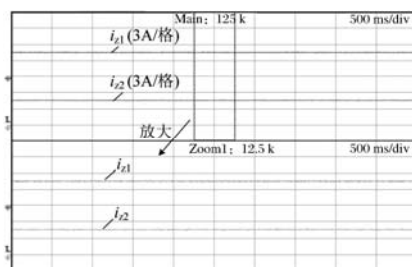
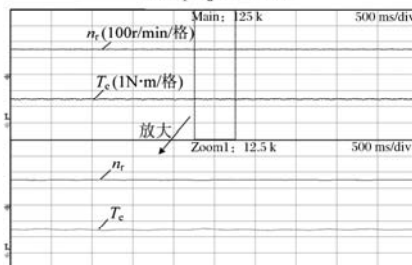
采用 $i_d = 0$ 控制, 在相同相电流峰值约束下开展了三组实验, 对比未注入谐波和注入五、七次谐波的 MTPPC 和 ML 模式控制的转矩输出与谐波铜耗。

4.2 实验结果与分析

转速参考值为 300 r/min, 负载转矩 4.95 N·m, 相电流峰值限制在 5 A, 未注入谐波的正弦相电流控制策略的实验波形如图 7 所示。

(a) 相电流 i_A 、 i_D 

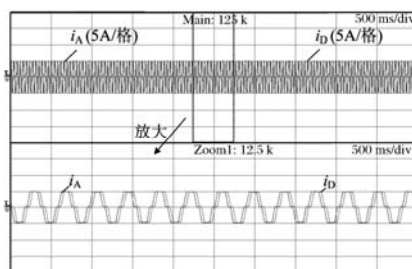
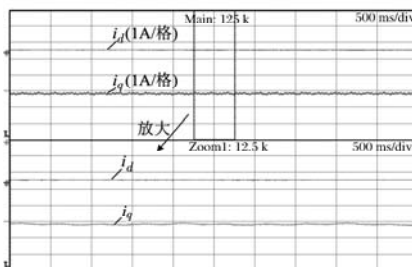
(b) d-q轴电流

(c) z_1 - z_2 平面电流

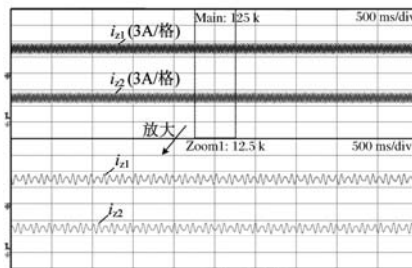
(d) 转速、转矩

图7 未注入谐波时实验波形

MTPPC 控制策略的实验波形如图 8 所示。转速参考值为 300 r/min, 在实验中调整相应的负载转矩, 保证注入谐波前后的相电流峰值相同, 都限制在 5 A。相电流波形如图 8(a)所示(取 A、D 相)。很显然, MTPPC 的基波电流幅值明显高于无谐波电流注入的基波电流, 从而在相同相电流幅值和转速下, MTPPC 的转矩输出更高, 转速和转矩的波形如图 8(c)所示。

(a) 相电流 i_A 、 i_D 

(b) d-q轴电流

(c) z_1 - z_2 平面电流

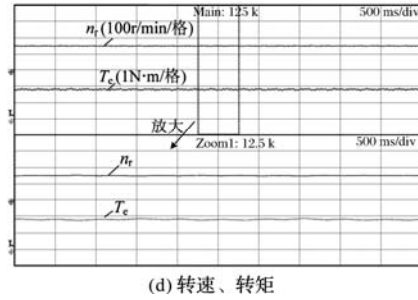
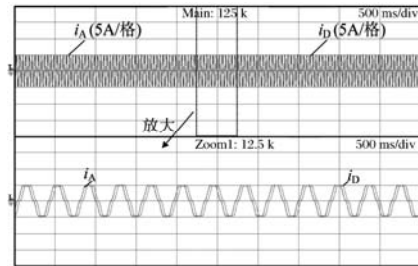
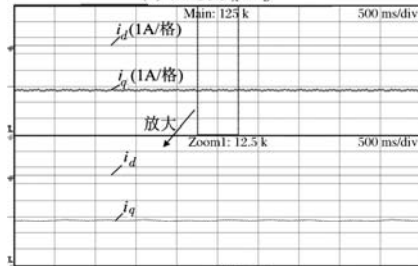


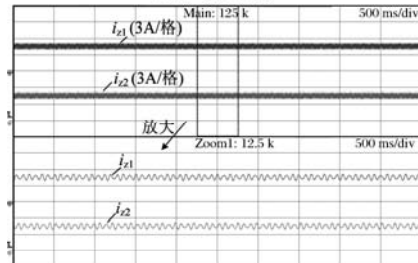
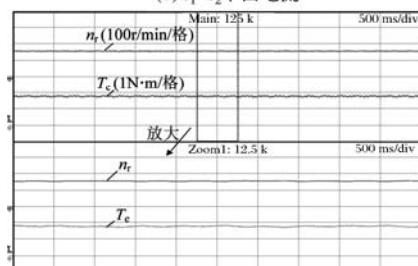
图 8 MTPPC 实验波形

实验表明, 相同峰值相电流(5 A)下, 未注入谐波时输出转矩为 $4.95 \text{ N} \cdot \text{m}$, MTPPC 控制下的输出转矩为 $5.33 \text{ N} \cdot \text{m}$, 转矩提升 7.68% 左右。

ML 模式控制的实验波形分别如图 9 所示。转速参考值 300 r/min , 实验中调整相应负载转矩, 保证相电流峰值限制为 5 A。相电流波形如图 9(a)所示(取 A、D 相)。相同相电流幅值及转速下, 相比未注入谐波, ML 模式的基波电流幅值增加, 转矩相应提升, 转速和转矩的波形如图 9(c)所示。

(a) 相电流 i_A 、 i_D 

(b) d-q 轴电流

(c) z_1 - z_2 平面电流

(d) 转速、转矩

图 9 ML 模式实验波形

实验表明, 相同峰值相电流(5 A)下, 未注入谐波时输出转矩为 $4.95 \text{ N} \cdot \text{m}$, ML 模式控制下的输出转矩为 $5.28 \text{ N} \cdot \text{m}$, 转矩提高约 6.67%。

上述实验结果验证了 MTPPC 和 ML 模式控制都可以在相同峰值相电流约束下有效提高转矩输出, 同时 ML 模式相对 MTPPC 的转矩输出能力仅减小约 0.9%。

通过 Matlab 分析图 8 和图 9 中的 $d-q$ 轴电流和 z_1-z_2 轴电流实验波形数据, 计算得到 MTPPC 控制和 ML 模式策略的铜耗如表 4 所示。为便于分析, 总铜耗和谐波铜耗以相对于 MTPPC 铜耗的标么值形式表示。

表 4 铜耗分析

控制策略	总铜耗(p. u)	谐波铜耗(p. u)
MTPPC	1	1
ML	0.968	0.42

由表 4 可以看出, 相对于 MTPPC 控制, 通过 ML 模式的转矩铜耗多目标优化控制, 总铜耗减少约 3.2%, 而谐波铜耗减少幅度很大, 约 58%。实验结果与理论推导结果相符合, 验证了 ML 模式控制的有效性。

5 结 语

传统 MTPPC 策略只考虑了提升转矩而忽略了谐波注入带来的铜耗。为此本文提出一种基于 PSO 算法的 DT-PMSM 多目标谐波电流优化策略, 设计了同时包含转矩提升和减小铜耗的目标函数。采用 PI 控制器跟随 $d-q$ 平面电流, 并以改进 RC 控制器无静差跟随所注入谐波电流旋转变换后的 $x-y$ 平面电流。基于 DT-PMSM 实验平台做了无谐波注入、MTPPC 以及 ML 模式控制下的三组实验, 通过分析实验波形数据, ML 模式控制的转矩输出能力和铜耗改善效果与理论一致, 进而验证了所提策略的有效性, 其在兼顾提升转矩输出能力的同时, 有效降低总铜耗与谐波铜耗。

参考文献

- [1] 王晓远, 蔚盛. 电枢磁动势谐波对转子涡流损耗的影响分析[J]. 微电机, 2021, 54(8): 8-11, 42.
- [2] 黄林森, 赵文祥, 吉敬华, 等. 稳态性能改善的双三相永磁电机直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(2): 355-367.
- [3] 宋战峰, 毛丰羽, 崔严谨, 等. 参考跟踪和扰动抑制解耦的双三相永磁同步电机容错控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 435-450.
- [4] 邱琪深, 张志锋. 双三相永磁同步电机合成电压矢量直接转矩控制[J]. 微电机, 2022, 55(4): 39-45.

(下转第 11 页)

基于 Ansoft Maxwell 的永磁直流空心杯电机有限元分析

孟繁懿^{1,2}, 蒲祖萌^{1,2}, 马超^{1,2}

(1. 贵州航天林泉电机有限公司, 贵阳 550008;
2. 国家精密微特电机工程技术研究中心, 贵阳 550000)

摘要: 永磁直流空心杯电机是空心杯电机的一种, 体积小重量轻、转动惯量小、工作效率高、功率密度高, 在航空航天及国防军事装备领域得到广泛的应用。以永磁直流空心杯电机为模型, 运用 Ansoft Maxwell 软件搭建仿真模型, 进行网格剖分、材料赋予及激励源等设置。求解并分析模型在稳态的磁场分布及瞬态的输出特性, 为电机的设计与优化提供参考依据。

关键词: 空心杯电机; Ansoft Maxwell; 有限元分析;

中图分类号: TM331; TM351

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)08-0008-04

Ansoft Maxwell-based Finite Element Analysis of a Permanent Magnet DC Hollow Cup Motor

MENG Fanyi^{1,2}, PU Zumeng^{1,2}, MA Chao^{1,2}

(1. Guizhou Aerospace Linqun Motor Co., Ltd., Guiyang, Guiyang 550008, China;
2. National Engineering Research Centre for Precision Microtechnology, Guiyang 550008, China)

Abstract: Permanent magnet DC hollow cup motor is a kind of hollow cup motor, small size and light weight, low rotational inertia, high efficiency and high power density, which is widely used in the field of aerospace and defence military equipment. Using a permanent magnet DC hollow cup motor as a model, the simulation model was built using Ansoft Maxwell software, and settings such as mesh dissection, material assignment and excitation source were made to solve. Analyse the steady-state magnetic field distribution and transient output characteristics of the model, providing a reference basis for motor design and optimisation.

Key words: hollow cup motors; Ansoft Maxwell; finite element analysis

0 引言

永磁直流空心杯电机是空心杯电机的一种, 其因为体积小重量轻、转动惯量小、工作效率高等优点被广泛应用于军事国防领域^[1]。瑞士 Maxon 集团研制的空心杯电机, 在 2004 年随美国航空航天局的火星探测器出色地完成了任务。2012 年美国私人航天公司 SpaceX 的天龙号同样配置了空心杯电机。与国外电机制造业相比, 国内在设计专业程度方面和制造良品率方面有一定的差距, 导致国内生产的空心杯电机不及国外知名企业的同类型电机。本文介绍了永磁直流空心杯电机工作的原理, 基于 Maxwell 仿真软件对“二极九槽”永磁直流空心杯电机进行二

维建模、划分网格、赋予材料属性及设置激励源, 对电机稳态磁场情况及瞬态工作情况进行分析, 确定电机磁场强度、气隙磁密、输出转矩、转速等情况。

1 永磁直流空心杯电机的结构与原理

永磁直流空心杯电机的特点是转子无铁心, 也称为空心杯转子。该类电机带有电刷、换向器, 定子采用稀土磁钢产生激磁磁场, 当给电机施加直流电压后, 通过电刷与换向器的换向绕组中的电流方向保持不变^[2], 该电流与定子激磁磁场相互作用, 形成方向始终不变的电磁转矩, 从而使电机以一定的转速工作。

收稿日期: 2023-03-13

作者简介: 孟繁懿(1972), 男, 本科, 高级工程师, 研究方向为永磁电机设计与优化。

2 基于 Ansoft Maxwell 的有限元分析

2.1 有限元仿真模型的建立

永磁直流空心杯电机具有系统多变量、非线性及较强的耦合性的特点,故文中简化了不必要的分析计算过程,对电机系统作出如下假设条件^[3]:

- (1) 不计电机中的涡流效应与磁滞效应。
- (2) 忽略空间谐波对电机磁场的影响。
- (3) 电机所采用的材料均为各向同性。

永磁直流空心杯电机的结构尺寸与相关参数如表 1 所示,空心杯电机的结构模型与有限元网格划分如图 1、2 所示。

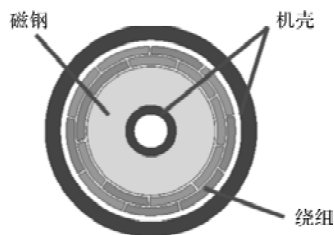


图 1 永磁直流空心杯电机结构模型图

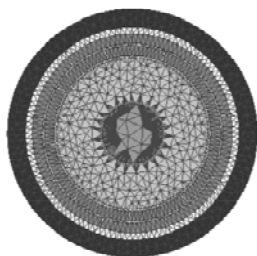


图 2 有限元网格剖分图

表 1 电机结构尺寸与相关参数

技术参数	参数值	技术参数	参数值
机壳外径/mm	25	额定电压/V	24
机壳内径/mm	21.2	额定转矩/N·m	0.03
电枢杯外径/mm	19.7	额定电流/A	1.45
电枢杯内径/mm	15.7	输出功率/W	<24
磁钢外径/mm	15.1	极数	2
磁钢内径/mm	6	绕组数	9

2.2 磁场计算的数学模型

在 Ansoft Maxwell 软件中,采用如下方程组来求解电磁场问题:

$$\begin{aligned}
 \nabla \cdot H &= J + \frac{\partial D}{\partial t} \\
 \nabla \cdot E &= -\frac{\partial B}{\partial t} \\
 \nabla \cdot B &= 0 \\
 \nabla \cdot D &= \rho
 \end{aligned} \quad (1)$$

式中, H 为磁场强度, A/m; J 为电流密度, A/m²;

D 为电位移矢量, 无量纲; E 为电场强度, V/m; B 为磁感应强度, T; ρ 为电荷密度, C/m³。

本文利用 Maxwell 中的二维模块进行仿真,仅考虑电位移矢量的轴向分量,只需研究与永磁直流空心杯电机轴线垂直的界面磁场分布^[4]。

2.3 材料赋予与激励源设置

永磁直流空心杯电机转子导体绕组的材料为铜,定子机壳的材料为钢,磁钢的材料为钕铁硼磁钢。

由技术参数知,电机可等效为“2 极 9 槽”的有槽永磁直流电机,绕组节距为 4,其外加激励电路如图 3 所示。

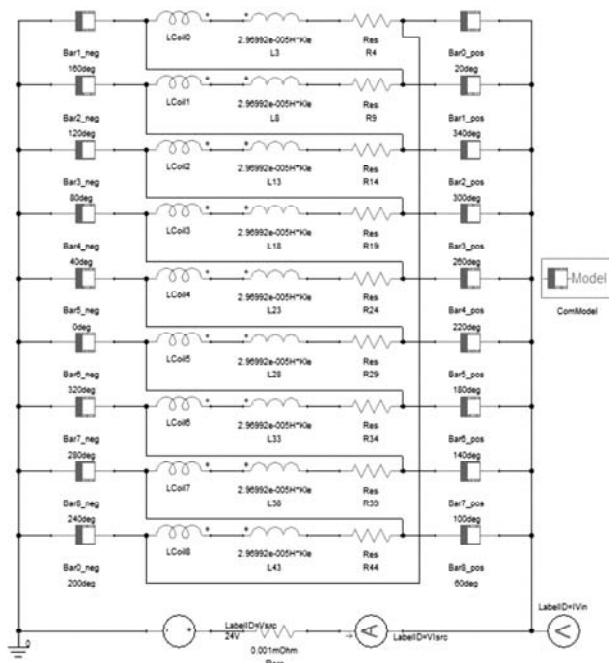


图 3 电机外加激励电路

2.4 仿真结果与分析

2.4.1 电机静磁场分析及结果

电机静磁场分析是指仅有永磁体作为励磁激励条件下的分析方式,此时外电路不参与分析。

永磁直流空心杯电机静磁场分析得到的磁力线分布云图与磁感应强度云图如图 4、图 5 所示。

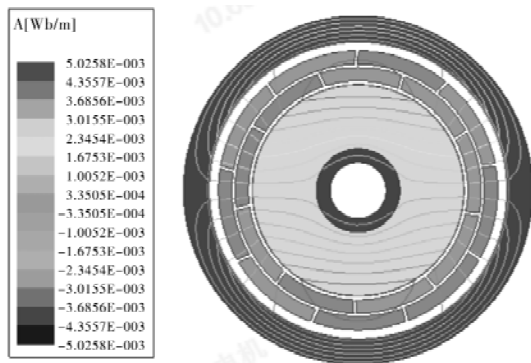


图 4 静态下电机磁力线分布

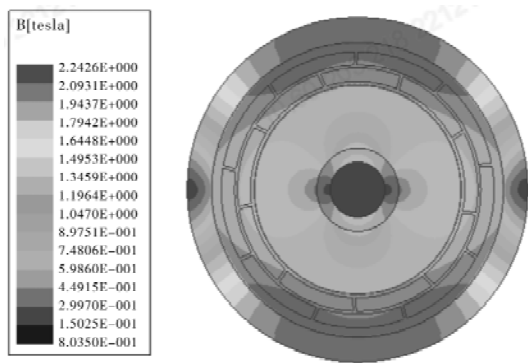


图5 静态下电机磁感应强度云图

由于空气的磁导率远小于选用机壳材料的磁导率,故认为磁力线仅在于电机系统中流通,可以忽略流向空气中的漏磁^[5]。在设置仿真的边界条件时,采用狄里克莱边界条件。由图6、图7所示可看出,电机的内外边界边缘处没有磁力线穿越。

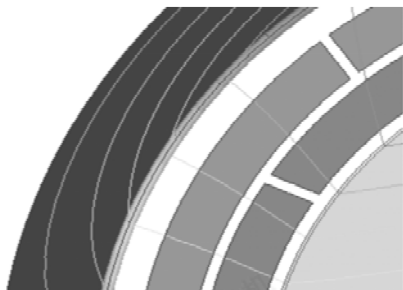


图6 机壳外边缘磁力线分布图

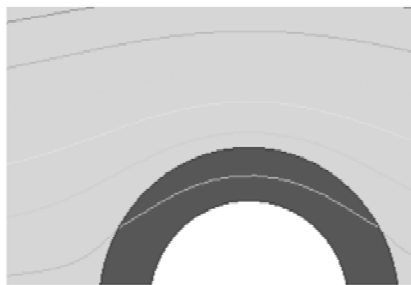


图7 机壳内边缘磁力线分布图

2.4.2 电机瞬态磁场分析及结果

Maxwell 在瞬态磁场仿真中需要将运动部分与静止部分利用一个特定的区域分开^[6]。因此需要添加运动(Band)模块的设置,为简化计算域的划分,Band 域设置为电机的磁场及内磁路。激励绕组的设置与静态磁场类似。通过瞬态仿真,可以精确的分析电机在不同时刻的输出特性以及特性曲线。仿真结束时电机的输出转矩曲线、输出转速曲线和输入

电流曲线如图8至图10所示。

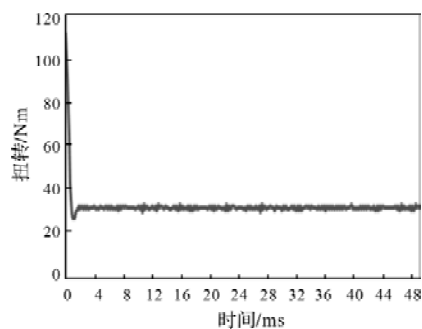


图8 输出转矩曲线

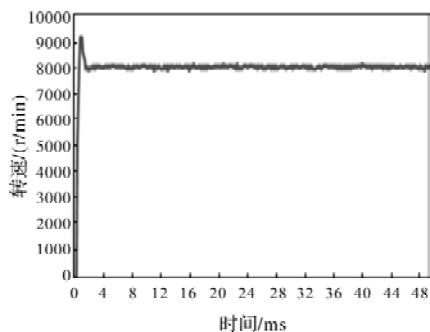


图9 输出转速曲线

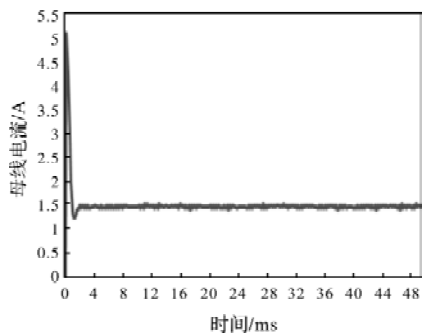


图10 输入电流曲线

从图8至图10中可以看,电机稳态输出转矩大小为 $0.032 \text{ N} \cdot \text{m}$,稳态输出转速大小为 8009 r/min ,输入电流大小为 1.49 A ,整机输出功率大小为 26.84 W ,满足要求输出参数。

2.4.3 电机机械特性

机械特性曲线主要是用描述电机的输出情况。一般情况下,其Y轴截距点表示电机在堵转状态下的转矩,X轴截距点表示电机空载运行时的空载转速情况以及为零的转矩。本电机的空载机械特性曲线如图11所示,该曲线清晰地描述了电机在空载状态运行过程中转速与转矩变化过程。

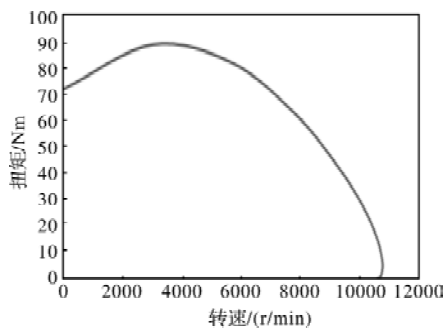


图 11 电机空载特性曲线

3 结 论

运用 Ansoft Maxwell 仿真软件对永磁直流空心杯电机进行磁场分布和输出特性仿真, 分别研究稳态运行磁场磁力线和磁场强度分布和瞬态输出特性, 得到永磁直流空心杯电机输出转矩、输出转速和输

入电流等曲线, 这有利于永磁直流空心杯电机的设计与优化, 并对后续设计人员提供有效的参考。

参考文献

- [1] 张琴琴, 陈莉, 刘阿宁, 等. 空心杯电机斜绕组与同心式绕组性能分析[J]. 微电机, 2015, 48(3): 17-19.
- [2] 上官璇峰, 刘永健, 杨婷玉, 等. 四极单相串激电机运行特性和换向性能分析[J]. 电子科技, 2021, 34(10): 1-7.
- [3] 王鸿鹄, 周洋, 等. 电机电磁场有限元仿真网格生成方法研究[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(11): 33-38.
- [4] 李云飞, 邓福军, 等. 基于 Ansoft 的永磁同步电机磁场分析[J]. 电机技术, 2022(4): 41-44.
- [5] 苏变玲, 朱志平, 袁卫, 等. 基于 Proteus 的单片机仿真教学的研究[J]. 实验室研究与探索, 2009, 28(4): 75-78.
- [6] 王娟, 等. Proteus 软件在单片机专题实训中的应用[J]. 实验室研究与探索, 2012, 31(8): 72-75.
- [5] Kong Wubin, Qu Ronghai, Kang Min, et al. Air-gap and Yoke Flux Density Optimization for Multiphase Induction Motor Based on Novel harmonic Current Injection Method[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(3): 2140-2148.
- [6] Wang K, Zhang J Y, Gu Z Y, et al. Torque Improvement of Dual Three-phase Permanent Magnet Machine Using Zero Sequence Components[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(11): 1-4.
- [7] Wang K, Zhu Z Q, Ren Y, et al. Torque Improvement of Dual Three-phase Permanent-magnet Machine with Third-harmonic Current Injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(11): 6833-6844.
- [8] Wang K, Zhu Z Q, Ren Y. Torque Improvement of Dual Three-phase Permanent-magnet Machine With Third-harmonic Current Injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(11): 6833-6844.
- [9] Wang K, Zhang J Y, Gu Z Y, et al. Torque Improvement of Dual Three-phase Permanent Magnet Machine Using Zero Sequence Components[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(11): 1-4.
- [10] Cervone A, Slunjski M, Levi E, et al. Optimal Third-harmonic Current Injection for Asymmetrical Multiphase Permanent Magnet Synchronous Machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(4): 2772-2783.
- [11] Yun D, Kim N, Hyun D, et al. Torque Improvement of Six-phase Permanent-magnet Synchronous Machine Drive With Fifth-harmonic Current Injection for Electric Vehicles[J]. Energies, 2022, 15(9): 3122.
- [12] Hu Y, Huang K, Li X, et al. Torque Enhancement of Dual Three-phase PMSM by Harmonic Injection[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(9): 1735-1744.
- [13] Feng Guodong, Lai Chunyan, Kelly M. Dual Three-phase Pmsm Torque Modelling and Maximum Torque Per Peak Current Control Through Optimized Harmonic Current Injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3356-3368.
- [14] 张建亚, 王凯, 朱姝姝, 等. 双三相永磁同步电机多谐波电流协同控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(2): 644-652.
- [15] Jin L, Mao Y, Wang X, et al. Optimization-based Maximum-torque Fault-tolerant Control of Dual Three-phase PMSM Drives Under Open-phase Fault[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(3): 3653-3663.
- [16] 张巧芬, 刘彦呈, 郭昊昊, 等. 用于永磁同步电机周期性转速脉动抑制的重复控制[J]. 控制理论与应用, 2022, 39(3): 432-440.

(上接第 7 页)

一种旋变电气误差仿真分析方法

张 微, 黄 铭, 杨怡轩
(西安航天精密机电研究所, 西安 710100)

摘 要: 基于有限元软件 FLUX, 提出了一种旋变电气误差的仿真分析方法。以一台单对极旋变为例, 建立了该旋变电气误差计算模型, 基于该模型对旋变槽口宽度和绕组匝数进行优化计算, 得出最优电磁方案, 通过旋变实物电气误差测试数据的对比, 验证了该方法的有效性。并以一台多极旋变为例, 阐述了该方法的其他应用, 在旋变生产过程中可以有效定位电气误差异常的原因。

关键词: 旋变; 电气误差; 有限元; FLUX

中图分类号: TM383.2

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)08-0012-04

A Method for Analyzing Electrical Error of the Resolvers

ZHANG Wei, HUANG Ming, YANG Yixuan
(Xi'an Aerospace Precision Electromechanical Institute, Xi'an 710100, China)

Abstract: A method for analyzing electrical error of the resolvers was proposed based on the finite element software FLUX. Taking a single pole resolver as an example, a electrical error calculation model of the resolver was established. Based on this model, the slot width and winding turns of the resolver were optimized and calculated to obtain the optimal electrical error. The effectiveness of this method was verified by comparing the measured data of electrical error. Taking a multipolar resolver as an example, other applications of this method were explained, which can be used to locate the causes of the abnormal electrical error effectively in the production process.

Key words: resolver; electrical error; the finite element; FLUX

0 引 言

旋变是一种高精度高可靠性角度传感器, 广泛应用于对控制精度和可靠性有要求的伺服控制系统、航空航天、船舶、兵器等领域, 用于传输与角度相应的电信号。电气误差是衡量旋变精度的指标, 电气误差的改善需采用正弦绕组、正确斜槽以及均匀合理的气隙^[1]。均匀的气隙主要受生产工艺影响, 造成气隙不均匀的原因有冲片磁性的方向性、铁心各部分磁密不均匀引起的磁路不对称、定子内孔磨削不圆、机座装卡引起的变形、热应力引起的变形等。正弦绕组每个线圈匝数的计算结果一般不唯一且为分数, 但为了生产工艺的可操作性, 绕组各线圈的匝数必须取整, 这将带来谐波引起的电气误差, 这时我们就需要对不同匝数的绕组进行计算分析, 选取最优的正弦绕组参数。正确的斜槽可以消除齿槽带来的谐波对电气误差的影响, 但在旋变轴向尺寸要求越来越小的时候, 斜槽角越来越大, 会增大铁心叠片和绕组嵌入难的度, 此时我们可以放弃斜

槽, 通过对直槽槽口宽度尺寸的优化来降低谐波对电气误差的影响。

本文将借助有限元仿真计算软件 FLUX, 在忽略生产加工工艺对电气误差影响的基础上, 建立旋变电气误差的理论计算模型, 对正弦绕组线圈匝数和槽口宽度进行优化设计, 以达到最小的理论电气误差。同时根据旋变的制造过程中, 固定的生产工艺方法和流程对电气误差的影响是相对固定的, 统计同类型旋变实测值和仿真计算值的比值并确定一个比例系数范围。理论电气误差和比例系数的乘积就是实际的电气误差。

将以一款 40 机座的单对极旋变方案设计为例, 建立旋变电气误差的理论计算模型, 并通过实物测试数据验证该方法的有效性, 并利用该方法分析定位一款 80 机座多极旋变电气误差异常的原因。

1 仿真分析模型建立

40 机座旋变的性能指标要求如表 1 所示。根据旋变的指标要求计算出旋变的电磁结构参数, 如表

收稿日期: 2023-06-11

作者简介: 张 微(1988), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为微特电机设计与控制。

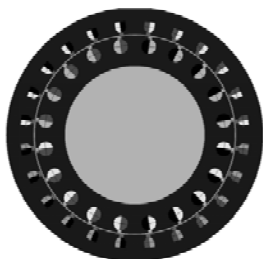
2 所示。假设旋变的气隙均匀, 在有限元仿真计算软件 FLUX 中建立模型^[2], 如图 1 所示。

表 1 40 机座旋变指标要求

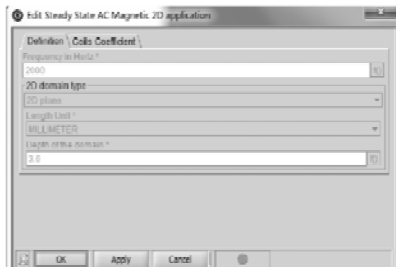
技术指标	指标要求
激磁电源	4 V/2000 Hz
变比	0.5 ± 0.05
极对数	1
电气误差	$\leq \pm 10'$
零位电压	≤ 20 mV
相位移	$\leq \pm 25^\circ$
开路输入阻抗	$285 \Omega \pm 29 \Omega$
短路输出阻抗	$102 \Omega \pm 10 \Omega$
重量	$60 \text{ g} \pm 3 \text{ g}$

表 2 40 机座旋变电磁参数设计值

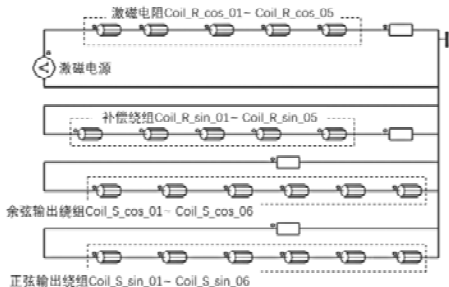
电磁参数	设计值
转子槽数	20
定子槽数	24
定子铁心外径	37 mm
定子铁心内径	29.6 mm
气隙长度	0.25 mms
转子铁心内径	20 mm
铁心厚度	3.6 mm
绕组类型	II 型同心式正弦分布绕组
激磁绕组有效匝数	320
输出绕组有效匝数	210



(a) 仿真计算几何及物理模型



(b) 物理场设置



(c) 仿真计算电路

图 1 仿真计算模型

2 电气误差仿真计算

2.1 仿真计算方法

旋变的电气误差是旋变两相输出电信号反解出的角度和对应的机械角度的差值^[3]:

$$\delta = \arctan \left(\frac{\sin \theta}{\cos \theta} \right) - \theta_0 \quad (1)$$

式中, δ 为电气误差; θ 为电气角度; θ_0 为机械角度。

在有限元软件中建立求解器, 旋变为单对极, 且气隙均匀, 对机械角度 0° 至 180° 范围每隔 5° 的输出信号进行计算, 求解器设置如图 2 所示。得到两相输出信号, 如图 3 所示。按照式(1)计算出不同机械角度的电气误差如图 4 所示。各电气误差绝对值的最大值即为理论电气误差。

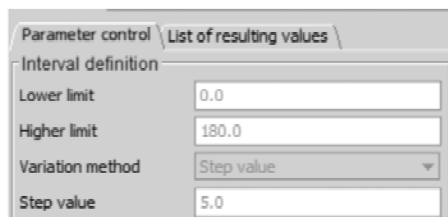


图 2 求解器设置参数

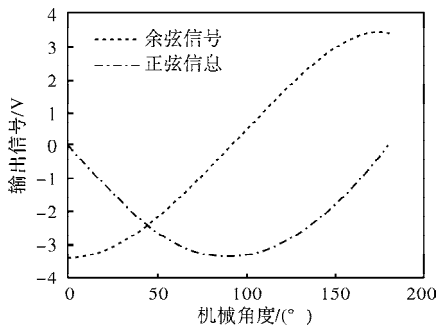


图 3 旋变输出信号

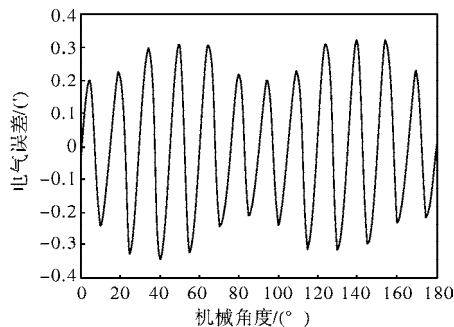


图 4 电气误差曲线

2.2 电磁方案优化

基于旋变的性能指标, 根据磁路法设计计算出旋变的定转子绕组元件匝数, 满足要求的结果存在多组, 在有限元仿真模型中分别计算不同组的理论电气误差, 使得理论电气误差最小的绕组匝数即为最优方

案, 得到最优的元件匝数方案如表 3 和表 4 所示。

表 3 定子各元件最优匝数方案

元件	N_{S1}	N_{S2}	N_{S3}	N_{S4}	N_{S5}	N_{S6}
匝数	34	32	27	21	13	5

表 4 转子各元件最优匝数方案

元件	N_{R1}	N_{R2}	N_{R3}	N_{R4}	N_{R5}
匝数	61	55	44	28	10

确定了旋变的最优绕组元件匝数, 对定转子铁心槽口宽度进行优化设计。

对槽口宽度从 0.6 mm 至 0.8 mm 每隔 0.1 mm 进行理论电气误差的计算, 结果如表 5 所示。

表 5 不同槽口宽度下的理论电气误差计算值

槽口宽度/mm		电气误差计算值/(°)	
定子	转子	最大值	最小值
0.6	0.6	0.32	-0.33
0.6	0.7	0.44	-0.45
0.6	0.8	0.49	-0.52
0.7	0.6	0.40	-0.44
0.7	0.7	0.49	-0.54
0.7	0.8	0.50	-0.57
0.8	0.6	0.49	-0.44
0.8	0.7	0.53	-0.49
0.8	0.8	0.50	-0.48

可以看出, 当定子槽口和转子槽口宽度为均 0.6 mm 时, 旋变电气误差理论计算值最小, 可以看出电气误差计算值范围为 $-0.33' \sim 0.32'$ 。统计本单位同类型旋变电气误差实测值与仿真计算值的比值, 为 8~30, 因此预测该旋变实际电气误差区间为 $2.6'$ 至 $9.9'$, 可以满足技术指标的要求。

2.3 实物验证

旋变实物如图 5 所示。对首批次 10 台旋变的电气误差进行测试, 测试平台为基于高精度转台 ($\pm 1''$) 和高精度角度位置指示器 8810AH 搭建的旋变性能测试台。对实测结果进行统计, 电气误差分布范围为 $4.5' \sim 9.6'$, 和仿真分析的数据吻合, 说明这种旋变电气误差仿真分析的方法是有效的。



图 5 旋变实物

3 仿真方法的其他应用

这种旋变电气误差仿真分析方法不仅可以优化旋变电磁方案, 还能有效分析定位旋变生产过程中电气误差异常的原因, 将以一台多极旋变为例进行详细阐述。

在一台 32 对极的 80 机座旋变电气误差测试中, 机械角度 $292.5^\circ \sim 303.75^\circ$ 和 $135^\circ \sim 146.25^\circ$ 这两个周期内旋变的零位偏差最大, 对这两个周期内的电气误差细分测试^[4], 结果如图 6 所示。

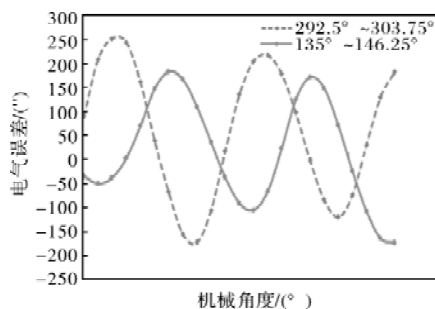


图 6 电气误差曲线

从图中可以看出, 这台旋变电气误差处于异常状态: 电气误差最大值和最小值远超过指标要求值 $\pm 30''$, 且呈现典型的二次谐波震荡。出现这个现象的原因可能有: 旋变测试时定转子同轴度偏差大; 定子绕组嵌线时存在线圈反向。

对两种可能原因在 FLUX 中建立计算模型, 进行仿真分析。

假如电气误差异常是由定转子同轴偏差大引起, 在计算模型中将旋变定转子偏心距离由 0.01 mm 到 0.06 mm 增大, 理论电气误差也随之增大, 如图 7 所示。但电气误差增大幅度较小, 且并非呈二次谐波震荡。因此, 定转子同轴度偏差大并不是电气误差异常的主要原因。

假如电气误差异常是定子绕组嵌线时存在线圈反向引起。该旋变定子采用 III 型绕组^[5], 单元绕组中每一个线圈的匝数和方向是有规定的, 如果没有按照规定进行嵌线, 也会引起绕组谐波增大, 从而导致电气误差增大。在仿真计算模型中将定子线圈余弦匝数最小的线圈反向 (如图 8 所示), 对理论电气误差曲线进行仿真计算, 计算结果如图 9 所示。电气误差最大为 400 多秒, 且误差曲线呈现典型的二次谐波震荡。因此, 旋变电气误差异常增大, 很可能由定子线圈反向引起。

对定子绕组加上直流电压, 用特斯拉计测量各线圈的极性, 绕组存在线圈反向错误。

综上, 电气误差仿真计算方法可以有效定位分

析生产过程中电气误差异常的原因。

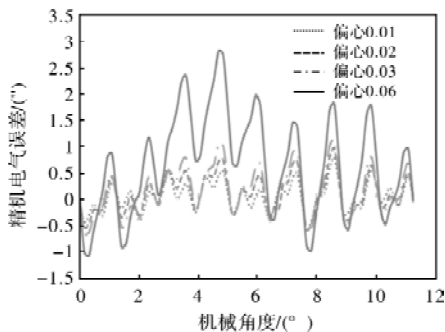


图7 定转子偏心对旋变精机电气误差影响

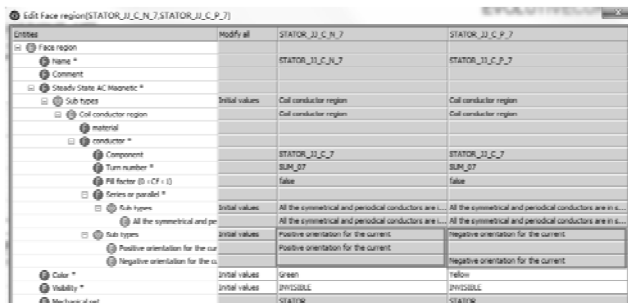


图8 精机匝数最小线圈反向设置

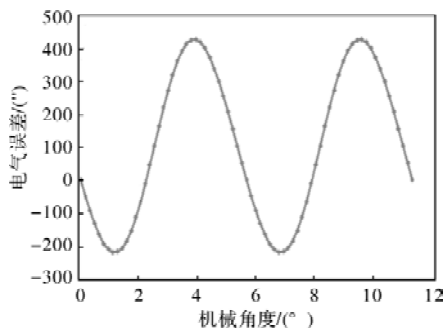


图9 余弦相最小线圈反向后精机电气误差曲线

4 结 论

利用有限元仿真计算软件 FLUX, 建立了旋变电气误差仿真计算模型, 结合实际生产工艺带来的误差系数, 可以有效预测旋变实际电气误差的范围。这种仿真分析方法不仅可以从方案阶段有效优化旋变电磁参数, 并且可以辅助分析定位旋变生产过程中电气误差异常的原因, 有利于生产过程问题的快速解决, 提高生产效率。

参考文献

- [1] 许兴斗. 高频、高精度双通道旋转变压器的设计与信号处理 [D]. 上海: 上海交通大学, 2008.
- [2] 李子健, 凌在汛, 王少勃. FLUX 电机有限元分析教程 [M]. 北京: 北京天源博通科技有限公司出版.
- [3] GJB 929A-1998 旋转变压器通用规范 [S]. 北京: 中国人民解放军总装备部, 1998.
- [4] GJB 2143A-2015 多极和双通道旋转变压器通用规范 [S]. 北京: 中国人民解放军总装备部, 2015.
- [5] 上海微电机研究所. 微特电机 [M]. 上海: 上海科学技术出版社, 1982.

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

邮 箱: micromotors@vip.sina.com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

电动舵机单闭环控制系统研究与设计

周 满^{1,3}, 李冬辉¹, 王立献², 江华侨², 曹晓鹏²

(1. 天津大学, 天津 300072; 2. 宁波帅特龙集团有限公司, 浙江 宁波 315157;
3. 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 长春 130033)

摘要: 为提高电动舵机结构紧凑性, 实现电动舵机的单位位置闭环, 对无刷直流电机驱动与控制策略展开研究。首先, 根据无刷直流电机数学模型及 PWM 驱动逻辑建模, 以电路工作原理为基础, 对相电流及机械特性进行理论分析。然后, 为提高控制精度及抗扰性, 提出高频限制二自由度控制算法, 并讨论系统稳定性要求。最后, 通过仿真表明, 单极性驱动下电机具有较好的起停特性, 有利于提高控制精度; 8° 阶跃及 $200^\circ/\text{s}$ 斜坡响应, 在频率 400 rad/s 内闭环相角优于二阶系统; 2 rad/s 下正弦信号跟踪误差 0.027° , 结合电位计误差满足精度 0.3° 要求。无刷直流电机单位位置环舵机方案满足系统指标要求。

关键词: 线性度; 无刷直流电机; 单极性驱动; 二自由度控制; 电动舵机

中图分类号: TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)08-0016-05

Research and Design of Mono-position Loop Control System for Electromechanical Actuator

ZHOU Man^{1,3}, LI Donghui¹, WANG Lixian², JIANG Huaqiao², CAO Xiaopeng²

(1. *Tianjin University, Tianjin 300072, China*; 2. *Ningbo Shuaite Long Group Co., Ltd., Ningbo Zhejiang 315157, China*; 3. *Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China*)

Abstract: In order to improve the compactness of the electromechanical actuator and realize the mono-position loop of the electromechanical actuator, the drive and control strategy of the brushless DC motor was studied in this paper. First, according to the mathematical model of brushless DC motor (BLDCM) and PWM drive logic model, based on the circuit working principle, the phase current and mechanical characteristics were analyzed theoretically. Then, in order to improve the control accuracy and immunity, a high-frequency restricted two-degree-of-freedom control algorithm was proposed, and the system stability requirements were discussed. The results indicate that the motor has good starting characteristics under unipolar drive, which was beneficial to improve the control accuracy. And 8° phase step response and $200^\circ/\text{s}$ ramp response, and the closed loop phase angle within the frequency of 400 rad/s is better than the second order system. The trace error is 0.0027° when the sinusoidal signal is 2 rad/s , which satisfies the 0.3° accuracy demand together with the potentiometer error. The mono-position loop feedback control method for BLDCM can meet the system requirement.

Key words: linearity; brushless direct-current motor; unipolar drive mode; two-degree of freedom control; electromechanical motor

0 引言

舵机是飞行器的重要执行机构, 随着电子技术和无刷直流电机技术的发展, 数字化、轻量化、低成本化成为电动舵机的发展趋势。应用无刷直流电

机(BLDCM)设计单位位置环电动舵机系统, 减少速率传感器, 可使舵机结构更为紧凑, 同时降低舵机系统成本^[1]。但由于传动间隙、摩擦等非线性因素影响, 舵机系统存在精度低、响应慢、稳态震荡等问题^[2-5], 严重影响舵机系统控制精度。

收稿日期: 2023-03-13

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61873180)

作者简介: 周 满(1988), 男, 博士后, 助理研究员, 研究方向为电动舵机及光电平台稳定跟踪控制技术。

章振宇等人为了提高电动舵机结构的紧凑性, 采用单闭环控制系统实现了舵机的闭环控制, 但受非线性因素影响, 其控制精度及响应速度有待提高^[6]。姚秋实等人为了实现舵机小型化、高动态特性, 设计实现了一种基于 MCU 和 H 桥的微型单位位置环电动舵机, 并设计模糊位置 PID 控制器实现良好的位置跟踪与动态响应^[7]。刘晓琳等人了解决摩擦导致的舵机系统性能降低的问题, 设计一种改进的蜂群算法, 提高摩擦模型辨识精度, 并设计复合控制器补偿非线性摩擦, 降低摩擦影响, 提高系统的控制精度^[8]。

国内外诸多学者对摩擦、间隙等干扰进行了详细分析, 并取得丰硕成果, 但在驱动逻辑对 BLDCM 特性的影响方面研究较少。为此, 本文对驱动逻辑带来的特性影响展开分析, 并设计了高频限制二自由度控制器, 完成电动舵机系统的跟踪与抗干扰设计, 提高单位位置环电动舵机系统的响应速度及控制精度。

1 舵机工作原理

1.1 舵机工作原理

电动舵机系统主要包括无刷电机、减速器、控制器、驱动器、传感器等五部分。其中传感器包括位置传感器和速度传感器, 为降低电动舵机系统成本, 提高结构紧凑度, 本文采用单位位置环控制。其工作原理如图 1 所示。

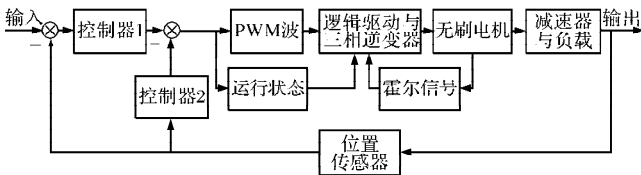


图 1 舵机工作原理图

1.2 无刷直流电机数学模型

无刷直流电机以电子换向电路代替机械换向, 可视为基于转子位置闭环, 由逆变器驱动的永磁同步电机, 其数学模型如下:

运动方程为

$$\begin{cases} J \frac{d\omega}{dt} + B\omega = T_e - T_d \\ U_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a \\ T_e = K_t i_a \end{cases} \quad (1)$$

式中, J 为系统转动惯量, B 为系统粘性摩擦系数, T_d 为负载转矩, $R_a = 2R_s$ 为相间电阻, $L_a = 2(L_s - M)$ 为相间电感, $E_a = 2E_s$ 为反电动势系数, $K_t = K_e$ 为电磁转矩系数。

2 驱动逻辑设计

2.1 驱动逻辑

BLDCM 的旋转是将 Hall 换向逻辑与 PWM 信号进行逻辑运算, 控制相应功率管工作, 控制绕组顺序导通, 进而控制 BLDCM 旋转。BLDCM 驱动电路如图 2 所示。

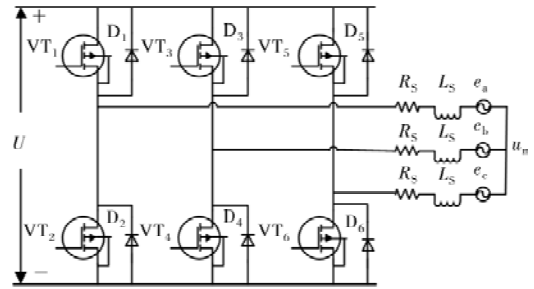


图 2 BLDCM 驱动电路图

2.2 驱动逻辑电路分析

本设计采用单极性驱动方式, 上桥臂换向逻辑以单极性 PWM 信号进行调制, 相应的下桥臂导通。设 α 为 PWM 波占空比, 单极性驱动电机有四个状态: 上桥臂 PWM 为高电平, 持续时间 αT , 功率管 VT1、VT4 导通, 电流回路为 VT1 - A、B 相 - VT4 - 电源负极, 电机处于电动状态; 上桥臂 PWM 低电平, 下桥臂仍高电平, 功率管 VT1 关断, VT4 导通, 电流经为 D2 - A、B 相 - VT4 - 电源负极, 电机处于续流状态; 电流为正向。上桥臂 PWM 低电平, 且续流结束, 由于互补信号, 反电动势将形成 D4 - B、A 相 - VT2 反向电流回路, 电机处于能耗制动工作状态; 当上桥臂 PWM 高电平后, 反向电流不能立刻为零, 将通过 D4 - B、A 相 - D1 - 电源正极上升, 电机处于再生制动工作状态。令电枢两端电压为 U , 反电动势 $E_{ab} = 2E_s$ 且恒定, 四种电路状态, 用两个微分方程描述。

$$\begin{cases} U = 2E_s + 2R_s i_a + 2L_s \frac{di_s}{dt} & t_0 \leq t \leq t_0 + \alpha T \\ 0 = 2E_s + 2R_s i_a + 2L_s \frac{di_s}{dt} & t_0 + \alpha T < t \leq t_0 + T \end{cases} \quad (2)$$

求解可得:

$$\begin{cases} i_a(t) = i_a(t_0) e^{-\frac{t-t_0}{T_e}} + \frac{U/2 - E_s}{R_s} (1 - e^{-\frac{t-t_0}{T_e}}) & t_0 \leq t \leq t_0 + \alpha T \\ i_a(t) = i_a(t_0 + \alpha T) e^{-\frac{t-(t_0+\alpha T)}{T_e}} - \frac{E_s}{R_s} (1 - e^{-\frac{t-(t_0+\alpha T)}{T_e}}) & t_0 + \alpha T < t \leq t_0 + T \end{cases} \quad (3)$$

电流上升下降斜率不同, 正反向电流连续变化。电路处于稳态时有: $i_a(t_0) = i_a(t_0 + T)$, 则

$$i_a(t_0) = \frac{\frac{U/2}{R_s} e^{\frac{T-\alpha T}{T_c}} - \frac{U/2 - E_s}{R_s} e^{-\frac{T}{T_c}} - \frac{E_s}{R_s}}{1 - e^{-\frac{T}{T_c}}} \quad (4)$$

$i_a(t_0) < 0$, 是再生制动工作状态起点。

电流在 T 周期内平均电流为

$$I_a = \frac{1}{T} \left\{ \int_{t_0}^{t_0+\alpha T} i_a(t) dt + \int_{t_0+\alpha T}^{t_0+T} i_a(t) dt \right\} = \frac{\alpha U/2 - E_s}{R_s} = \frac{\alpha U - E_a}{R_a} \quad (5)$$

平均电流与平均电压 αU 成线性, 机械特性如下

$$\omega = \frac{\alpha U}{K_e} - \frac{R_a}{K_e K_t} T_{em} \quad (6)$$

从式(6)可知, 机械特性基本为线性。

由式(6)及电机线性模型, 可绘制单极性驱动下 BLDCM 机械特性, 如图3所示。

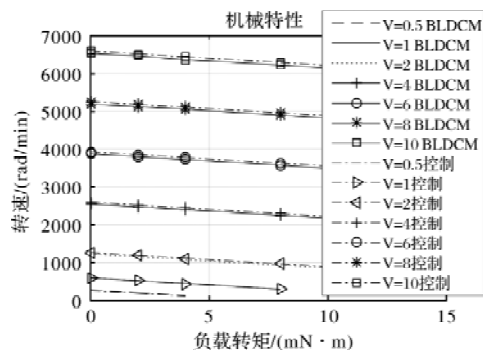


图3 单极性机械特性

图3中“BLDCM”曲线为电机线性模型运行结果, “控制”曲线为单极性驱动下运行结果。从图3可知, 在单极性驱动下电机起动特性较好, 空载转速与负载转速基本呈线性; 单极性驱动下机械特性与电机线性模型运行结果基本一致; 0.5~1 V 低压运行时, BLDCM 与线性模型曲线基本重合, 即速度死区较小, 有利于提高舵机系统小角度及低速下的控制精度。

单极性驱动下, 在输入电压 1V 时 A 相中电流等波形图如图4所示。

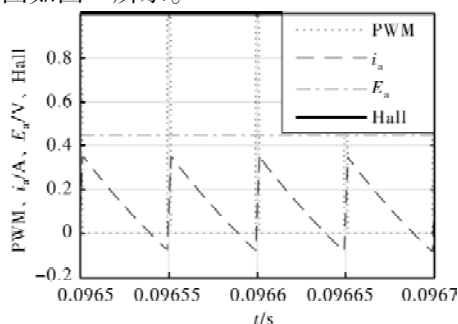


图4 单极性下 a 相波形图

从图4可知, 在低压运行时, 电机反电动势不为零; 相电流在 PWM 周期 T 内正负连续, BLDCM 可实现连续运转, 速度死区较小, 可满足单位置闭环高精度的控制需求。

3 高频限制二自由度控制器设计

3.1 舵机控制结构

舵机特性通常以二阶系统为标准模型, 可看作 I 型系统, 高频段斜率为 $-40\text{dB}/\text{十倍频程}$ 。二自由度控制系统较为成熟的控制结构为反馈补偿型二自由度控制^[9-10], 其输入输出传递函数高频段为 $-20\text{dB}/\text{十倍频程}$, 干扰输入输出传递函数高频段为 $-40\text{dB}/\text{十倍频程}$ 。为提高输入输出抗干扰及噪声能力, 在反馈补偿型二自由度控制基础上, 提出舵机高频限制二自由度控制方案, 其结构原理图如图5所示。

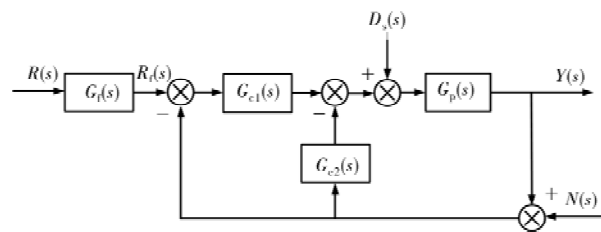


图5 高频限制二自由度控制

结构中 G_{c1} 、 G_{c2} 为二自由度控制器, G_p 为被控对象, G_f 为二阶高频滤波器, D_s 为干扰输入, N 为噪声。 R_f 至 Y 仍是反馈补偿型二自由度控制。各传递函数如式(7)所示:

$$\begin{cases} G_{YR} = \frac{G_f G_{c1} G_p}{1 + (G_{c1} + G_{c2}) G_p} \\ G_{YD} = \frac{G_p}{1 + (G_{c1} + G_{c2}) G_p} \\ G_{YN} = \frac{(G_{c1} + G_{c2}) G_p}{1 + (G_{c1} + G_{c2}) G_p} \end{cases} \quad (7)$$

G_{YR} 、 G_{YD} 可分别进行独立调整, G_{YR} 增加高频限制, G_{YD} 、 G_{YN} 与二自由度设计相同。

3.2 高频限制二自由度控制结构灵敏度

为方便分析高频限制后二自由度控制结构的稳定性, 相对系统灵敏度进行分析, 系统灵敏度表明了系统闭环传递函数对被控对象参数变化的敏感程度。当其对被控对象参数变化的敏感较低时, 所设计的控制器对建模误差等则具有一定的鲁棒性。

系统灵敏度定义为

$$S_{YR} = \frac{d(\ln G_{YR})}{d(\ln G_p)} = \frac{1}{1 + G_c G_p} = S_{YR_f} \quad (8)$$

系统灵敏度与 G_f 无关, 其与二自由度结构灵敏

度相同。即, 为提高高频限制二自由度控制器的稳定性, 只需要降低二自由度结构灵敏度即可。

二自由度结构灵敏度的最大幅值为 M_s , 通过 $G_c(j\omega)G_p(j\omega)$ 的 Nyquist 图获得; 灵敏度的最大幅值 M_s 反映了系统的稳定程度, 其值可设计在 1.2 ~ 2.0 之间。

3.3 二自由度控制零极点配置

二自由度控制器设计时, 选取 $G_{cl} = \frac{\alpha_1 s + \beta_1 + \gamma_1 s^2}{s}$ 、

$$G_{c2} = \frac{\alpha_2 s + \beta_2 + \gamma_2 s^2}{s}, \text{ 并令 } G_c = (G_{cl} + G_{c2}) = \frac{\alpha s + \beta + \gamma s^2}{s}。$$

G_p 为线性 BLDCM 传递函数, 有

$$G_p = \frac{\theta(s)}{U(s)} = \frac{K_t}{s(L_a J s^2 + (L_a B + R_a J)s + R_a B + K_t K_e)} \approx \frac{K_m}{s(T_m s + 1)}$$

$$\text{其中, } K_m = \frac{K_t}{R_a B + K_t K_e}, T_m = \frac{L_a B + R_a J}{R_a B + K_t K_e}。$$

则输入输出的闭环传函为

$$G_{YR_f}(s) = \frac{K_m \gamma_1 / T_m s^2 + K_m \alpha_1 / T_m s + K_m \beta_1 / T_m}{s^3 + (K_m \gamma + 1) / T_m s^2 + K_m \alpha / T_m s + K_m \beta / T_m} \quad (9)$$

通常当分子多项式系数分别等于分母多项式系数时, 系统对于阶跃、斜坡和加速度输入的响应将呈现无稳态误差。但为使超调量小, 舵机传函在式(9)分子加速度、速度系数上乘以一个接近于 1 的系数 c_1 和 c_2 , 对闭环传函响应进行调整, 并保证超调、斜坡跟踪好于二阶系统。这时输入输出的闭环传递函数整理为

$$G_{YR_f}(s) = \frac{c_1 (K_m \gamma + 1) / T_m s^2 + c_2 K_m \alpha / T_m s + K_m \beta_1 / T_m}{s^3 + (K_m \gamma + 1) / T_m s^2 + K_m \alpha / T_m s + K_m \beta / T_m} \quad (10)$$

位置环稳态误差为零, 则必有 $\beta_1 = \beta$, 由于 $\beta = \beta_1 + \beta_2$, 所以有 $\beta_2 = 0$; 将二自由度系统等效为单环系统求取 $GH(s)$, 其为 I 型系统与二阶模型一致, 可较好跟踪斜坡信号。

将式(10)分母多项式进行分解, 得到二阶环节及一阶环节, 即

$$D(s) = (s^2 + 2\xi_1 \omega_1 s + \omega_1^2)(s + \omega_2) = s^3 + (2\xi_1 \omega_1 + \omega_2)s^2 + (2\xi_1 \omega_1 \omega_2 + \omega_1^2)s + \omega_1^2 \omega_2$$

分子多项式为

$$N(s) = c_1 (2\xi_1 \omega_1 + \omega_2)s^2 + c_2 (2\xi_1 \omega_1 \omega_2 + \omega_1^2)s + \omega_1^2 \omega_2$$

为保证主导极点在所有极点中的主导作用, 取 $\omega_2 = 5\xi_1 \omega_1$, 则有

$$G_{YR_f}(s) = \frac{7c_1 \xi_1 \omega_1 s^2 + c_2 (10\xi_1^2 + 1)\omega_1^2 s + 5\xi_1 \omega_1^3}{s^3 + 7\xi_1 \omega_1 s^2 + (10\xi_1^2 + 1)\omega_1^2 s + 5\xi_1 \omega_1^3} \quad (11)$$

闭环传函零极点配置基本参数由 c_1 、 c_2 、 ξ_1 、 ω_1 四个参数来决定。由式(11), 对 c_1 、 c_2 、 ξ_1 、 ω_1 进行迭代选取。有: $\xi_1 = 0.9$ 、 $c_1 = 0.9$ 、 $c_2 = 0.96$ 、 $\omega_1 = 59.9$, 闭环传函为

$$G_{YR_f}(s) = \frac{343.6s^2 + 31810s + 972000}{s^3 + 378s^2 + 32760s + 972000} \quad (12)$$

可得到控制器参数为

$$G_c = \frac{3.2913s + 97.6538 + 0.0133s^2}{s}$$

$$G_{cl} = \frac{3.1954s + 97.6538 + 0.0345s^2}{s}$$

$$G_{c2} = 0.0959 - 0.0213s$$

即有积分系数 $\beta = 97.6538$, 具有较强的消除误差及抗干扰能力。

令 $G_f(s) = 1/(T_f s + 1)^2$, $T_f = 0.003$, 高频限制二自由度传函为

$$G_{YR}(s) = \frac{343.6s^2 + 31810s + 972000}{9 \times 10^{-6}s^5 + 9.4 \times 10^{-3}s^4 + 3.56s^3 + 583.3s^2 + 38592s + 9.7 \times 10^5} \quad (13)$$

二阶系统、二自由度和高频限制二自由度控制结构的 bode 图如图 6 所示。

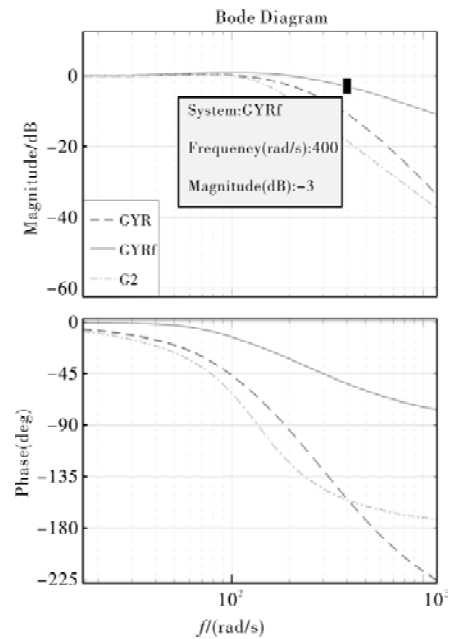


图6 系统控制伯德图

图中, 曲线“G2”、“CYR”、“CYRf”分别为二阶系统、二自由度、高频限制二自由度的 bode 图曲线。从图可知, 高频限制二自由度相角曲线在 400 rad/s 内小于二阶模型相角, 且带宽较高, 满足单环舵机系统设计要。

4 舵机的设计验证

为验证单位置环舵机系统的性能, 对其进行仿真实验。仿真中增加舵机负载模型, 包括结构刚度、铰链力矩、摩擦、减速比和间隙等, 电动舵机系统负载结构图如图 7 所示。

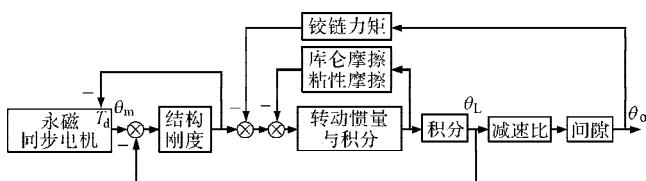


图7 舵机负载结构图

采用 Matlab 软件进行仿真分析, 其中, 刚性系数为 0.225 Nm/rad , 库伦摩擦 0.002 Nm , 机构粘性摩擦系数为 $2.828 \times 10^{-5} \text{ Nm/rad/s}$, 非线性减速比, $0^\circ \sim 8^\circ$ 舵摆角, 减速比为 $78 \sim 80$, 铰链力矩为 $2.5 \text{ Nm/}15^\circ$, 间隙为 0.06° 。

8° 阶跃、 $200^\circ/\text{s}$ 斜坡的仿真测试结果如图 8 所示。

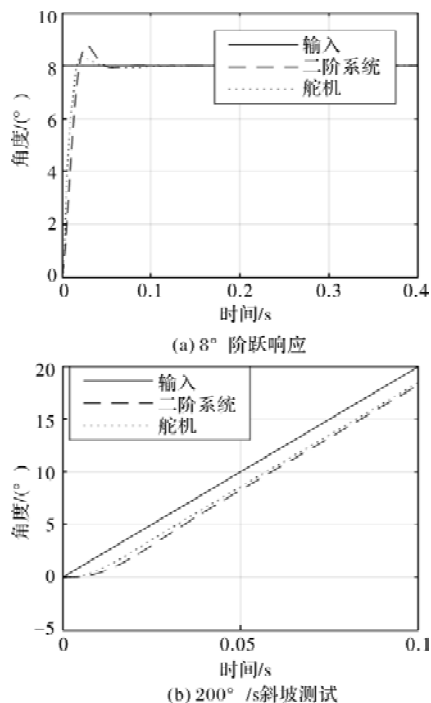


图8 阶跃与斜坡响应

从图 8 可知, 所设计的舵机系统 8° 阶跃的超调量为 4.9% , 二阶系统超调量为 9.5% ; 斜坡跟踪所设计舵机系统跟踪性能略优于二阶系统。

图 9 为 1° 、 2 rad/s 的正弦跟踪及误差, 相位带来误差较小, 跟踪误差可作为控制系统在负载下的设计误差。

舵机跟踪初始时刻最大误差为 0.027° , 系统滞后为主要因素; 正弦幅值 1° 处最大误差为 -0.015° , 摩擦及间隙为主要影响因素。舵机设计中采用线性

度 $0.25\% (3\sigma)$ 量程 60° 电位计, 最大误差 $\pm 0.15^\circ$, 因此舵机的精度满足 0.3° 要求。

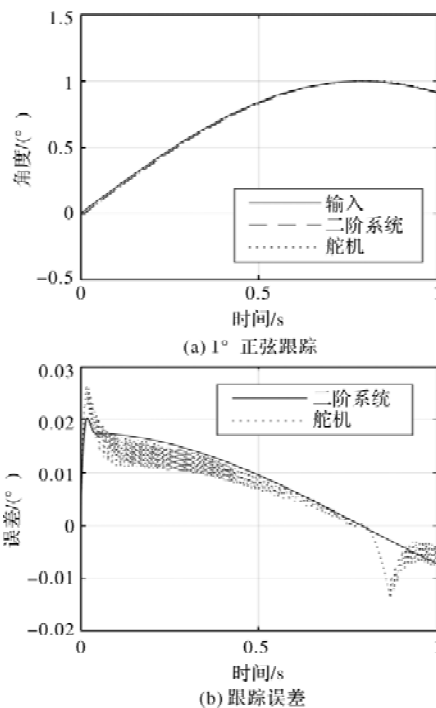


图9 正弦跟踪与误差

5 结 论

本文为提高电动舵机结构紧凑度, 降低成本, 对电动舵机系统进行单位置环设计。首先对单极性驱动逻辑进行设计, 并通过建模分析, 证明其具有线性特性, 有助于提高控制精度。同时, 为提高舵机系统的性能, 依据舵机标准二阶模型及反馈补偿型二自由度控制, 提出高频限制二自由度控制策略。最后, 搭建 Matlab 仿真模型, 通过仿真结果表明, 8° 阶跃和 $200^\circ/\text{s}$ 斜坡响应, 在频率 400 rad/s 内系统闭环相角均优于二阶系统; 2 rad/s 频率下正弦跟踪误差为 0.027° 结合电位计误差 $\pm 0.15^\circ$, 所设计的单位置环舵机系统的精度满足 0.3° 要求。单位置环舵机的理论性研究为样机的实施奠定基础。

参考文献

- [1] 靳倩. 一种单通道小型电动舵机设计与仿真[J]. 航空兵器, 2019, 26(3): 78-83.
- [2] 刘鹏, 李怀兵, 杨超凡, 等. 传动间隙引起的电动舵机自振荡现象研究[J]. 微电机, 2022, 55(7): 89-93.
- [3] Man Z, Mao D, Zhang M, et al. A Hybrid Control with PID - Improved Sliding Mode for Flat-Top of Missile Electromechanical Actuator Systems[J]. Sensors, 2018, 18(12): 44-49.
- [4] 罗明亮, 林俊, 余志凯, 等. 大惯量比舵机无位置传感器控制系统研究[J]. 微电机, 2022, 55(6): 54-60.

(下转第 42 页)

基于载波移相技术的强耦合双支路电机 共模电压抑制研究

高海洋, 邹继斌, 张文韬, 徐永向

(哈尔滨工业大学, 哈尔滨 150001)

摘要: 在大功率永磁同步电机应用场合, 由电机传出来的高频振动噪音的舒适度逐渐变成一个重要的因素。采用载波移相技术两并联逆变器驱动的强耦合双支路电机因特殊的绕组结构能够有效地消除奇数倍载波频率附近的高频振动噪音而逐渐得到广泛应用。除了对电机高频噪音的抑制外, 系统运行过程中也应考虑对传导的电磁干扰进行抑制。对于一般结构的电机, 载波移相技术能够有效地抑制电机共模电压的幅值。但对于具有特殊绕组结构的强耦合双支路电机, 采用载波移相技术对其共模电压是否存在抑制能力还没有被分析和验证。这篇文章的目的是通过理论分析与实验验证确定对强耦合双支路电机采用载波移相技术能够有效地抑制电机的共模电压, 抑制系统传导的电磁干扰。

关键词: 强耦合双支路电机; 并联逆变器; 载波移相; 共模电压; 传导电磁干扰

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)08-0021-04

Research on Common Mode Voltage of Highly Coupled Dual-branch Motors With Carrier Phase Shift

GAO Haiyang, ZOU Jibin, ZHANG Wentao, XU Yongxiang

(Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: In high-power permanent magnet synchronous motors applications, the comfort level of high-frequency vibration noise emitted by the motors has gradually become an important factor. The highly coupled dual-branch motors driven by two parallel inverters using carrier phase shift technology have gradually been widely used due to its special winding structure, which can effectively eliminate high-frequency vibration noise near odd times the carrier frequency. In addition to suppressing high-frequency noise of the motors, suppression of conducted electromagnetic interference should also be considered. For general structure motors, carrier phase shift technology can effectively suppress the amplitude of the common mode voltage of the motors. However, for highly coupled dual-branch motors with special winding structures, the use of carrier phase shift technology to suppress their common mode voltage has not been analyzed and verified. The purpose of this article is to determine through theoretical analysis and experimental verification that using carrier phase shift technology for highly coupled dual-branch motors can effectively suppress the common mode voltage and effectively suppress conducted electromagnetic interference.

Key words: highly coupled dual-branch motors; parallel inverters; carrier phase shift; common mode voltage; conducted electro-magnetic interference

0 引言

随着技术的发展, 大功率永磁同步电机在国防和国民经济中得到了广泛的应用^[1-3]。功率较大的永

磁同步电机通常设计为两套绕组的结构, 用两并联逆变器进行驱动。当电机的一套绕组出现故障时, 另一套绕组能够实现电机的降载运行, 满足工程要求的高可靠性需求^[4-5]。

收稿日期: 2023-07-01

基金项目: 基于相位调控的多支路永磁同步电机系统共模与差模噪声综合抑制策略研究(青年科学基金项目)

作者简介: 高海洋(1998), 男, 博士研究生, 研究方向为电机共模电压与高频噪音抑制技术。

邹继斌(1957), 男, 教授, 研究方向为特种电机与驱动控制技术。

为了在工程中保护人耳,由电机传导出来的高频噪音的舒适度逐渐变成了一个重要的因素^[6]。电机高频振动噪音主要是由径向电磁力引起的,径向电磁力由电机定子绕组中的电流高频谐波造成。因此,减小定子电流的高频谐波能够有效地抑制电机的高频振动噪音。

并联逆变器采用载波移相技术能够有效地改变定子绕组中电流的高频谐波。对并联逆变器驱动的单三相负载,载波移相后能够抑制输出电流的纹波,且研究表明,当 N 个逆变器并联时载波之间相差 $2\pi/N$ 为最佳的选择,此时电流中只含有 hN 倍载波频率附近的谐波,其中 h 为正整数^[7]。两并联逆变器驱动双支路电机时,在逆变器与电机之间加入耦合电感,采用载波移相 π 技术,使两逆变器输出电流的高频谐波在奇数倍载波频率及其附近相位相反。借助耦合电感对这些谐波电流的阻抗,抑制了这些谐波电流的峰值^[8]。这种策略虽然有效地抑制了双单元电机奇数倍载波频率附近的噪音,但并不能完全消除这些频率处的噪音。

对此,一种具有特殊绕组结构的强耦合双支路电机被提出了。此电机的两套绕组同相之间具有强耦合关系,每套绕组的自感与另一套绕组对其的互感近似相同,不同相之间的互感可以忽略。当两套绕组中流过相同频率相同幅值但相位相反的电流时,对应产生的相同频率相同幅值的径向电磁力的相位也是相反的,两者能够实现相互抵消,从而消除相应频率的振动噪音。对空间电压矢量调制(SVPWM)采用载波移相 180° ,两套绕组内奇数倍载波频率处及其附近的高频谐波电流幅值相同,相位相反。借助特殊的绕组结构,能够实现完全消除电机在奇数倍载波频率及其附近的高频振动噪音^[9]。

在工程中除了对电机高频振动噪音的考虑外,还需要考虑系统传导的电磁干扰。当系统传导的电磁干扰过大时会影响电子、电气设备的正常运行,有必要对其进行抑制。

传导的电磁干扰可以从耦合路径的角度进行抑制,也可以从干扰源的角度进行抑制。从耦合路径的角度进行抑制通常需要在系统中增加硬件^[10-11],会增加系统的体积和重量,增加系统的复杂性,且这种方法的可移植能力较差。目前,更多的研究是针对干扰源的抑制,即对系统共模电压的抑制。许多针对两电平三相电压源逆变器共模电压抑制策略被提出了^[12-14],这些策略通过避免使用零矢量,有效地将共模电压的幅值降低到 $V_{dc}/6$ 。文献[15]指出,对两并联逆变器采用载波移相技术,能够有效

地降低电机共模电压的幅值。

根据文献[15],在文献[9]中对强耦合双支路电机采用载波移相 180° ,除了能够消除奇数倍载波频率附近的高频噪音外,还应该能够有效地抑制电机的共模电压,抑制系统传导的电磁干扰。

这篇文章主要目的是通过理论分析与实验验证强耦合双支路电机采用载波移相 180° 能够有效地降低共模电压的幅值,抑制系统传导的电磁干扰,从而确定此策略能够实现电机高频噪音和系统传导电磁干扰的共同抑制。

1 强耦合双支路电机驱动系统共模电压生成机理

强耦合双支路电机驱动系统的结构如图1所示。图中, O 点为直流母线的中点, N_1 和 N_2 分别为电机两套绕组的中性点,两中性点之间无电气连接,两并联逆变器通过耦合电感与电机相连。根据图1,可推导电机共模电压的表达式。

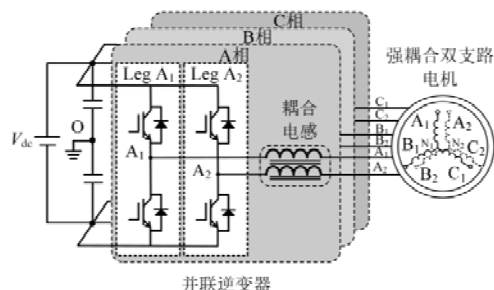


图1 强耦合双支路电机驱动系统结构

电机绕组中性点对地的电压称为共模电压。直流母线的中点 O 与地连接,因此,电机绕组中性点对 O 点的电压可以表示共模电压。由强耦合双支路电机的工作原理可知,耦合电感对电机两套绕组的基波电流不起阻抗作用。以 O 点为参考点,对 N_1 和 N_2 分别列写节点电压方程并进行推导求解,可得两套绕组中性点对地的电压表达式:

$$\begin{cases} V_{N1O} = \frac{1}{3}(V_{A1O} + V_{B1O} + V_{C1O}) \\ V_{N2O} = \frac{1}{3}(V_{A2O} + V_{B2O} + V_{C2O}) \end{cases} \quad (1)$$

式中, V_{N1O} 与 V_{N2O} 分别为 N_1 和 N_2 与 O 点之间的电压, V_{xO} ($x = A1, A2, B1, B2, C1, C2$) 为逆变器输出端 x 与 O 点之间的电压。

强耦合双支路电机两套绕组的中性点虽然是隔离的,但在高频作用下会由于杂散参数的存在而形成电气连接。因此,电机共模电压的表达式可以表示为

$$V_{cm} = \frac{1}{2}(V_{N10} + V_{N20}) = \frac{1}{6}(V_{A10} + V_{B10} + V_{C10} + V_{A20} + V_{B20} + V_{C20}) \quad (2)$$

由式(2)，电机共模电压能够重新定义为两并联逆变器六相输出端对地电压之和的平均值。

采用传统的 SVPWM 策略进行控制时， V_{x0} 与开关函数之间的关系为

$$V_{x0} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & S_x = 1 \\ -\frac{V_{dc}}{2} & S_x = 0 \end{cases} \quad (3)$$

式中， S_x 表示逆变器 x 相桥臂的开关状态，当 S_x 为 1 时， x 相的上桥臂导通，下桥臂关断；当 S_x 为 0 时， x 相的上桥臂关断，下桥臂导通。

SVPWM 共有 8 个空间电压矢量，如图 2 所示，分别对应逆变器 8 个开关状态，将开关状态代入到式(3)中能够得到对应相对 O 点的电压，再将对应的电压代入到式(2)中，能够得到电机在传统控制策略下(即两套逆变器开关状态时刻相同)对应的共模电压值，如表 1 所示。

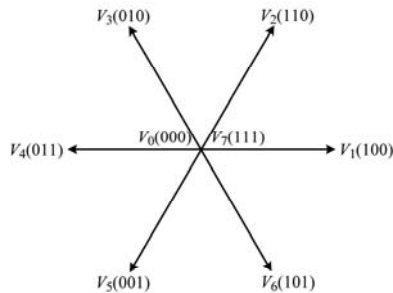


图 2 空间电压矢量

表 1 电压矢量对应的共模电压值

电压矢量及开关状态	共模电压值
$V_0(000)$	$-V_{dc}/2$
$V_1(100)$	$-V_{dc}/6$
$V_2(110)$	$V_{dc}/6$
$V_3(010)$	$-V_{dc}/6$
$V_4(011)$	$V_{dc}/6$
$V_5(001)$	$-V_{dc}/6$
$V_6(101)$	$V_{dc}/6$
$V_7(111)$	$V_{dc}/2$

由表 1 可知，两个零电压矢量产生的共模电压的幅值为 $V_{dc}/2$ ，六个基本电压矢量产生的共模电压的幅值为 $V_{dc}/6$ 。

2 载波移相技术对共模电压的影响

以参考电压矢量位于第一扇区为例，两并联逆变器载波移相 180° 生成 PWM 波形及电机共模电压

波形的示意图如图 3 所示。图中，载波 1 为逆变器 1 所用的载波，载波 2 为逆变器 2 所用的载波， $f_x(t)$ ($x = A, B, C$) 为 x 相的调制信号，两套逆变器的调制信号相同。

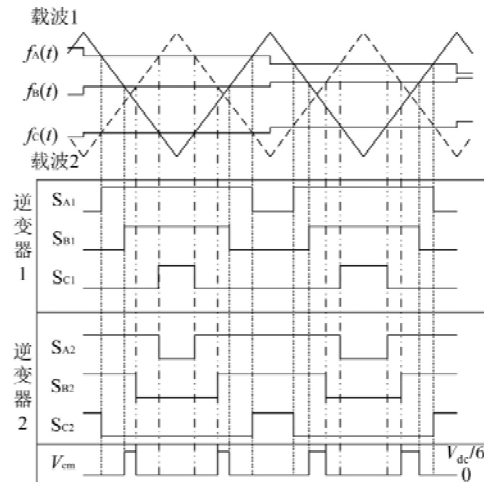


图 3 两并联逆变器 PWM 波形及电机共模电压波形

由图 3 可知，通过载波移相 180° ，两逆变器 PWM 中的 V_0 与 V_7 位置相同，因此，由零矢量造成的幅值为 $V_{dc}/2$ 的共模电压能够相互抵消，有效地将共模电压的幅值由 $V_{dc}/2$ 降低了到 $V_{dc}/6$ ，且出现了零共模电压的情况。

综上，从理论角度分析，对强耦合双支路电机采用载波移相 180° 的技术，不仅能够实现文献[9]中提出的电机高频噪音的减小，还能够实现电机共模电压的抑制，减小系统传导的电磁干扰。

3 仿真及实验结果

3.1 仿真结果

为验证上述理论分析的正确性，在仿真软件中搭建仿真模型。根据实验所用的参数，可以设置相应的仿真参数，如表 2 所示。

表 2 仿真参数

仿真参数	参数值
直流电压/V	48
电机转速/(r/min)	600
交、直轴电感/mH	1.17
交、直轴互感/mH	1.15
磁链/Wb	0.102
相电阻/ Ω	0.88
极对数	5
载波频率/kHz	6.0

电机在 SVPWM 控制下与 SVPWM 载波移相 180° 控制下产生的共模电压波形分别如图 4，图 5 所示。对比两图，SVPWM 产生的共模电压幅值为 24 V，采用载波移相 180° 后产生的共模电压幅值为 8 V，

有效地将共模电压的幅值抑制到 $V_{dc}/6$ ，并且由图 5，共模电压出现了 0 V 的情况。验证了载波移相 180° 能够有效地抑制强耦合双支路电机的共模电压，上述理论分析是正确的。

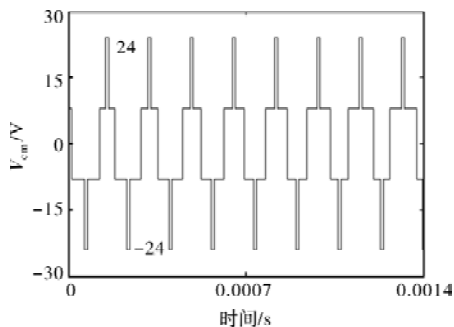


图 4 SVPWM 控制下电机共模电压波形

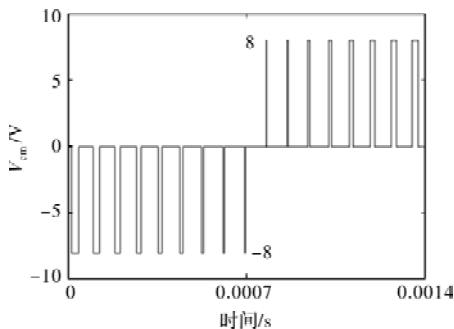


图 5 SVPWM 载波移相 180° 控制下电机共模电压波形

3.2 实验结果

搭建实验平台进行实验，相应的参数与表 2 相同。图 6 为采用 SVPWM 控制强耦合双支路电机的共模电压波形。图 7 为采用载波移相 180° 强耦合双支路电机共模电压波形。由此可知，实验情况与仿真情况相同，采用载波移相技术后，电机的共模电压被有效地抑制了。

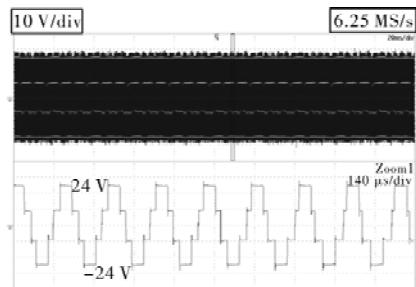


图 6 SVPWM 控制下电机共模电压波形

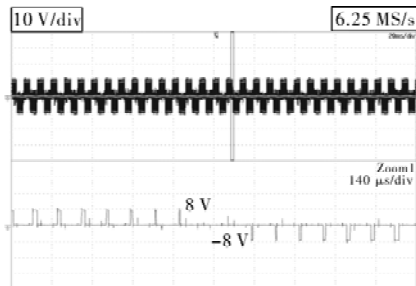


图 7 SVPWM 载波移相 180° 控制下电机共模电压波形

用 AFJ ER55C 设备测量传导的共模电磁干扰，在 0.15 MHz 到 30 MHz 的范围内进行扫频，两种调制策略下传导的电磁干扰如图 8 所示。由图 8 可知，在 0.15 MHz 到 3 MHz 的范围内载波移相 180° 有效地降低了系统传导的电磁干扰。更高频率的电磁干扰则与开关器件有关，与调制策略关系不大。在 0.15 MHz 到 1 MHz 的范围内，与 SVPWM 相比，载波移相技术将传导的电磁干扰降低了近 9 dB μ V，有效地抑制了系统传导的电磁干扰，证明了上述分析的正确性。

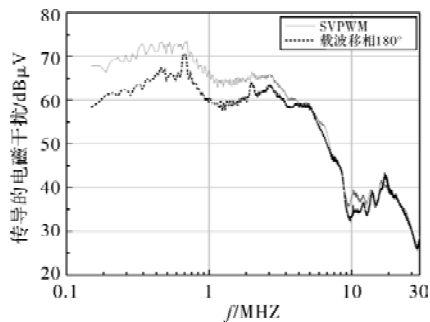


图 8 两种调制策略下传导的电磁干扰

4 结 论

本文针对文献[9]提出的强耦合双支路电机采用载波移相技术抑制了电机高频振动噪音的问题，从共模的角度理论分析了此应用亦能够抑制强耦合双支路电机对地的共模电压，从而实现抑制系统传导的电磁干扰。通过仿真与实验对理论分析进行了验证，结果表明采用载波移相技术后共模电压幅值得到了抑制，减小了系统传导的电磁干扰，证明了上述分析的正确性。

参考文献

- [1] Xu J, Zhang H. Random Asymmetric Carrier PWM Method for PMSM Vibration Reduction [J]. IEEE Access, 2020; 109411-109420.
- [2] Liu X, Chen H, Zhao J, Belahcen A. Research on the Performances and Parameters of Interior PMSM Used for Electric Vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3533-3545.
- [3] 刘向东, 马同凯, 赵静. 定子无铁心轴向磁通永磁同步电机研究进展综述[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(1): 257-273.
- [4] Duran MJ, Barrero F. Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines - Part I[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1): 449-458.
- [5] Duran MJ, Barrero F. Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines - Part II[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1): 459-468.

(下转第 48 页)

基于滑模变结构的异步电机调速系统建模与控制

张振振¹, 戈海龙¹, 成巍¹, 于建治²

(1. 齐鲁工业大学(山东省科学院), 山东省科学院激光研究所, 山东 济宁 272000;

2. 威海市豪顿风机股份有限公司, 山东 威海 264400)

摘要: 针对基于传统矢量控制的异步电机调速系统存在响应速度慢、鲁棒性弱等方面的不足, 在推导三相异步电机简化模型的基础上, 设计了一种将滑模变结构与矢量控制相结合的控制方法, 用滑模变结构控制方法取代矢量控制中的转速调节器, 基于指数趋近方法求得了系统控制器, 利用李雅普洛夫判据证明了系统的渐进稳定性。进一步地, 在 Simulink 环境下建立电机调速系统模型, 通过对比传统 PI 矢量控制与结合滑模变结构的矢量控制方法的仿真结果, 说明该方法应用于异步电机调速控制中具有响应速度快, 鲁棒性强等优点。

关键词: 异步电机; 数学模型; 滑模变结构控制; 矢量控制

中图分类号: TM343; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)08-0025-05

Modeling and Control of Asynchronous Motor Speed Control System Based on Sliding Mode Variable Structure

ZHANG Zhenzhen¹, GE Hailong¹, CHENG Wei¹, YU Jianzhi²

(1. *Laser Institute, Qilu University of Technology(Shandong Academy of Sciences)*,

Jining Shandong 272000, China; 2. *Weihai Haodun Fan Co., Ltd., Weihai Shandong 264400, China*)

Abstract: Aiming at the deficiencies of the asynchronous motor speed control system based on the traditional vector control, such as slow response speed and weak robustness, on the basis of derived the simplified model of the three-phase asynchronous motor, a control method which was combined with sliding mode variable structure control and vector control was designed. The sliding mode variable structure control method was used to replace the speed regulator in the vector control, the system controller was obtained based on the exponential approach method, and the asymptotic stability of the system was proved by using the Lyapunov criterion. Furthermore, the motor speed control system model was established in the Simulink environment. By comparing the simulation results of the traditional PI vector control and the vector control method combined with sliding mode variable structure, it is shown that this method has fast response speed and robustness when applied to the speed control of asynchronous motors. Strong stick and other advantages.

Key words: asynchronous motor; mathematical model; sliding mode variable structure control; vector control

0 引言

三相交流异步电机具有强过载、简结构、低价格优势, 但作为控制对象, 是一个高阶、非线性、多变量强耦合的复杂系统。矢量控制技术是在电机磁场定向的前提下, 通过坐标转换, 将交流电机原始复杂模型等效为直流电机模型, 把输入量解耦为产生磁场和转矩的两种分量电流, 从而实现磁场和

转矩的解耦控制, 提高电机的静动态性能^[1]。

目前矢量控制技术已普遍应用, 一般为转速外环、电流内环的双闭环结构, 双闭环结构均采用 PI 调节器, 但数字 PI 调节器存在着固有的滞后特性, 会对异步电机的转矩电流跟踪性能和动态响应特性造成一定影响, 影响控制的效率, 并且整个控制性能受电机参数影响较大^[2]。文献[3]设计了一种基于恒压频比的三角形接法异步电机 SVPWM 转速闭环控

收稿日期: 2023-03-01

基金项目: 齐鲁工业大学(山东省科学院)—威海市产学研协同创新基金(2020-CXY09); 山东省重点研发计划(2020JMRH0504)。

作者简介: 张振振(1988), 男, 副研究员, 研究方向为电机驱动与运动控制。

制系统,验证了 SVPWM 控制策略的节能性,但双闭环控制中均采用了 PI 控制方法,没有给出转速变化时的系统响应特征。文献[4]设计了一种基于 SVPWM 调制的三相异步交流电机矢量控制系统,为预防寄存器产生溢出,用积分分离的方式,在积分器输出达到饱和状态时,将积分环节关闭,实现快速去饱和,减小超调的目的,但依旧未能避免 PI 控制的固有缺点。

滑模变结构是一种针对非线性系统的控制方法,在对系统控制过程中,控制量可根据偏差及偏差变化率等有目的地切换,从而保证系统状态按照期望轨迹运动^[5-7]。文中针对异步电机控制问题,应用滑模变结构控制实现电机的高响应及强鲁棒性。首先基于坐标变换理论,得到电机等效数学模型,进而设计一种基于滑模变结构的改进型矢量控制方法,并在 Simulink 环境下,搭建系统的 PI 矢量及滑模变结构控制模型,通过对比两者仿真结果,验证滑模变结构控制方法的有效性与优越性。

1 异步电机数学模型

1.1 三相异步电机原始模型

如图 1, A、B、C 为电机定子绕组, a、b、c 为电机转子绕组。电机在三相静止坐标系下的数学模型由电压方程、磁链方程、转矩方程等组成^[8]。此模型较为复杂,电机输出转矩是一个多变量、强耦合数学方程,单一变量的控制无法决定电机转矩的精准输出,直接决定了其在控制过程中的困难程度。

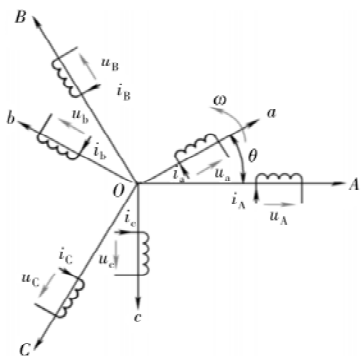


图1 三相异步电机原始模型

1.2 坐标变换及电机等效模型

为降低系统阶数,需对其原始数学模型进行简化,从三相静止坐标系到两相静止坐标系的模型转化可降低其阶数。三相/两相静止坐标变换即是以空间位置固定的两相静止绕组代替电机实际三相绕组。如图 2,对于两相绕组 α, β , 通入两相平衡交流电时产生的旋转磁动势与三相绕组相同时,两相绕组与三相绕组等效。使 A 轴与 α 轴重合,两套绕组在

α, β 轴上的投影相等,有:

$$N_2 i_\alpha = N_3 i_A - N_3 i_B \cos \frac{\pi}{3} - N_3 i_C \cos \frac{\pi}{3} \quad (1)$$

$$N_2 i_\beta = N_3 i_B \sin \frac{\pi}{3} - N_3 i_C \sin \frac{\pi}{3} N_3 (i_B - i_C)$$

整理为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2)$$

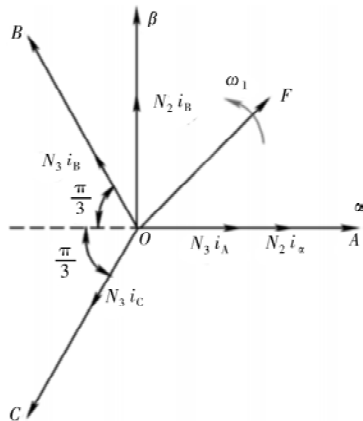


图2 三相/两相静止坐标变换

如图 3,若有正交绕组 d, q , 通入直流电,产生的磁动势位置相对绕组是不变的,若让绕组 d, q 同步旋转,也可实现磁动势与之前等效的效果,按照变换前后磁动势等效的原则,有:

$$i_{s\alpha} = i_{sd} \cos \theta_1 - i_{sq} \sin \theta_1 \quad (3)$$

$$i_{s\beta} = i_{sd} \sin \theta_1 - i_{sq} \cos \theta_1$$

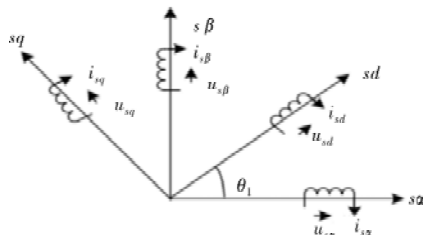


图3 两相静止/旋转坐标变换

在两相旋转坐标系中,若转子磁链与 d 轴同角度,此时同步旋转正交坐标系是按转子磁链定向的,坐标系称为 mt 坐标系,此时, d 轴和 q 轴分别变为 m 轴和 t 轴。如图 4 所示。

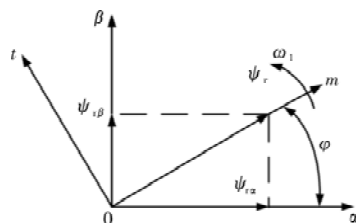


图4 mt 坐标系

综上, 三相静止到两相静止(3/2 变换)、两相静止到正交旋转(2s/2r 变换)坐标系变换矩阵为

$$C_{3/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & \sin\theta_1 \\ -\sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

将异步电机原始数学模型, 根据上式变换, 得到电机按转子磁链定向的在两相旋转坐标系下的模型:

$$\begin{cases} J \frac{d\omega}{dt} = n_p (T_e - T_L) = \frac{n_p^2 L_m}{L_r} i_{st} \psi_r - n_p T_L \\ \frac{d\psi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{sm} \\ \frac{di_{sm}}{dt} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sm} + \omega_1 i_{st} + \frac{u_{sm}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{st}}{dt} = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{st} - \omega_1 i_{sm} + \frac{u_{st}}{\sigma L_s} \end{cases} \quad (6)$$

式中, J 为电机惯量, ω 为旋转速度, n_p 为极对数, R_s 和 R_r 分别为定转子电阻, L_m 为定转子互感系数, L_s 和 L_r 分别为定转子自感系数, T_L 为负载转矩, u_{sm} 和 u_{st} 分别为定子电压在 m 轴和 t 轴的分量, i_{sm} 和 i_{st} 为定子电流在 m 轴、 t 轴的分量, T_r 为转子时间常数, σ 为电机漏磁系数。

由式(6)得电机电磁转矩、转子磁链:

$$T_e = \frac{n_p L_m}{L_r} i_{st} \psi_r \quad (7)$$

$$\psi_r = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{sm} \quad (8)$$

式中, p 为微分项。通过坐标变换, 定子电流被解耦为励磁电流 i_{sm} 和转矩电流 i_{st} 。转子磁链与励磁电流分量 i_{sm} 成正比, 电磁转矩 T_e 则可由转子磁链和转矩电流分量 i_{st} 相乘得到^[9]。

2 滑模变结构控制系统设计

滑模变结构控制算法基本思路是对控制量做出切换使得系统状态沿滑模面浮动, 其对内外部扰动均有一定鲁棒性, 普遍应用于各类控制系统^[10], 而对于异步电机, 一般都是通过参考值和系统反馈的偏差来生成控制量, 达到消除残差的目标, 为典型 PI 方法。这里提出一种矢量控制结合滑模变结构的异步电机控制方法, 原理如图 5 所示。

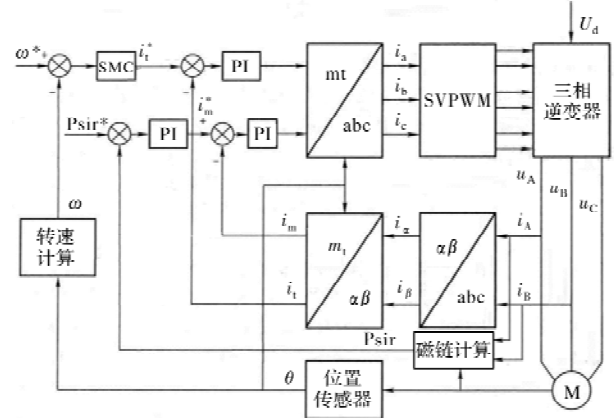


图5 矢量控制结合滑模变结构的异步电机控制方法

与常规矢量控制不同的是, 基于 PID 闭环控制的速度调节器被滑模变结构控制器(SMC)所取代。对于异步电机调速系统, 定义系统转速跟踪误差 $e(t)$:

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega(t) \quad (9)$$

结合滑模变结构控制理论, 设计滑模函数 $s(t)$:

$$s(t) = ce(t) + \dot{e}(t) \quad (10)$$

其中, 参数 $c > 0$, 以满足赫尔维茨(Hurwitz)稳定判据。

定义李雅普洛夫函数:

$$V(s) = s^2/2 \quad (11)$$

求导得到:

$$\dot{V}(s) = s\dot{s} = s[c\dot{e}(t) + \ddot{e}(t)] = s[c\dot{e}(t) - \ddot{\omega}(t)] \quad (12)$$

结合电机数学模型(6)首个方程式得:

$$\ddot{\omega}(t) = K_\omega \dot{i}_{st}(t) \quad (13)$$

其中:

$$K_\omega = \frac{n_p^2 L_m \psi_r}{J L_r} \quad (14)$$

联立式(13)、式(14)得:

$$\dot{V}(s) = s[c\dot{e}(t) - K_\omega \dot{i}_{st}(t)] \quad (15)$$

为了满足滑模变结构控制的稳定性条件, 采用指数趋近律, 设计系统控制量为

$$u(t) = \dot{i}_{st}^*(t) = \frac{1}{K_\omega} [\eta \operatorname{sgn}(s) + ks + c\dot{e}] (\eta > 0, k > 0) \quad (16)$$

其中, $\operatorname{sgn}(s)$ 为符号函数。

联立式(15)、式(16), 得:

$$\begin{aligned} \dot{V}(s) &= s[-\eta \operatorname{sgn}(s) - ks] = \\ &= -\eta s \operatorname{sgn}(s) - ks^2 = -\eta |s| - ks^2 \leq 0 \end{aligned} \quad (17)$$

由李雅普诺夫稳定性判据知, 系统渐进稳定^[8]。

3 系统建模与仿真

3.1 仿真模型建立

为了验证滑模变结构的异步电机调速系统的有效性,使用 Matlab/Simulink 工具搭建系统,系统仿真模型如图 6 所示,电机转速反馈环路调节器采用 SMC 方法,其他控制环路仍采用 PI 调节器。

电机反馈转速与给定转速比较生成实时误差,通过 SMC 调节,生成参考转矩信号,并与电机的反

馈转矩比较并经转矩调节器,输出定子电流在 mt 坐标轴下的参考转矩分量;同时,磁链观测器观测到的转子磁链与给定磁链比较,经磁链调节器,得到定子电流在 mt 坐标系下参考励磁分量。经过坐标变换,得三相定子电流参考值,该值与反馈的定子电流比较后,经过滞环比较器,生成离散信号,控制逆变单元中可控硅的导通状态,逆变器即可输出等效的三相电流作为异步电机控制量,准确控制电机运行状态。

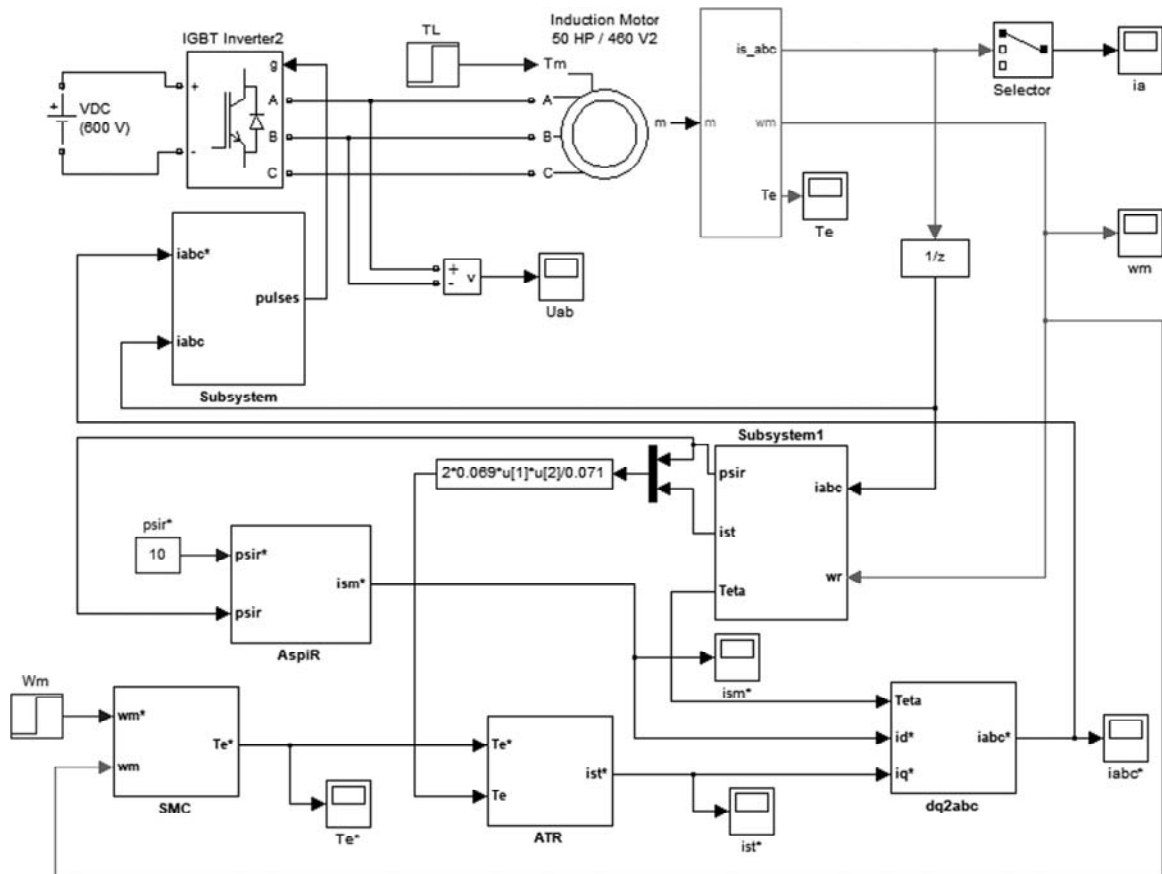


图 6 系统 Simulink 模型

3.2 仿真结果及分析

在仿真过程中,给定初始期望转速 120 rad/s ,初始负载转矩 0 ,在 $t = 3 \text{ s}$ 时,期望转速变更为 150 rad/s ,在 $t = 6 \text{ s}$ 时,期望转速降为 100 rad/s ;在 $t = 9 \text{ s}$ 时,施加 $100 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的负载转矩,在 $t = 12 \text{ s}$ 时,负载转矩变更为 $70 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。为直观对比 SMC 控制控制器与经典 PID 控制器的控制效果,分别观察两种控制方式下转速、转矩等仿真结果。仿真过程中电机主要参数: $R_s = 0.45 \Omega$, $R_r = 0.9 \Omega$, $L_s = 80 \text{ mH}$, $L_r = 75 \text{ mH}$, $L_m = 60 \text{ mH}$, $J = 0.2 \text{ kg/m}^2$, $n_p = 2$ 。控制器参数: $c = 1500$, $k = 30$, $\eta = 5$, $K_w = 12$ 。

图 7 为电机转速仿真结果,在经典 PID 控制作

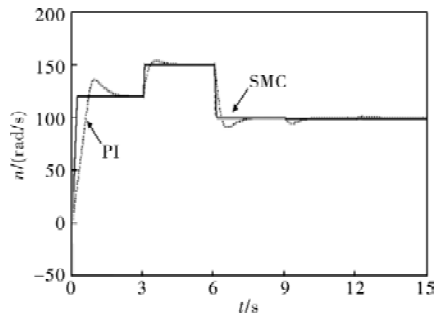


图 7 电机转速仿真结果

用下,电机虽然最终能够基本无静差地跟踪期望转速,但系统调节时间稍长,且出现一定程度的超调,在 $t = 3 \text{ s}$ 、 6 s 期望转速发生变化时,表现类似。在 $t = 9 \text{ s}$ 给电机施加一定的负载转矩、 $t = 12 \text{ s}$ 负载转矩降低时,电机转速均存在较大变化,系统鲁棒性

欠佳。在 SMC 控制作用下, 电机可以比较迅速且无静差地跟踪期望转速, 且未发生超调, $t = 3\text{ s}$ 、 6 s 期望转速发生变化时, 跟踪速度明显优于 PI 控制。给电机施加一定的负载转矩或负载转矩存在变化时, 电机转速基本可以保持稳定, 系统鲁棒性明显优于 PI 控制。

图 8 为电机电磁转矩仿真结果, 为增强对比性, 对曲线进行了均值化处理。在两种控制方式下, 电磁转矩都能够根据转速及负载转矩变化进行适时调整, 且最终达到稳态, 但在 PID 控制作用下, 响应速度稍慢, 且存在一定超调。而在 SMC 控制作用下, 电磁转矩能够很快做出响应, 且达到稳态, 说明在期望转速发生变化或者负载转矩存在扰动时, 整个系统能够以比较快的速度恢复到新的稳态, SMC 相对于 PID 控制有着显著的控制优势。

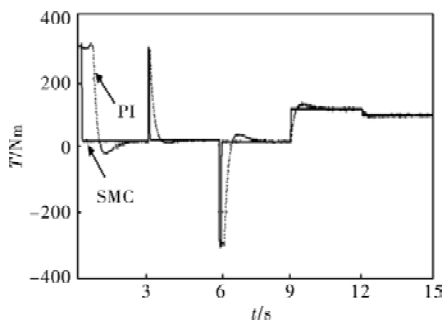


图 8 电机电磁转矩仿真结果(均值)

图 9 为引入 SMC 控制作用下电机定子电流在 m 轴、 t 轴的分量值, 可以看出, 转矩电流分量 i_{st} 变化与图 8 中转矩变化趋势基本一致, 同时由于给定参考磁链为定值, 图 9 中励磁电流分量 i_{sm} 值基本无变化, 说明该控制方法较好地实现了励磁电流和转矩电流的解耦控制。

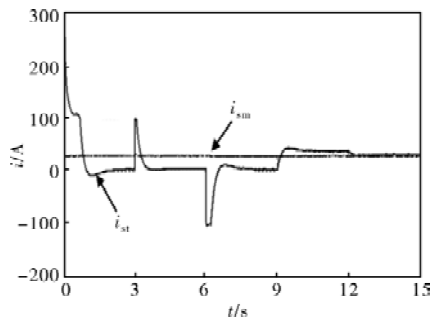


图 9 定子电流在 m 轴、 t 轴的分量值

图 10 为引入 SMC 控制作用下电机 A 相定子电流仿真结果, 曲线整体呈现正弦波形, 在转速或转矩发生突变时, 电流短暂调整以适应转速或负载转矩变化需求, 随后进入新的稳态, 电机电流变化情况符合理论情况, 进一步证明该控制方法的有效性。

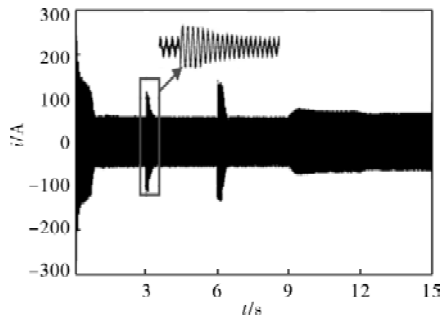


图 10 SMC 控制作用下电机 A 相定子电流

4 结 语

文中提出一种将常规异步电机矢量控制方法与滑模变结构控制方法相结合的控制方法。首先通过坐标变换得到三相异步电机在两相旋转坐标系下的等效模型。然后以滑模变结构控制器取代传统矢量控制中基于 PID 的转速调节器, 采用指数趋近律求取系统有效控制器, 借助李雅普洛夫稳定性判据证明系统渐进稳定性。为验证控制效果, 基于 Simulink 工具搭建模型, 通过仿真效果知, 与常规矢量控制相比, 结合滑模变结构控制方法的异步电机矢量控制系统, 具有响应速度快、无超调、同时对外部扰动具有一定的鲁棒性的特点。

参考文献

- [1] 吕英俊, 刘卓伟, 苏涛, 等. 异步电机无传感器矢量控制极低速与零速性能研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(20): 6095-6103, 6190.
- [2] 周建萍, 薛亚林, 崔屹, 等. 异步电机 PI 模糊自适应矢量控制策略及其仿真研究[J]. 微电机, 2016, 49(6): 65-69.
- [3] 陈冰洁, 孙慧芳. 三角形接法异步电机空间矢量脉宽调制控制技术实现[J]. 微电机, 2022, 55(12): 76-80.
- [4] 陈蕾蕾, 程林琳, 熊兴中. 三相异步电机矢量控制系统[J]. 四川轻化工大学学报(自然科学版), 2021, 34(6): 79-84.
- [5] 赵越, 刘斌. 基于滑模变结构控制的永磁同步电机矢量控制[J]. 微电机, 2016, 49(11): 76-80, 85.
- [6] 陈红红, 任立胜. 基于比例积分微分的电机滑模变结构同步控制[J]. 计算机仿真, 2021, 38(2): 160-163, 312.
- [7] Mohd Zaihidee F, Mekhilef S, Mubin M. Robust Speed Control of PMSM Using Sliding Mode Control (SMC)—A Review[J]. Energies, 2019, 12(9): 1669.
- [8] 朝泽云, 康勇, 钟和清, 等. 异步电机矢量控制系统的建模与仿真[J]. 电机与控制应用, 2007(3): 11-14.
- [9] Boudallaa A, Chennani M, Belkhatat D, et al. Vector Control of Asynchronous Motor of Drive Train Using Speed Controller H_∞ [J]. Emerging Science, 2022, 6(4): 834-850.
- [10] 郑里鹭, 田钧, 龙飞. 滑模变结构控制趋近运动边界特性研究[J]. 控制工程, 2022, 29(9): 1605-1612.

考虑暂态稳定性的高压电机就地 无功补偿装置主动控制方法

李 毅¹, 孙鑫磊², 吴 飞², 吕 璐²

- (1. 中海石油(中国)有限公司 天津分公司, 天津 滨海新区 300450;
2. 中海油能源发展装备技术有限公司, 天津 滨海新区 300452)

摘 要: 研究考虑暂态稳定性的高压电机就地无功补偿装置主动控制方法, 提升主动控制效果。通过建立高压电机就地无功补偿装置数学模型, 分析就地无功补偿装置主动控制影响因素; 通过改进花朵授粉算法, 优化 PI 调节器参数; 利用参数优化后的 PI 调节器, 结合影响因素, 得到就地无功补偿装置主动控制的有功、无功电压; 利用正负序网络下分别定向矢量控制方法, 结合有功、无功电压, 得到暂态稳定时就地无功补偿装置输出的无功功率, 无功补偿高压电机, 实现高压电机就地无功补偿装置主动控制。实验证明: 该方法可有效主动控制高压电机就地无功补偿装置, 提升高压电机电压与电流的稳定性; 在不同高压电机负载率时, 该方法均可有效主动控制就地无功补偿装置, 提升高压电机功率因数, 具备较优的主动控制效果。

关键词: 暂态稳定性; 高压电机; 无功补偿装置; 主动控制; 正负序网络; 花朵授粉

中图分类号: TM343; TM714.3; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)08-0030-05

Active Control Method for Local Reactive Power Compensation Device of High-voltage Motor Considering Transient Stability

LI Yi¹, SUN Xinlei², WU Fei², LYU Lu²

- (1. China Offshore Oil (China) Co., Ltd., Tianjin Branch, Tianjin 300450, China;
2. CNOOC Energy Development Equipment Technology Co., Ltd., Tianjin 300452, China)

Abstract: The active control method of local reactive power compensation device of high-voltage motor considering transient stability is studied to improve the active control effect. By establishing the mathematical model of the local reactive power compensation device of high-voltage motor, the influencing factors of the active control of the local reactive power compensation device were analyzed; The PI regulator parameters were optimized by improving the flower pollination algorithm; The active and reactive voltage of the local reactive power compensation device was obtained by using the PI regulator with optimized parameters and combining the influencing factors; Using the directional vector control method under the positive and negative sequence network, combined with active power and reactive voltage, the reactive power output by the local reactive power compensation device in case of transient stability was obtained, and the reactive power compensates the high-voltage motor, so as to realize the active control of the local reactive power compensation device of the high-voltage motor. The experiment shows that this method can effectively and actively control the local reactive power compensation device of high-voltage motor, and improve the stability of voltage and current of high-voltage motor; When the load rate of high-voltage motor is different, this method can effectively and actively control the local reactive power compensation device, improve the power factor of high-voltage motor, and has better active control effect.

Key words: transient stability; high voltage motor; reactive compensation device; active control; positive and negative sequence network; flower pollination

收稿日期: 2023-01-06

作者简介: 李 毅(1975), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电力工程。
孙鑫磊(1990), 男, 本科, 中级工程师, 研究方向为电气工程。
吴 飞(1986), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电气工程。
吕 璐(1984), 男, 本科, 高级工程师, 研究方向为电气工程。

0 引 言

在高压电机中应用就地无功补偿装置, 可提升高压电机功率因数, 确保其稳定运行, 降低其能量损耗^[1-3]。若该装置补偿量较小, 便达不到应有的补偿效果^[4], 若补偿量较大, 则该装置容量损失较快, 会加快其失效速度^[5]。因此, 为提升该装置的补偿效果, 需设计主动控制方法, 严格控制补偿量, 提升高压电机电压稳定性, 降低其能量损耗。例如, 何改革等人通过幅相动力学理论, 构造无功补偿装置的幅相运动方程模型, 通过分析运动方程模型的运动特性, 设计主动控制方法, 实现无功补偿装置的电压稳定控制。该方法具备无功补偿装置主动控制的有效性^[6]。朱宏超等人以提升无功补偿装置的无功调节裕度为目的, 设计无功补偿装置中电容器与电抗器的协调控制方法, 提升无功补偿装置的稳态无功输出效果。该方法可有效协调控制无功补偿装置^[7]。但这两个方法均并未考虑暂态稳定性, 对无功补偿装置控制的影响, 电流响应速度慢, 导致无功补偿装置控制的鲁棒性较差, 存在有静差控制问题。为此, 充分考虑高压电机出现故障时, 高压电机暂态稳定过程中的电压波动情况, 研究考虑暂态稳定性的高压电机就地无功补偿装置主动控制方法, 提升就地无功补偿装置主动控制效果。

1 高压电机就地无功补偿装置主动控制

1.1 暂态稳定下高压电机就地无功补偿装置的数学模型

在高压电机出现不对称故障情况下, 会导致高压电机存在三相电压不对称问题, 此时, 为确保高压电机稳定运行, 高压电机将进入暂态稳定状态^[8-9]。高压电机暂态稳定过程中, 电压与电流正负序分量交叉, 令高压电机连接点的瞬时功率出现脉动, 导致就地无功补偿装置的电压出现波动, 影响就地无功补偿装置主动控制效果^[10]。为此, 考虑高压电机暂态稳定性, 设计一种正负序网络下分别定向矢量控制方法, 令就地无功补偿装置成功穿越不对称故障, 在正负序网络下, 通过分别定向控制电矢量, 修正就地无功补偿装置输出的无功分量, 稳定其直流侧电压, 对高压电机进行无功补偿。

令高压电机三相电压是 v_a 、 v_b 、 v_c ; 高压电机与就地无功补偿装置的连接电抗是 G ; 假设高压电机中电流与电压三相平衡, 则该装置的动态数学模

型为

$$\begin{cases} G\lambda \frac{di_a}{dt} + Ri_a = v_a - u_a \\ G\lambda \frac{di_b}{dt} + Ri_b = v_b - u_b \\ G\lambda \frac{di_c}{dt} + Ri_c = v_c - u_c \\ C\lambda \frac{dU_{dc}}{dt} = F_a i_a + F_b i_b + F_c i_c \end{cases} \quad (1)$$

式中, R 为就地无功补偿装置等效损耗电阻; λ 为调节系数; i_a 、 i_b 、 i_c 为就地无功补偿装置的三相补偿电流; u_a 、 u_b 、 u_c 为该装置的三相瞬时输出电压; F_a 、 F_b 、 F_c 为三相开关函数; t 为时间; C 为旋转坐标变换阵; U_{dc} 为就地无功补偿装置直流侧电压。

因为高压电机就地无功补偿装置为三相三线平衡系统, 所以存在 $v_a + v_b + v_c = 0$, $u_a + u_b + u_c = 0$, $i_a + i_b + i_c = 0$ 。因此, 可获取就地无功补偿装置的零序电压 u_0 , 公式如下:

$$u_0 = \frac{\sum_{g=a,b,c} U_{dc} F_g}{3} \quad (2)$$

式中, g 代表三相编号。

进而获取:

$$u_g = U_{dc} F_g + u_0 = U_{dc} \left(F_g - \frac{\sum_{g=a,b,c} F_g}{3} \right) \quad (3)$$

在式(1)内添加式(3)获取:

$$\begin{cases} G\lambda \frac{di_a}{dt} + Ri_a = v_a - U_{dc} \left(F_a - \frac{\sum_{g=a,b,c} F_g}{3} \right) \\ G\lambda \frac{di_b}{dt} + Ri_b = v_b - U_{dc} \left(F_b - \frac{\sum_{g=a,b,c} F_g}{3} \right) \\ G\lambda \frac{di_c}{dt} + Ri_c = v_c - U_{dc} \left(F_c - \frac{\sum_{g=a,b,c} F_g}{3} \right) \\ C\lambda \frac{dU_{dc}}{dt} = F_a i_a + F_b i_b + F_c i_c \end{cases} \quad (4)$$

根据式(4)可知, 三相坐标系下, 该动态数学模型中的变量, 都是时变量, 且较为繁琐^[11-13], 导致主动控制难度较高。以坐标变换的方式, 将式(4)变换至 dq 旋转坐标系内, 可降低主动控制难度, 变换后的该装置的动态数学模型为

$$\begin{cases} G\lambda \frac{di_d}{dt} + Ri_d + G\omega i_q = v_d - U_{dc} F_d \\ G\lambda \frac{di_q}{dt} + Ri_q - G\omega i_d = v_q - U_{dc} F_q \\ C\lambda \frac{dU_{dc}}{dt} = F_d i_d + F_q i_q \end{cases} \quad (5)$$

式中, ω 为高压电机电压角频率; i_d 、 i_q 为就地无功补偿装置补偿的有功、无功电流; F_d 、 F_q 为有功、无功开关函数; v_d 、 v_q 为高压电机的有功、无功电压。

由式(5)得知, 坐标变换时, 将高压电机电压矢量定向在 d 轴上, 那么高压电机电压在 q 轴上的分量 v_q 便是 0, 按照瞬时无功理论, 可获取就地无功补偿装置输出的有功、无功功率。因此, 主动控制 i_d 与 i_q , 便可实现就地无功补偿装置主动控制^[14]。就地无功补偿装置主动控制过程中, 其输出的 i_d 与 i_q , 既受 F_d 与 F_q 的影响, 又受高压电机有功、无功电压 v_d 、 v_q 影响, 同时 i_d 与 i_q 间包含耦合电压。为此, 以引入状态反馈 $\omega L \lambda i_q$ 与 $\omega L \lambda i_d$ 的方式, 对 dq 坐标轴下就地无功补偿装置控制量与被控量间进行解耦, 实现 dq 轴就地无功补偿装置电流与电压的独立主动控制。

1.2 正负序网络下分别定向矢量的就地无功补偿装置主动控制

利用正负序网络下分别定向矢量控制方法, 对暂态稳定下, 高压电机就地无功补偿装置进行主动控制, 修正就地无功补偿装置输出的无功分量, 补偿高压电机电压。

解耦 dq 坐标轴下就地无功补偿装置控制量与被控量时, 依据 1.1 小节得知的就地无功补偿装置主动控制影响因素, 利用比例积分 (Proportional Integral Controller, PI) 调节器, 获取高压电机就地无功补偿装置的参考电压, 在 PI 调节器内输入检测的就地无功补偿装置有功、无功电流 i_d 、 i_q , 与给定的有功、无功电流 i_d^* 、 i_q^* 间的差值, 输出就地无功补偿装置主动控制的有功、无功电压 u_d 、 u_q , 公式如下:

$$\begin{cases} u_d = -\left(K_1 + \frac{K_2}{F}\right)(i_d^* - i_d) - \omega L \lambda i_q + v_d \\ u_q = -\left(K_1 + \frac{K_2}{F}\right)(i_q^* - i_q) - \omega L \lambda i_d + v_q \end{cases} \quad (6)$$

式中, K_1 为 PI 调节器的比例增益; K_2 为积分时间常数; F 为就地无功补偿装置的开关函数。

通过引入状态反馈 $\omega L \lambda i_q$ 与 $\omega L \lambda i_d$ 实现就地无功补偿装置控制量与被控量间的解耦, 并添加 u_d 与 u_q , 对高压电机进行内部补偿, 实现就地无功补偿装置 dq 轴的无静差控制。

当高压电机存在不对称故障时, 暂态稳定下, 就地无功补偿装置的三相补偿电流, 以及三相瞬时电压如下:

$$\begin{cases} i'_a = i_{p'} \lambda \cos(\omega t + \gamma) + i_{n'} \lambda \cos(\omega t + \delta) \\ i'_b = i_{p'} \lambda \cos\left(\omega t + \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{n'} \lambda \cos\left(\omega t + \delta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i'_c = i_{p'} \lambda \cos\left(\omega t + \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) + i_{n'} \lambda \cos\left(\omega t + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} u'_a = u_{p'} \lambda \cos(\omega t + \alpha) + u_{n'} \lambda \cos(\omega t + \beta) \\ u'_b = u_{p'} \lambda \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) + u_{n'} \lambda \cos\left(\omega t + \beta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ u'_c = u_{p'} \lambda \cos\left(\omega t + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) + u_{n'} \lambda \cos\left(\omega t + \beta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (8)$$

式中, $u_{p'}$ 、 $u_{n'}$ 为就地无功补偿装置输出电压的正序、负序分量; $u_{p'}$ 与 $u_{n'}$ 对应的电压相角是 α 、 β ; $i_{p'}$ 、 $i_{n'}$ 为就地无功补偿装置输出电流的正序、负序分量; $i_{p'}$ 与 $i_{n'}$ 对应的电流相角是 γ 、 δ 。

通过分量对称法, 对 PI 调节器输出的就地无功补偿装置主动控制的有功、无功补偿电压 u_d 、 u_q , 进行矢量分解, 同时转换至正负序网络中, 获取就地无功补偿装置 dq 轴正负序网络下的电压方程, 公式如下:

$$\begin{cases} u_d^{p'} = v_d^{p'} - R i_d^{p'} - L \lambda \frac{di_d^{p'}}{dt} + j\omega L i_q^{p'} \\ u_q^{p'} = v_q^{p'} - R i_q^{p'} - L \lambda \frac{di_q^{p'}}{dt} - j\omega L i_d^{p'} \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} u_d^N = v_d^N - R i_d^N - L \lambda \frac{di_d^N}{dt} - j\omega L i_q^N \\ u_q^N = v_q^N - R i_q^N - L \lambda \frac{di_q^N}{dt} + j\omega L i_d^N \end{cases} \quad (10)$$

式中, j 为虚数; $v_d^{p'}$ 、 $v_q^{p'}$ 、 v_d^N 、 v_q^N 为 dq 轴正负序网络下高压电机电压; $i_d^{p'}$ 、 $i_q^{p'}$ 、 i_d^N 、 i_q^N 为 dq 轴正负序网络下就地无功补偿装置的电流。

通过调整式(9)与式(10)内的 $i_d^{p'}$ 、 $i_q^{p'}$ 、 i_d^N 、 i_q^N , 获取调整后的 $u_d^{p'}$ 、 $u_q^{p'}$ 、 u_d^N 、 u_q^N , 由式(7)与式(8)合成调整后的 u'_a 、 u'_b 、 u'_c , 得到就地无功补偿装置的三相补偿电流, 以及三相瞬时电压, 即高压电机就地无功补偿装置的主动控制信号。

出现不对称故障时, 高压电机便会处于暂态稳定状态, 该状态下就地无功补偿装置通过输出的补偿电流与瞬时电压, 结合瞬时无功理论, 获取该装置输出的无功功率 $Q = u'_g i'_g$, 无功补偿高压电机, 实现主动控制。

1.3 基于改进花朵授粉算法的主动控制优化

利用改进花朵授粉算法, 对 1.2 小节高压电机就地无功补偿装置主动控制中 PI 调节器的参数 K_1

与 K_2 进行优化, 提升主动控制精度。具体步骤如下:

步骤 1: 改进花朵授粉算法参数初始化。

步骤 2: 计算代表每组参数解的花粉的适应度值, 以及当下全局最佳解 x_{best} 与最优值。

步骤 3: 求解每组参数解的中心点 z , 依据 z , 以中心随机替换方式更新 PI 调节器参数解集^[15], z 的计算公式如下:

$$z = \frac{\sum_{h=1}^m x_h}{m} \quad (11)$$

式中, 花粉数量是 m ; 第 h 个花粉的代表的 PI 调节器参数解是 x_h 。

步骤 4: PI 调节器参数解集更新后, 按照多样性控制策略, 求解转换概率 ρ , 公式如下:

$$\rho(r) = \rho_{\min} + (\rho_{\max} - \rho_{\min}) \times \theta \times \left(1 - \frac{\sum_{h=1}^m o(h, d)}{m} \right) \quad (12)$$

式中, r 为迭代次数; $\rho_{\min}$ 、 $\rho_{\max}$ 为 ρ 的最小、最大值; 随机数是 $\theta \in [1, 2]$; $o(h, d)$ 为花粉 h 与 d 间的相似度。

步骤 5: 分析 ρ 与 θ 间的大小, 若 $\rho \leq \theta$, 则依据式(13)更新 PI 调节器参数解, 若 $\rho > \theta$, 则依据式(14)更新 PI 调节器参数解, 公式如下:

$$x_h^{r+1} = x_h^r + \left(\frac{\bar{\omega} \Gamma(\bar{\omega}) \sin\left(\frac{\pi \bar{\omega}}{2}\right)}{\pi} (x_{\text{best}} - x_h^r) \right) \quad (13)$$

$$x_h^{r+1} = x_h^r + \sigma(x_h^r + x_y^r) \quad (14)$$

式中, x_h^r 、 x_h^{r+1} 为 r 、 $r+1$ 次迭代后, PI 调节器参数解; $\Gamma(\bar{\omega})$ 为标准伽马函数; $\bar{\omega}$ 为常数; x_h^r 、 x_y^r 为同种植物的不同花粉。

步骤 6: 分析新解的适应度值, 如果新解适应度值较佳, 那么更新当下解, 反之, 保留当下解。

步骤 7: 计算全局最佳值对应的全局最佳解 x_{best} 。

步骤 8: 分析 r 是否达到最大值, 若达到, 则输出 x_{best} , 即 PI 调节器的最佳参数, 反之, 返回步骤 3, 重新迭代。

2 实验分析

以某电厂的高压电机就地无功补偿装置为实验对象, 该高压电机型号是 YKK710-5, 形状为鼠笼型; 高压电机与就地无功补偿装置的具体参数如表 1 所示。

表 1 高压电机与就地无功补偿装置的具体参数

参数	参数值
额定电压/kV	10
额定电流/A	200
额定效率	96.90%
额定功率因数	0.92
额定转速/(r/min)	1516
额定有功功率/kW	2000
额定转矩/Nm	12600
转子电阻	2.37
转动惯量/kg·m ²	1000
激磁电感	80.14
输出功率/KVA	600
输出电压有效值/V	220
直流侧电容/ μf	7000
开关频率/kHz	3
卸荷负载/ Ω	6
滤波电感/mH	1.5
直流侧电压额定值/V	600

设置该高压电机在运行 0.4 s 时, 出现不对称故障, 此时高压电机处于暂态稳定状态, 利用本文方法对暂态稳定状态下的高压电机就地无功补偿装置进行主动控制, 本文方法主动控制前, 高压电机电压、电流变化情况如图 1 所示, 本文方法的高压电机无功补偿装置主动控制结果如图 2 所示。

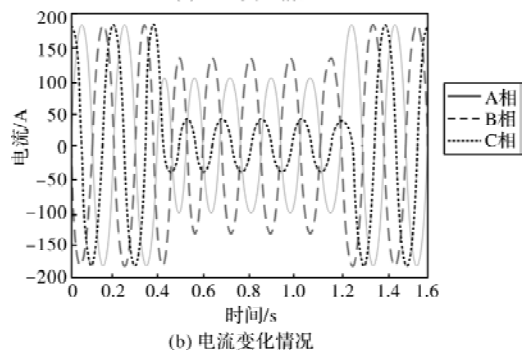
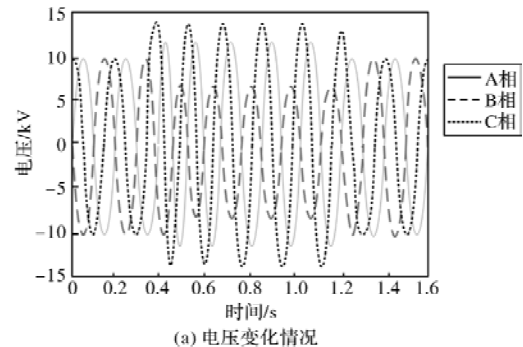


图 1 主动控制前高压电机电压与电流的变化情况

根据图 1(a) 与图 1(b) 可知, 在高压电机运行至 0.4 s 左右时, 其三相电压与电流均出现不同程度的波动, 波动时间持续至 1.2 s 左右时, 电压与电流才恢复至额定值, 并呈正弦波的形式稳定输出, 即本文方法主动控制就地无功补偿装置前, 该高压电机的暂态过程持续了将近 0.8 s, 消耗的时间较长, 可能加剧高压电机的故障程度, 影响高压电机电压的恢复速度。

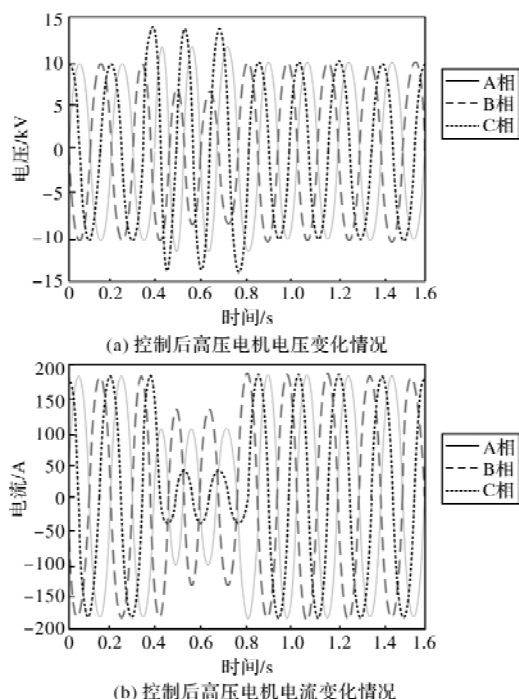


图2 本文方法的就地无功补偿装置控制结果

根据图2(a)与图2(b)可知,在高压电机出现不对称故障后,经过本文方法主动控制就地无功补偿装置后,该高压电机的电压与电流在0.8 s左右,电流与电压便恢复至额定值,并呈正弦波的形式稳定输出,高压电机暂态过程的持续时间接近0.4 s,说明本文方法可快速主动控制就地无功补偿装置,对高压电机进行无功补偿,令高压电机电压与电流迅速恢复至稳定状态,提升就地无功补偿装置穿越暂态故障的能力,提升高压电机的暂态稳定性。实验证明:本文方法具备高压电机就地无功补偿装置主动控制的有效性,可明显缩短高压电机的暂态时间。

分析在不同高压电机负载率时,本文方法的主动控制效果,利用高压电机功率因数,衡量本文方法的主动控制效果,高压电机功率因数越接近0.92,说明主动控制效果越佳,不同高压电机负载率时,本文方法的主动控制效果如图3所示。

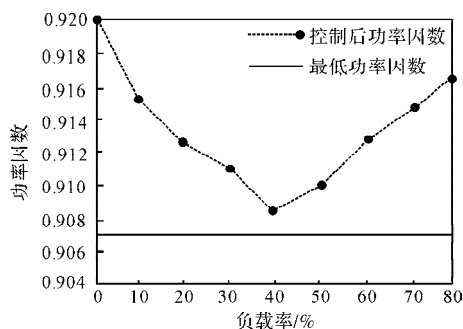


图3 不同负载率时的主动控制效果

根据图3可知,当高压电机负载率在0%~40%之间时,本文方法主动控制后,功率因数随着负载率的提升而下降,当负载率为40%时,功率因数降至最低,但并未低于最低功率因数;当负载率超过40%

时,功率因素随着负载率的提升而提升。实验证明:在不同高压电机负载率时,本文方法均可有效主动控制高压电机就地无功补偿装置,且主动控制后的高压电机功率因数较高,即主动控制效果较优。

3 结 论

在高压电机出现故障,进入暂态稳定状态时,就地无功补偿装置对高压电机的无功补偿效果,直接影响高压电机运行的可靠性,为提升无功补偿效果,研究考虑暂态稳定性的高压电机就地无功补偿装置主动控制方法,提升其穿越暂态故障能力,有效主动控制就地无功补偿装置,改善高压电机的电能质量,加强高压电机运行的可靠性与暂态稳定性。

参考文献

- [1] 官澜,刘菲,文卫兵,等.特高压交流变电站无功补偿装置直接接入500 kV母线方案研究[J].中国电力,2019,52(8):98-104.
- [2] 梁有伟,庄志鸿.低压配电系统纯电容器组无功补偿装置的改进策略[J].电力电容器与无功补偿,2019,40(2):13-16.
- [3] 郑焕坤,石甜静.基于智能软开关和无功补偿装置的配电网双层优化[J].电力系统自动化,2019,43(19):117-123.
- [4] 黄炎光,许崇福,马智远,等.电网不平衡情况下级联星接STATCOM的控制策略[J].电力电容器与无功补偿,2019,40(1):135-141.
- [5] 夏鹏,刘文颖,朱丹丹,等.基于模型预测控制的多时间尺度无功电压优化控制方法[J].电力自动化设备,2019,39(3):64-70.
- [6] 何改革,胡立坤,朱文天.异步发电机带STATCOM装置的多尺度分析及稳压控制优化[J].电力电容器与无功补偿,2019,40(6):36-42.
- [7] 朱宏超,沈轶君,熊鸿韬,等.调相机与静态无功补偿装置的容量配置和协调控制策略[J].电力科学与技术学报,2021,36(6):47-55.
- [8] 闫群民,李玉娇.基于多频段电力系统稳定器的电力系统暂态稳定性优化策略[J].现代电力,2020,37(2):139-144.
- [9] 徐艳春,蒋伟俊,汪平,等.考虑暂态电压稳定的含高渗透率风光的电网动态无功规划方法[J].电力自动化设备,2022,42(8):79-88.
- [10] 姬煜轲,李春华,赵晓斌,等.一种改进的STATCOM暂态无功控制策略[J].南方电网技术,2019,13(5):50-57.
- [11] 姜楚盈,辛业春.多端柔性直流输电线路过电压抑制仿真[J].计算机仿真,2020,37(3):61-65.
- [12] 戎士洋,周文,胡雪凯,等.基于混合模块化多电平变换器的储能铁路功率调节器及其控制策略[J].电工电能新技术,2022,41(7):10-24.
- [13] 闫君,王明东,李忠文.静止无功补偿器变论域模糊PI控制研究[J].电工电能新技术,2021,40(9):64-70.
- [14] 杨佳涛,吴西奇,李睿,等.中压直挂光伏发电系统模块间电压-功率自主跟踪控制方法研究[J].中国电机工程学报,2021,41(8):2815-2825.
- [15] 张一凡,唐飞,向农,等.考虑抑制MIDC后续换相失败风险的节点差异化动态无功补偿方法研究[J].电网技术,2022,46(2):541-553.

多驱带式输送机变频调速控制技术研究

高巧玲¹, 魏丽君¹, 秦灿华²

(1. 湖南铁道职业技术学院, 湖南 株洲 421001;

2. 株洲中车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 421001)

摘要: 多驱带式输送机由于滚筒直径误差、电机特性差异、负荷实时变化等客观因素的存在, 导致各台电机在运行过程中易出现输出功率不一致, 进而造成设备寿命降低。针对这一问题, 提出一种基于高压变频器的异步电机变频调速控制方式, 通过设定主从机协同模式, 主机采用速度闭环控制方式, 从机采用转矩闭环控制方式, 从机实时跟随主机的输出功率, 保证了两者输出功率一致, 并通过现场的实际应用, 证明该方法对于控制电机功率平衡的效果非常好。

关键词: 皮带机; 异步电机; 功率平衡

中图分类号: TM343; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)08-0035-04

Research on Frequency Control Technology of Multi-drive Belt Conveyor

GAO Qiaoling¹, WEI Lijun¹, Qin Canhua²

(1. Hunan Railway Vocational and Technical College, Zhuzhou Hunan 421001, China;

2. Zhuzhou CRRC Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou Hunan 421001, China)

Abstract: Due to the existence of objective factors such as roller diameter errors, motor characteristics differences, and real-time load changes, multiple drive belt conveyors are prone to inconsistent output power during operation, resulting in reduced equipment life. In response to this problem, a variable frequency speed control method for asynchronous motors based on high-voltage inverters was proposed. By setting the master-slave cooperation mode, the host adopted speed closed-loop control, and the slave adopted torque closed-loop control. The slave follows the output power of the host in real time, ensuring that the output power of the two is consistent. Through on-site practical applications, it is proved that this method has a very good effect on controlling the power balance of the motor.

Key words: belt conveyor; multi-drive; power balance

0 引言

目前, 我国矿山运输作业中大部分都是使用电机驱动式带式输送机。目前使用较多的驱动方式有液体黏性离合器(CST)调速、液力耦合器调速、变频调速等方式^[1-5]。

根据运输皮带型号、运量、运输距离、运输负载、皮带坡度等因素, 单条皮带机的驱动系统往往分为单驱(一台驱动电机)、双驱(两台驱动电机)、三驱(三台驱动电机)、四驱(四台驱动电机), 甚至

更多。而同一条皮带机的多个驱动电机通过皮带和驱动滚桶耦合在一起, 工作时必须要保证每台电机的输出功率一致性, 否则会出现有的电机处于过载状态, 有的电机处理轻载状态, 严重影响处于过载状态的电机及相关机械部件的使用寿命, 因此, 多驱系统中保证每台电机的输出功率的一致性, 是皮带输送机安全可靠运行的关键因素。

文献[6-7]介绍了一种CST的模糊PID控制方法, 控制方法较复杂; 文献[8]和文献[9]分别介绍了一种电流闭环控制方法和转速模糊控制方法, 两

收稿日期: 2023-02-20

基金项目: 21C1297 湖南省教育厅科学研究项目

作者简介: 高巧玲(1985), 女, 讲师, 研究方向为电机控制。

通讯作者: 魏丽君(1983), 男, 副教授, 研究方向为电机设计与优化。

种方法都能实现电机功率平衡,但调节过程慢,精度不高,且由于液力耦合器本身的限制,无法实现重载起动;文献[10]介绍了一种基于变频调速的主从控制方法,其针对不同电机的刚性连接和柔性连接采取不同的控制方法。由于变频调速技术具有启动转矩大、运行平稳、维护简单,能有效适应空载、重载、功率平衡等不同工况的优点,正逐渐替代其他的驱动方式,成为主流驱动方式。本文主要以异步电机与双电机传动带式输送机的情况进行研究,提出一种功率平衡控制方法,既适应于刚性连接,又适应于柔性连接。

1 多驱带式输送机及功率平衡影响因素分析

1.1 多驱带式输送机系统介绍

图1为双驱动滚桶皮带输送机传动系统,该皮带机有两个驱动滚桶,驱动电机通过减速机与驱动滚筒链接,并将电机驱动力矩传递到皮带拖动货物。

两个驱动最多可以配置四台驱动电机,如果配置两台驱动电机理论上可以在一个滚桶的两端或两个驱动滚桶各一台,考虑系统性能、部件寿命等因素实际往往是两个驱动滚桶各一台的配置方案。

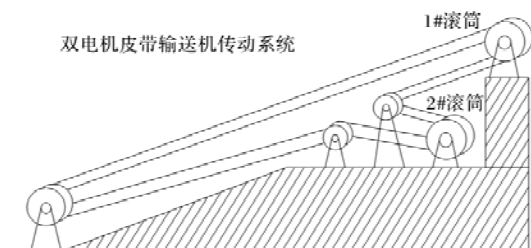


图1 双皮带输送机传动系统

多电机传动带式输送机按照驱动电机之间的连接方式可以分为两种:刚性连接和柔性连接。刚性连接是指电机之间的连接基于刚性联轴器、减速机、链条等刚性连接传动装置,这种方式驱动电机之间的耦合程度高;柔性连接是指电机之间的连接并非基于链条等刚性连接传动装置,而仅仅依靠柔性的输送带连接,以三驱系统为例,如图2所示,驱动电机1与驱动电机3通过滚桶、联轴器等耦合,为刚性连接;驱动电机1与驱动电机2通过皮带耦合,为柔性连接;一般情况,带式输送机分布式驱动是这两种连接方式的一种,当超过两个驱动电机时,往往这两种耦合方式同时存在。驱动电机之间不同的耦合方式,电机间的耦合程度是不同,控制策略上稍有差异。

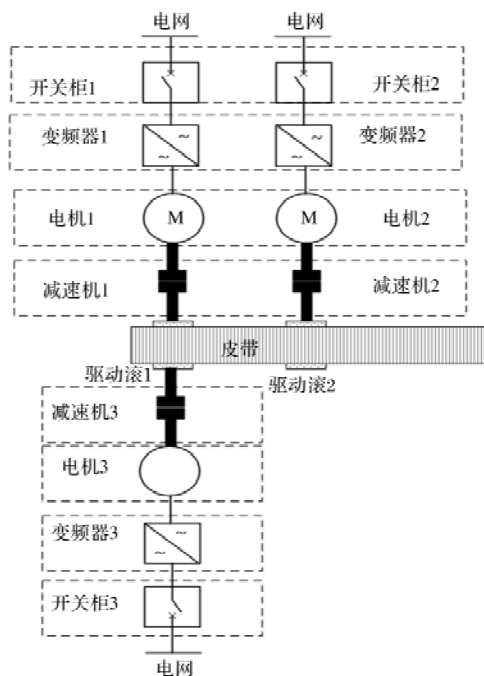


图2 三驱系统连接方式

1.2 影响功率平衡因素的分析

根据文献[11],可得到皮带机电机功率不平衡度表达式如下:

$$\lambda_1 = \frac{C - (1 - \gamma)(1 - \Delta\varepsilon)}{i_{pe}C + (1 - \gamma)(1 - \Delta\varepsilon)} \quad (1)$$

$$\lambda_2 = -i_{pe}\lambda_1 \quad (2)$$

其中, $C = \frac{(1 + i_{pe})S_{e2} - (\Delta\varepsilon + \gamma)}{(1 + i_{pe})S_{e1}(\Delta\varepsilon + \gamma)}$; $\Delta\varepsilon = 1 - v_1/v_2$,

λ_1 、 λ_2 为电动机1、2的功率不平衡度; S_{e1} 、 S_{e2} 为电动机1、2的转差率; v_1 、 v_2 为两电机处皮带速度; γ 为两滚筒直径的不同度; $\gamma = 1 - D_1/D_2$; i_{pe} 为两滚筒电动机功率的额定分配比。

从上述公式中可知,影响电机输出功率平衡度的主要因素有电机转差率和滚筒直径。由于电机制造工艺等因素,两台同型号电机其转差率也必然存在一定的差异;滚筒直径的差异则主要来源于3个方面:滚筒生产过程、滚筒运行磨损量(采用包胶滚筒磨损量差异较大)、滚筒附着物,这些最终都会影响到电机输出功率的平衡度。

2 异步电机控制策略

2.1 异步电机转子磁场定向矢量控制

异步电机在两相静止坐标系上的电压方程式为

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega L_m & R_r + L_r p & \omega L_r \\ -\omega L_m & L_m p & -\omega L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中, $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 为两相静止坐标系上两相定子电压; $u_{r\alpha}$ 、 $u_{r\beta}$ 为两相静止坐标系上两相转子电压; $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 为两相静止坐标系上两相定子电流; $i_{r\alpha}$ 、 $i_{r\beta}$ 为两相静止坐标系上两相转子电流; ω 为转子角速度; R_s 、 R_r 为定子、转子电阻; L_s 、 L_r 为定、转子自感; L_m 为定、转子互感, p 为微分因子。

按转子磁场定向有 $\psi_{rm} = \psi_r$ 和 $\psi_{rt} = 0$, 两相旋转坐标系上的转子磁链电流模型是通过检测定子三相电流和转速 ω_r 计算转子磁链, 三相定子电流经 $3s/2r$ 变换得到定子电流的励磁分量 i_{sm} 和转矩分量 i_{st} 。异步电动机的矢量控制方程式:

$$T_e = n_p \frac{L_m}{L_r} i_{st} \psi_r \quad (4)$$

$$\omega_s = \frac{L_m i_{st}}{T_r \psi_r} \quad (5)$$

$$\psi_r = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{sm} \quad (6)$$

通过方程(5), 可以计算电动机转差 ω_s 和定子频率 ω_1 ($\omega_1 = \omega_r + \omega_s$)。通过方程(6), 可以计算电动机转子磁链 ψ_r , 计算流程如图3所示。

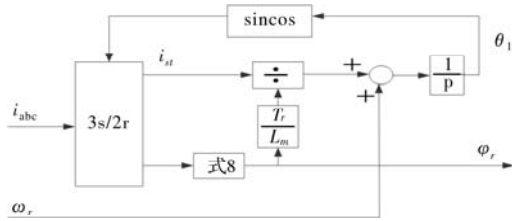


图3 dq轴坐标下转子磁链及定向角度 θ_1

2.2 异步电机速度估计

异步电机转速估计采用以不含转速信息的电压模型为参考模型, 以含转速信息的电流模型为可调模型, 构建转速自适应估计模型获取转速信息。

2.2.1 转子磁链电压模型

转子磁链电压模型:

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha-u} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right] = \\ \quad \frac{L_r}{L_m} [\psi_{s\alpha-u} - \sigma L_s i_{s\alpha}] \\ \psi_{r\beta-u} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right] = \\ \quad \frac{L_r}{L_m} [\psi_{s\beta-u} - \sigma L_s i_{s\beta}] \end{cases} \quad (7)$$

式中, $\psi_{r\alpha-u}$ 、 $\psi_{r\beta-u}$ 代表根据转子磁链电压模型计算的转子磁链值。

基于电压模型的定子磁链观测器, 积分初值与直流偏移是对磁链结果影响最大的。

本文采用具有自适应补偿的改进型积分器, 如图4所示。具有自适应补偿的改进型积分器采用了磁链矢量和反电势的正交性, 这种正交性通过磁链和反电势的乘积来检测, 其补偿信号的幅值通过一个PI调节器来获得, PI调节器的输出 ψ_{cmp} 如式(8)所示。

$$\psi_{cmp} = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) \frac{\psi_{s\alpha} E_{s\alpha} + \psi_{s\beta} E_{s\beta}}{|\psi_s|} \quad (8)$$

这种积分器能自动调整磁链补偿值 ψ_{cmp} 到最优, 并通过坐标变换实现磁链幅值与相位的分离, 调整磁链幅值的同时不影响相位的变化, 从本质上消除了积分初始值与直流偏移的问题。能适应除极低速范围外的宽速度范围的磁链估计及转速估计。

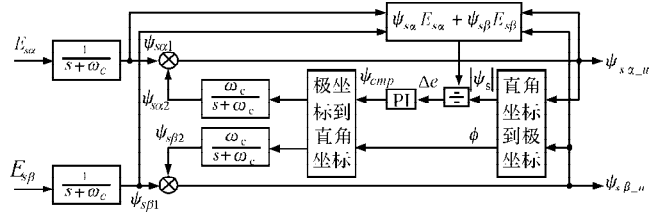


图4 自适应补偿的改进型积分器

2.2.2 转子磁链电流模型

转子磁链电流模型如下:

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha-i} = \frac{1}{1 + \tau_r p} [L_m i_{s\alpha} - \tau_r \psi_{r\beta-i} \omega_r] \\ \psi_{r\beta-i} = \frac{1}{1 + \tau_r p} [L_m i_{s\beta} + \tau_r \psi_{r\alpha-i} \omega_r] \end{cases} \quad (9)$$

式中, $\psi_{s\alpha-i}$ 、 $\psi_{s\beta-i}$ 为根据转子磁链电流模型计算的转子磁链值。

2.2.3 自适应转速估计

由式(7)和(9)可知, 电机磁链电压模型在两相静止坐标系下, 不含有转速信息, 而磁链电流模型在两相旋转坐标系下, 含有定向角度信息, 根据参考模型自适应速度估计的原理, 可以采用磁链电压模型为参考模型, 磁链电流模型为可调模型, 构建速度自适应估计模型, 其自适应律如式(10)所示^[13]。速度自适应估计模型如图5所示。

$$\omega_r^* = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) (\psi_{s\alpha-i} \psi_{s\beta-u} - \psi_{s\beta-i} \psi_{s\alpha-u}) \quad (10)$$

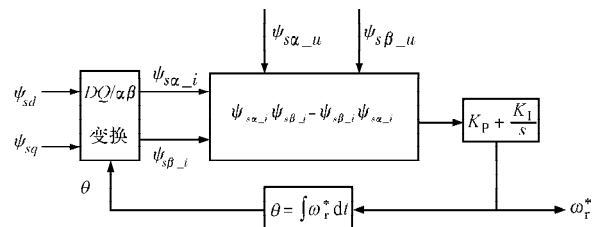


图5 速度自适应估计模型

基于无刷双馈感应电机无速度传感器控制方法研究

邱 燕

(陕西国防工业职业技术学院, 西安 710300)

摘 要: 本文对无刷双馈电机在独立发电系统下的直接电压控制方案中引入了无速度传感器策略, 并对它的稳定性进行了分析针对不平衡特殊负载条件下的工况, 在无速度传感器控制策略中加入了特殊设计的负序控制环节实现了改进和优化, 保证了在各种负载条件下系统输出 PW 线电压始终为对称的正弦波。仿真和实验结果表明在引入无速度传感器控制策略后, BDFIG 独立发电系统仍能保持优良的特性, 在多种运行工况下均能满足各项性能指标要求。

关键词: 无刷双馈电动机; 控制策略; 数学模型; 仿真

中图分类号: TM343

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)08-0039-04

Research on Speed Sensorless Control Method for Brushless Doubly Fed Induction Motors

QIU Yan

(Shaanxi Institute of Technology, Xi'an 710300, China)

Abstract: This article introduced the strategy of speed sensorless control into the direct voltage control scheme of the brushless doubly fed induction generator (BDFIG) in an independent power generation system, and analyzed its stability. In order to cope with special unbalanced load conditions, a specially designed negative sequence control loop was added to the speed sensorless control strategy to improve and optimize the system performance, ensuring that the system output phase-to-phase voltage was always a symmetrical sinusoidal wave under various load conditions. Simulation and experimental results show that the BDFIG independent power generation system can still maintain excellent performance after implementing the speed sensorless control strategy, and can meet the requirements of various performance indicators under multiple operating conditions.

Key words: BDFIG; control strategy; mathematical model; simulation

0 引 言

无刷双馈感应电动机 (Brushless Doubly-fed Induction Generator, 简称 BDFIG) 也称为无刷双馈感应发电机, 是近些年新开发的一种变频调速电动机。与传统感应发电机相比, BDFIG 采用了双馈技术, 即转子不仅有传统的异步电机运行的功率绕组, 还加上了一个可变电抗的控制绕组。通过控制转子的控制绕组, 可以实现对电机的转速和功率因数的控制, 使得 BDFIG 在风力发电、海洋能发电等领域具有重要的应用价值。此外, BDFIG 相比传统的滑环感应发电机具有较小的机械损耗和较高的效率, 是一种具有发展前景的新型发电机。

BDFIG 独立发电系统存在两套定子绕组, 值得

解释的是, 无刷双馈电机具有功率绕组 (Power wires, PW)、控制绕组 (Control Wires, CW) 两套定子绕组和一套特殊设计的转子绕组。两套绕组磁场之间并没有直接耦合, 能量通过转子磁场传递。通过转子的耦合作用, 对两套定子绕组产生的不同极数旋转磁场进行调制, 从而实现电机的机电能量转换与传递。因而有两对易测得的电压、电流信号可用作转速观测: PW 电压、电流信号和 CW 电压、电流信号^[1-2]。但是其数学模型也较为复杂, 需要选取合适的测量信号及观测方法来实现 RSO, 同时还需要综合考虑实现的复杂性、系统的鲁棒性等因素。

在 BDFIG 独立发电系统中, 经常会接入不平衡负载、非线性负载, 进而导致 PW 电压、电流畸变。因此, PW 磁链难以准确地进行估计, 最终将导致

收稿日期: 2023-06-11

作者简介: 邱 燕(1981), 女, 硕士, 副教授, 研究方向为控制理论与控制工程。

观测得到的转速不准确, 此外电机参数的变化也将降低了观测器的鲁棒性。

1 基于转子位置锁相环的转速观测器

为了克服上面所提到的问题, 需要一种不依赖于电机参数, 不通过观测电机磁链而直接进行转速观测的 RSO, 下面将首先对两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系锁相环进行介绍。通常惯用的两相旋转 dq 坐标系锁相环结构如图 1 所示, 它利用估计出的电压相位对三相电压进行同步旋转变换, 对变换得到的 q 轴分量进行 PI 调节, 在此过程中根据 q 轴分量是否为 0 对电压相位估计值不断进行修正, 当电压 q 轴分量为 0 时, 即实现了对三相电压相位、幅值和频率的准确跟踪。图中, u_{abc} 表示三相电压, $u_{\alpha\beta}$ 表示电压矢量的 α 和 β 分量, u_{dq} 表示电压矢量的 d 和 q 分量, θ 代表实际和估计电压矢量相角, ω_{nom} 代表电压矢量估计角频率和额定角频率。

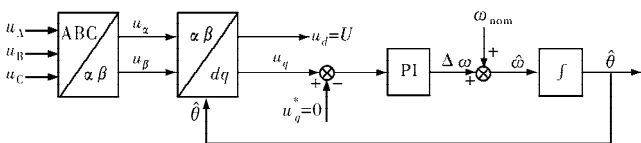


图 1 dq 坐标系锁相环算法结构

两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系锁相环无需对电压进行旋转坐标变换, 直接在两相静止坐标系下进行锁相, 利用三角函数关系式来进行变量与角度的对应以及相位的自适应^[3-4]。

可利用 PI 控制器调节以达到过零目的, 从而实现了电压矢量的锁相。同时为了提升锁相环启动时的动态响应, 在 PI 控制器输出处加入了额定角频率 ω_{nom} 作为前馈补偿。估计的相角由估计的角频率积分得到, 整个两相静止坐标系下锁相环结构如图 2 所示。

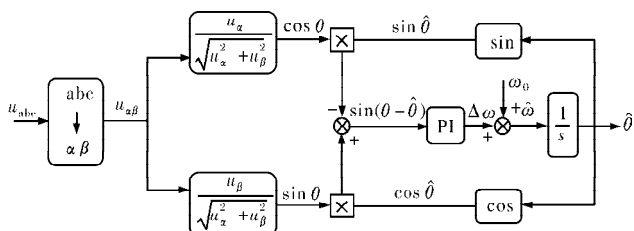


图 2 $\alpha\beta$ 坐标系锁相环算法结构

2 非常规负载对转速观测的影响

独立发电系统的负载包括三相负载(如泵机、风机), 单相负载(如空调、照明装置、通信设备)和非线性负载(如二极管整流器)^[5]。即使将单相负载均匀地接入系统, 由于使用时的随机性, 独立发电

系统的仍可能会运行在不平衡负载状态。不平衡的负载将导致不平衡的 PW 三相电流, 进而在 PW 的三相阻抗上产生不同的电压降, 最终将导致 PW 机端三相电压的不平衡, 如图 3 所示。

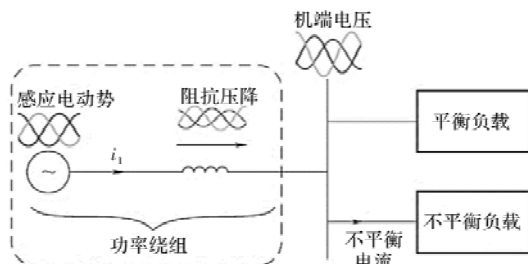


图 3 不平衡负载对独立发电系统机端电压的影响

由对称分量法可知, PW 机端电压中含有负序分量^[6-7]。当独立发电系统中接入非线性负载时, 同理, PW 机端电压中将会含有明显的谐波分量, 如图 4 所示。

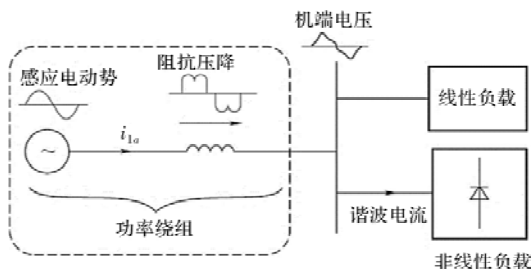


图 4 非线性负载对独立发电系统机端电压的影响

PW 机端电压将发生畸变。尽管 CW 是通过变压器供电而其电压的控制与畸变的 PW 电压无关, 但是 CW 电流中将由于 CW 和 PW 的间接耦合而含有明显的谐波含量。畸变的 PW 电压和 CW 电流将导致采用上述转子位置锁相环时转子速度观测的不准确。

因此, 综合上述分析可知, 基本的转子位置锁相环在不对称或非线性负载时不能获得准确的转速。

3 基本的无速度传感器直接电压控制策略

将 BDFIG 的统一 dq 坐标系设定为 PW 同步坐标系, 也即使得 $\omega = \omega_1$, 在此基础上, 可以推导得到 CW 电流和 CW 电压之间的关系为 PW 和 CW 之间互为交叉耦合, 可以被视为跟随转速 ω_r 变化的低频扰动^[8-9]。

其可以分为三部分: PW 电压幅值控制、PW 频率(或相位)控制和 CW 电流的内环控制。对于电压幅值控制, 可以通过 PI 调节器调节控制绕组电流幅值来改变励磁电动势的大小, 进而在各种情况下维持系统输出电压幅值的恒定。根据稳态关系式可知,

PW 频率控制可以通过调节 CW 频率来实现, 因此, PW 频率控制需要转速信息。如图 5 所示, 转速是通过对转子位置进行微分操作获得。转子位置传感器的有限精度和程序周期时间内的抖动会在微分操作的结果中引入太多的高频噪声, 因此需要一个低通滤波器(LPF1)来消除噪声。

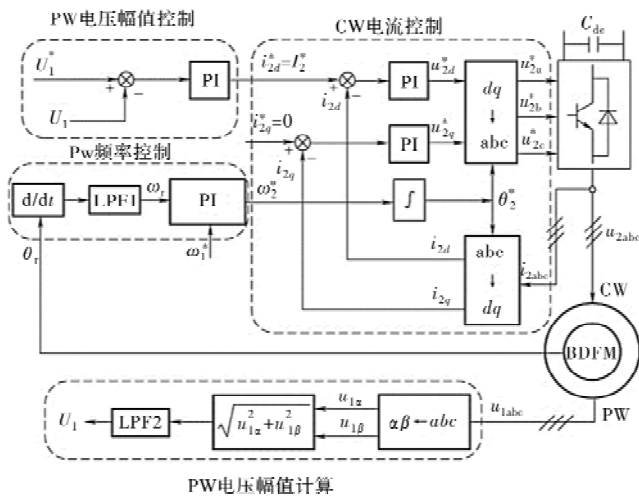


图5 基本的BDFIG独立发电系统直接电压控制框图

除此之外, PW电压的 q 轴分量的稳态值不为0将导致PW电压的实际相角偏离给定值。此时若进行并网操作, 有可能会引入冲击电流。因此, 需要采取相应措施对该状态下的相位误差予以消除, 基于转速观测器的前馈补偿被引入PW电压相位控制环。采用前馈补偿后, PW电压幅值在转速变化过程中基本保持为恒定, 在加减载过程中存在一定的跌落和抬升。而PW电压的 q 轴分量稳态值在转速变化时明显降低, 几乎为0, 很好地解决了该过程中的相位偏移问题, 且在负载变化时仍具有较好的动态响应性能。通过选取合适的PI控制器参数, 控制系统的稳定性便可以得到保证。无速度传感器控制方法中的4个PI控制器参数均可以采用Ziegler-Nichols方法进行整定, 该方法不需要精确的无刷双馈电机参数信息。

在变转速状态下的负载变化过程中, 在1.8~3 s, 转速从800 r/min上升到970 r/min, 阻性负载在约2.3 s时刻以阶跃形式从6 kW增加到12 kW。当负载变化时, PW电压的 d 轴分量跌落为参考值的88%左右并在0.45 s内恢复。在转速变化过程中, PW电压的 q 轴分量的稳态值大约为22 V, 意味着功率表绕组电压的实际相角和参考相角之间相差大约 4° , 因此低于独立发电系统中的最大电压相角误差值为 5° 。当负载变化时, PW电压的 q 轴分量迅速下降至接近为0并在大约45 ms内返回稳态值。

由此可知, 无速度传感器策略在一定程度上可

以满足独立发电系统应用对于稳态和动态性能的要求。

4 系统仿真模型

当电机运行在转速上升或者下降状态时, PW电压的 q 轴分量的稳态值将不为0, 这是由于转速变化时需要相位偏移来使得参考CW频率变化以维持PW频率恒定。因此, 可以利用PW电压 d 轴分量来控制PW电压幅值, 为了验证算法的可行性, 在Matlab/Simulink中搭建了BDFIG独立发电控制系统仿真模型。仿真模型中使用的电机参数来源于一台30 kVA的BDFIG原型样机。除此之外, PW电压的 q 轴分量的稳态值不为0将导致PW电压的实际相角偏离给定值。此时若进行并网操作, 有可能会引入冲击电流。因此, 需要采取相应措施对该状态下的相位误差予以消除, 基于转速观测器的前馈补偿被引入PW电压相位控制环, 如图6所示。

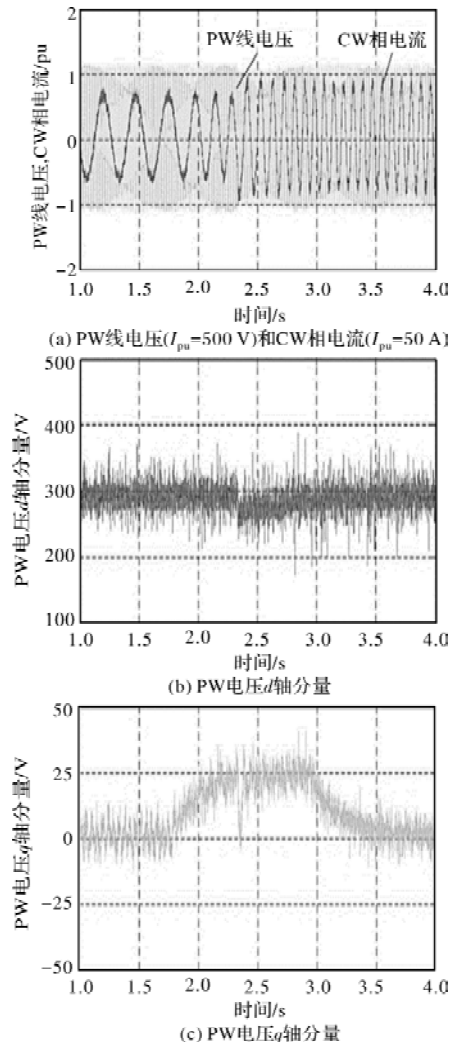


图6 变转速状态下负载变化的实验结果

为了取得正确的坐标变换角度, 需要在PW电压补偿策略的坐标变换环节中加入相角误差补

偿。如图 7 所示。

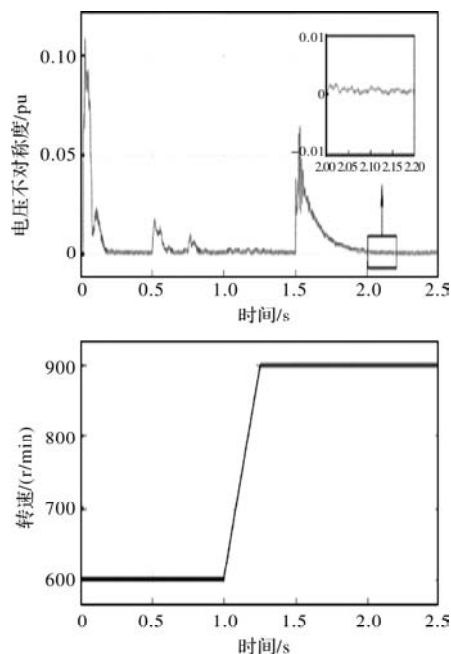


图 7 加入 PW 负序电压补偿策略和相角误差补偿的仿真结果

5 结 语

上述研究详细介绍了基于 BDFIG 的双电气端口特性,研究了基于功率绕组电压和控制绕组电流的转速观测器,分析了该观测器在不对称负载和非线性负载下运行时特点,并有针对性地提出了一种改进转速观测器。然后,研究了独立发电系统的无速度传感器直接电压控制策略,研究表明基本的无速度传感器直接电压控制策略在转速快速变化的情况下存在较明显的 PW 电压相位误差。为了实现精

确的相位控制,一种在相位控制环中加入前馈补偿的改进控制策略被提出。速度观测器和控制策略,相应的仿真和实验结果也验证了这种策略针对 BD-FIG 系统的新特性对其进行特殊设计或改进是很有必要的。

参考文献

- [1] Zhou D, Spee R, Alexander G C, et al. A Simplified Method for Dynamic Control of Brushless Double-fed Machines [C]. Taipei: Proceedings of 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1996: 946-951.
- [2] Zhou D, Spee R, Alexander G C, et al. Experimental Evaluation of a Rotor Flux Oriented Control Algorithm for Brushless Doubly-fed Machines [J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 1997, 12 (1): 72-78.
- [3] Zhou D, Spee R. Field Oriented Control Development for Brushless Doubly-fed Machines [C]. California, America: IEEE Industry Applications 31th IAS Annual Meeting, 1996: 304-310.
- [4] Zhang Guanguan, Yang Jian, Sun Yao, et al. A Robust Control Scheme Based on ISMC for the Brushless Doubly Fed Induction Machine [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3129-3140.
- [5] 年珩, 周波. 不平衡负载下 DFIG 的孤岛运行控制技术 [J]. 电力电子技术, 2013, 47 (11): 7-8.
- [6] 刘毅. 无刷双馈电机独立发电系统控制方法研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2015.
- [7] 陈辉华. 离网型双馈风力发电系统的控制策略研究 [D]. 长沙: 中南大学, 2013.
- [8] 陈昕. 无刷双馈电机的转子结构及电机在独立发电系统中的应用 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2016.
- [9] 李时杰. 基于 Back-to-Back 变流技术的调速系统的研究 [D]. 北京: 中国科学院研究生院(电工研究所), 2006.

(上接第 20 页)

- [5] Zhang M, Zhou M, Liu H, et al. Friction Compensation and Observer-based Adaptive Sliding Mode Control of Electromechanical Actuator [J]. Advances in Mechanical Engineering, 2018, 10 (12).
- [6] 章振宇, 周萍, 王思洋. 单通道旋转弹电动舵机控制系统的设计 [J]. 电子测量技术, 2016, 39(2): 1-3, 7.
- [7] 姚秋实, 李立京. 小型旋转弹电动舵机控制系统的设计与实现

- [J]. 自动化与仪表, 2019, 34(12): 11-15, 79.
- [8] 刘晓琳, 谢孟岑. 飞机舵机电伺服系统的摩擦补偿控制策略 [J]. 组合机床与自动化加工技术, 2022(5): 45-50.
- [9] 王怡怡, 赵志良. 二自由度无人直升机的非线性自抗扰姿态控制 [J]. 自动化学报, 2021, 47(8): 1951-1962.
- [10] 杨亮亮, 时军, 鲁文其, 等. 直线伺服系统时滞参数辨识与补偿研究 [J]. 机械工程学报, 2018, 54(5): 193-201.

基于九开关变换器的非对称六相电机集成 车载驱动系统研究

刘陵顺¹, 李永恒², 闫红广¹

(1. 海军航空大学 航空基础学院, 山东 烟台 264001; 2. 92781 部队, 海南 三亚 572029)

摘要: 在电动汽车充电、驱动一体化系统上进行改进, 提出一种基于九开关变换器的 SVPWM 算法。该算法给出了九开关变换器 27 种电压矢量及其在矢量图中对应位置。为了最大程度的提高电压利用率, 将矢量图划分为 15 个扇区, 并且选择距离参考矢量最近的四个不同层电压矢量。每个扇区九个开关管共通断八次, 尤其降低了中间开关管的通断频率, 且有些功率管一直处于导通状态, 无需定时器控制, 有利于数字化实现。仿真表明, 该算法能够有效的应用于双 Y 移 30° 永磁同步电机。

关键词: 电动汽车; 双 Y 移 30° 永磁同步电机; 九开关变换器; SVPWM 算法

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)08-0043-06

Research of Integrated Vehicle Drive System of Asymmetrical Six-phase Motor Based on Nine-switch Converter

LIU Lingshun¹, LI Yongheng², YAN Hongguang¹

(1. Institute of Aviation Basic, Naval Aviation University, Yantai Shandong 264001, China;

2. The 92781th Unit of PLA, Sanya Hainan 572029, China)

Abstract: A nine-switch converter SVPWM algorithm was proposed based on the EV charging, driving integrated system. The voltage vectors of the nine-switch converters and their corresponding positions in the vector map were given. On this basis, the vector map was divided into 15 sectors, and four different voltage vectors which were closest to the reference vector, were selected to reach the maximum voltage utilization rate. Nine-switch converter open and close eight times of each sector, in particular reduce the switch frequency of the intermediate switch. And some power tubes have been in the conduction state all the way, no timer control, was conducive to digital realization. The simulation and experiment results show that the proposed algorithm can effectively applied to dual Y shift 30 degrees permanent magnet synchronous motor.

Key words: electric vehicles; dual Y shift 30 degrees permanent magnet synchronous motor; nine-switch converter; SVPWM algorithm

0 引言

在倡导节能减排、发展新能源和促进可持续发展背景下, 新能源汽车被提上日程^[1-2]。与化石能源作为动力的燃油汽车相比, 电动汽车具有噪声低、无(低)污染物排放、能效高、运行及维修成本低等优点, 使之成为减缓气候变化和能源紧缺最有效的

途径之一^[3]。

众所周知, 当电动汽车驱动系统和充电系统一方工作时, 另一方则是闲置的, 因此将驱动装置和充电装置集成一体化的想法应运而生, 一体化的实现将会大大降低汽车的生产成本、重量和体积。文献[4]提出了能实现充电驱动一体化的方案, 但在充电过程中电流流过电机绕组时, 在电机内部会产

收稿日期: 2023-04-14

基金项目: 国家自然科学基金(51377168); 中国博士后科学基金(201104769)。

作者简介: 刘陵顺(1969), 男, 博士生导师, 教授, 研究方向为电机控制与电磁兼容。

通讯作者: 李永恒(1990), 男, 博士生, 研究方向为电机控制与电磁兼容。

闫红广(1989), 男, 博士生, 研究方向为电机控制与电磁兼容。

生电磁转矩,因此在充电过程中必须要对电机进行人为的机械锁定,增加了电机的磨损和噪声,同时降低了充电效率。文献[5]提出了解决上述问题的方法,允许电机在充电过程中不必机械锁定,但其仍依靠充电速度十分缓慢的单相充电。

为了能够实现快速充电与驱动之间的统一,三相电源是一个不错的选择,并得到了广泛的应用。同样多相电机相比于三相电机具有效率高、容错性能强以及电磁转矩脉动低等优点^[6-8],在电动汽车中得到了很好的应用。文献[9]将非对称六相电机集成到三相快速车载充电驱动一体化系统当中,将六相电机与传统十二开关变换器相连。随后,文献[10]提出将对称六相电机与九开关变换器相连,较之于传统十二开关变换器,节省三个开关元件,进一步降低了生产成本、重量和体积。但其并没有对九开关变换器驱动策略进行研究。

目前,国外学者对九开关变换器驱动策略作了较深入的研究,国内尚处于起步阶段。文献[11]首次将九开关变换器应用于双电机驱动系统,提出一种新的空间矢量调制方法。该方法相较于传统调制指数小于或者等于1的方法来说,提高了约15%的调制指数。文献[12]提出一种基于连续载波的脉冲宽度调制技术,克服了采样周期调制信号引起的九开关逆变器输出电压畸变。仿真结果表明,在变频和恒频模式下,均具有良好的动态和稳态性能。文献[13]提出一种可以应用于任何多电平逆变器的快速、广义的脉冲宽度调制方法。给出了系统的转换状态、任务周期和切换序列,因此不需要查表,提高了系统的快速性。文献[14]对在CF和DF模式下运行的九开关转换器失真问题进行研究,并给出具体调制方法。文献[15]提出一种用于控制九开关逆变器双负载的相移空间矢量调制技术,在恒定频率和可变频率模式下,均具有良好的稳态性能。

国外文献关于九开关变换器驱动策略主要采用SPWM算法,较少涉及SVPWM(空间矢量脉冲宽度调制)算法。与SPWM相比,SVPWM具有较高的电压利用率。本文在双Y移300永磁同步电机电压矢量基础上,提出一种九开关变换器SVPWM算法。通过将 $\alpha\beta$ 子空间划分为15个扇区,选取距离扇区最近的四个电压矢量,用以对一个四维参考矢量的合成。减少了开关管的通断频率,且有些功率管一直处于导通状态,无需定时器控制,易于数字化实现。

1 九开关变换器调制原理

本文所提的充电、驱动一体化系统拓扑结构如图1所示。在充电过程中,开关 S_{U1} 、 S_{U2} 、 S_{L1} 、 S_{L2} 打开,将电网接入系统对蓄电池进行充电,需要注意的是,在充电过程中电机应保持静止状态;而在驱动过程中,开关 S_{U1} 、 S_{U2} 、 S_{L1} 、 S_{L2} 关闭,将电网从系统中隔离开来,蓄电池为电机供电,使电机旋转以驱动汽车行驶。

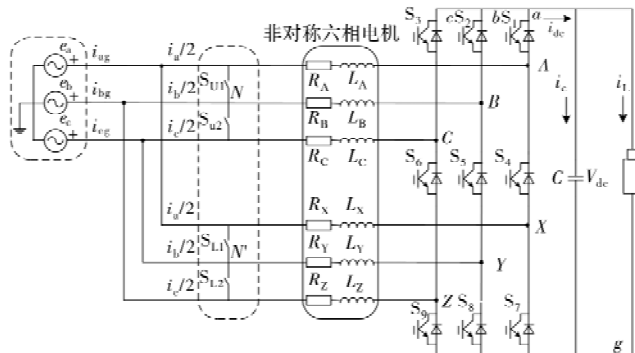


图1 一体化系统拓扑结构图

本文仅对系统驱动过程进行分析和推导。如图,九开关变换器可分为三组桥臂,每组桥臂由三个IGBT开关器件串联而成。通过对中间三个开关 S_4 、 S_5 、 S_6 复用,实现减少开关,减轻控制系统体积、重量的目的^[16]。

九开关变换器每一桥臂有8种开关方式,由于中间开关信号是由上下开关信号逻辑异或运算产生的,在直流母线不能短路的情况下,其有效开关状态只有三种,如表1所示。

表1 九开关变换器a桥臂开关状态

状态	S_1	S_4	S_7
1	1	1	0
2	1	0	1
3	0	1	1

2 四矢量SVPWM算法

九开关变换器一共有 3^3 种开关状态。由于九开关变换器固有的逻辑特性,每一种开关状态可用桥臂上、下开关通断来表示。通过九开关变换器驱动电机所产生的电压矢量用两个八进制数表示,与八进制数相对应的二进制数代表变换器的开关状态(例如, $V_{43} = V_{100011}$),从高位到低位依次为 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_7 、 S_8 、 S_9 ,其中“1”代表开关管导通,“0”代表开关管关断。

双Y移300永磁同步电机矢量空间解耦变换表达式为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_{z_1} \\ u_{z_2} \\ u_{o_1} \\ u_{o_2} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AN} \\ u_{BN} \\ u_{CN} \\ u_{XN'} \\ u_{YN'} \\ u_{ZN'} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, u_{AN} 、 u_{BN} 、 u_{CN} 、 $u_{XN'}$ 、 $u_{YN'}$ 、 $u_{ZN'}$ 为电机相电压, u_α 、 u_β 为 $\alpha\beta$ 子空间电压, u_{z_1} 、 u_{z_2} 为 z_1z_2 子空间电压, u_{o_1} 、 u_{o_2} 为 o_1o_2 子空间电压。

通过矢量空间解耦变换, 将 27 个电压矢量映射到 $\alpha\beta$ 、 z_1z_2 、 o_1o_2 组成的 3 个相互正交的子空间中。其中, 将与机电能量转换相关的基波和 $12k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3 \dots$) 次谐波映射到 $\alpha\beta$ 子空间, 将与机电能量转换无关的 $6k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3 \dots$) 次谐波映射到 z_1z_2 子空间^[17-18]。

根据式(1), 可得电压矢量在 $\alpha\beta$ 子空间和 z_1z_2 子空间的位置如图 2 所示。

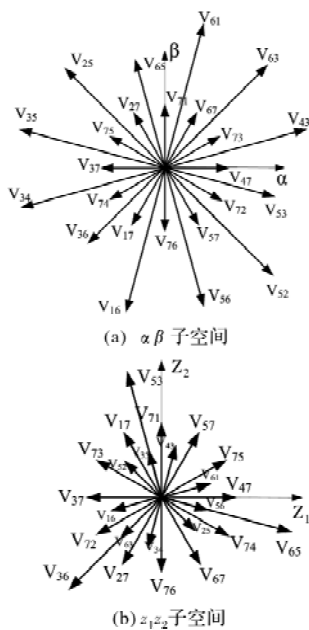


图 2 电压矢量图

27 个电压矢量分布于 $\alpha\beta$ (z_1z_2) 子空间的 24 个位置, 分别由若干大矢量、中矢量和短矢量组成。其中, $\alpha\beta$ 子空间外层空间矢量长度为 $(\sqrt{6} + \sqrt{2})V_{dc}/6$, 中间层矢量长度为 $V_{dc}/3$, 内层空间矢量长度为 $(\sqrt{6} - \sqrt{2})V_{dc}/6$ 。从图 2 可以看出, $\alpha\beta$ 子空间外层空间矢量对应于 z_1z_2 子空间内层空间矢量 V_{43} 、 V_{63} 、 V_{61} 、 V_{25} 、 V_{35} 、 V_{34} 、 V_{16} 、 V_{56} 、 V_{52} , $\alpha\beta$ 子空间中间空间矢量对应于 z_1z_2 子空间外层空间矢量 V_{53} 、 V_{65} 、 V_{36} , $\alpha\beta$ 子空间内层空间矢量对应于 z_1z_2 子空间中间空间

矢量 V_{47} 、 V_{73} 、 V_{67} 、 V_{71} 、 V_{27} 、 V_{75} 、 V_{37} 、 V_{74} 、 V_{17} 、 V_{76} 、 V_{57} 、 V_{72} , $\alpha\beta$ 子空间零矢量对应于 z_1z_2 子空间零矢量 V_{70} 、 V_{07} 、 V_{77} 。

双 Y 移 30° 永磁同步电机电压矢量映射到两个子空间上, 本质上是四维的, 需要至少四个矢量才能完成对一个四维参考矢量的合成。为提高电压利用率, 选用 $\alpha\beta$ 子空间距离参考矢量最近的四个幅值最大电压矢量合成。值得注意的是, 选择电压矢量时, 通常不选用 $\alpha\beta$ 子空间中间电压矢量 V_{53} 、 V_{65} 、 V_{36} , 原因有两点: 一、电压矢量 V_{53} 、 V_{65} 、 V_{36} 在 z_1z_2 子空间幅值最大, 而 z_1z_2 子空间的阻抗很小, 较小的外部干扰都会产生一定的电流, 增加定子损耗。二、四矢量作用时间无法确定。以电压矢量 V_{53} 为例进行说明, 在 $\alpha\beta$ 子空间选择幅值最大的四个电压矢量过程中, 如果选择两个外层矢量 V_{52} 、 V_{43} 以及一个中间矢量 V_{53} , 为了在 z_1z_2 子空间合成矢量为零, 另一个电压矢量只能选择 V_{67} 或者 V_{76} , 而这两组电压矢量无法求出相应的作用时间。其它两个中间矢量以此类推。

本文将 $\alpha\beta$ 子空间分割为 15 个扇区, 如图 3 所示。其中, II、III、VII、VIII、XII、XIII 扇区夹角为 15° , 其余夹角为 30° 。

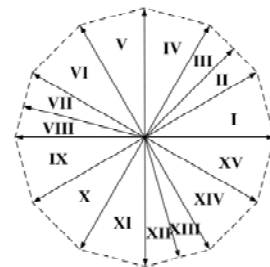


图 3 扇区分

对于如图 3 所示的扇区, 选用电压矢量如表 2 所示。

表 2 扇区与电压矢量对应关系

扇区	电压矢量			
I	V_{72}	V_{47}	V_{43}	V_{63}
II	V_{47}	V_{43}	V_{63}	V_{61}
III	V_{43}	V_{63}	V_{61}	V_{71}
IV	V_{63}	V_{61}	V_{71}	V_{27}
V	V_{61}	V_{71}	V_{27}	V_{25}
VI	V_{71}	V_{27}	V_{25}	V_{35}
VII	V_{27}	V_{25}	V_{35}	V_{34}
VIII	V_{25}	V_{35}	V_{34}	V_{74}
IX	V_{35}	V_{34}	V_{74}	V_{17}
X	V_{34}	V_{74}	V_{17}	V_{16}
XI	V_{74}	V_{17}	V_{16}	V_{56}
XII	V_{17}	V_{16}	V_{56}	V_{52}
XIII	V_{16}	V_{56}	V_{52}	V_{72}
XIV	V_{56}	V_{52}	V_{72}	V_{47}
XV	V_{52}	V_{72}	V_{47}	V_{43}

不同于传统的扇区判断和电压矢量选择方法, 本文将 $\alpha\beta$ 子空间 $30^\circ \sim 60^\circ$ 、 $150^\circ \sim 180^\circ$ 、 $270^\circ \sim 300^\circ$ 分别分割为两个夹角为 15° 的扇区, 原因有两

点：一、尽可能的提高电压利用率。二、经过计算，对于以上三个夹角为 30° 的扇区，无法用三个外层矢量以及一个内层矢量或者两个外层矢量以及两个内层矢量，对一个四维参考矢量进行合成。

根据各基本矢量和参考电压矢量在四个轴上的投影，列写出以各矢量作用时间为未知数的四元一次方程组，通过求解该方程组可以得到各扇区电压矢量作用时间：

$$\begin{bmatrix} u_{1\alpha k} & u_{2\alpha k} & u_{3\alpha k} & u_{4\alpha k} \\ u_{1\beta k} & u_{2\beta k} & u_{3\beta k} & u_{4\beta k} \\ u_{1z_1 k} & u_{2z_1 k} & u_{3z_1 k} & u_{4z_1 k} \\ u_{1z_2 k} & u_{2z_2 k} & u_{3z_2 k} & u_{4z_2 k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} V_\alpha^* \\ V_\beta^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

表 3 电压矢量作用时间

扇区	T_1	T_2	T_3	T_4
I	$k_2 V_\alpha - k_1 V_\beta$	$k_5 V_\alpha - k_5 V_\beta$	$k_2 V_\alpha + k_4 V_\beta$	$k_3 V_\beta$
II	$k_5 V_\alpha - k_5 V_\beta$	$k_2 V_\alpha + k_4 V_\beta$	$k_2 V_\alpha - k_4 V_\beta$	$-k_2 V_\alpha + k_1 V_\beta$
III	$k_1 V_\alpha - k_2 V_\beta$	$-k_4 V_\alpha + k_2 V_\beta$	$k_4 V_\alpha + k_2 V_\beta$	$-k_5 V_\alpha + k_5 V_\beta$
IV	$k_3 V_\alpha$	$k_4 V_\alpha + k_2 V_\beta$	$-k_5 V_\alpha + k_5 V_\beta$	$-k_1 V_\alpha + k_2 V_\beta$
V	$k_1 V_\alpha + k_2 V_\beta$	$-k_5 V_\alpha + k_5 V_\beta$	$-k_4 V_\alpha + k_2 V_\beta$	$-k_3 V_\alpha$
VI	$k_2 V_\alpha + k_1 V_\beta$	$-k_4 V_\alpha + k_2 V_\beta$	$k_4 V_\alpha + k_2 V_\beta$	$-k_1 V_\alpha - k_2 V_\beta$
VII	$-k_4 V_\alpha + k_2 V_\beta$	$k_4 V_\alpha + k_2 V_\beta$	$-k_5 V_\alpha + k_5 V_\beta$	$-k_2 V_\alpha - k_1 V_\beta$
VIII	$k_5 V_\beta$	$-k_2 V_\alpha + k_4 V_\beta$	$-k_5 V_\alpha - k_5 V_\beta$	$k_4 V_\alpha - k_2 V_\beta$
IX	$-k_2 V_\alpha + k_1 V_\beta$	$-k_5 V_\alpha - k_5 V_\beta$	$k_4 V_\alpha - k_2 V_\beta$	$-k_3 V_\beta$
X	$-k_1 V_\alpha + k_2 V_\beta$	$k_4 V_\alpha - k_2 V_\beta$	$-k_3 V_\alpha + k_4 V_\beta$	$k_2 V_\alpha - k_1 V_\beta$
XI	$-k_3 V_\alpha$	$-k_2 V_\alpha + k_4 V_\beta$	$-k_5 V_\alpha - k_5 V_\beta$	$k_1 V_\alpha - k_2 V_\beta$
XII	$-k_2 V_\alpha + k_4 V_\beta$	$-k_5 V_\alpha - k_5 V_\beta$	$k_4 V_\alpha - k_2 V_\beta$	$k_3 V_\alpha$
XIII	$-k_1 V_\alpha - k_2 V_\beta$	$k_5 V_\alpha - k_5 V_\beta$	$k_2 V_\alpha + k_4 V_\beta$	$k_2 V_\alpha - k_4 V_\beta$
XIV	$-k_2 V_\alpha - k_1 V_\beta$	$k_2 V_\alpha + k_4 V_\beta$	$k_2 V_\alpha - k_4 V_\beta$	$k_1 V_\alpha + k_2 V_\beta$
XV	$-k_3 V_\beta$	$k_2 V_\alpha - k_4 V_\beta$	$k_5 V_\alpha - k_5 V_\beta$	$k_2 V_\alpha + k_1 V_\beta$

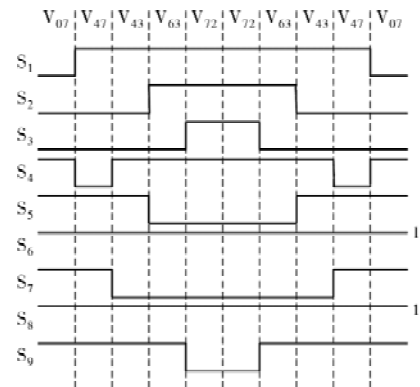
其中， $k_1 = 1/2$ ， $k_2 = \sqrt{3}/6$ ， $k_3 = \sqrt{3}/3$ ， $k_4 = (3 - 2\sqrt{3})/6$ ， $k_5 = (3 - \sqrt{3})/6$ ， $V_\alpha = 3T_s V_\alpha^* / V_{dc}$ ， $V_\beta = 3T_s V_\beta^* / V_{dc}$ 。

3 功率管开关次序

九开关变换器 SVPWM 算法由于开关信号逻辑的特殊性，如果四矢量全部从 $\alpha\beta$ 子空间最内层 12 个电压矢量中选择，在满足 PWM 波形中心对称前提下，采样周期内各个扇区上开关管通断三次，中间开关管通断五次，下开关管通断两次，九个开关管共通断十次。但缺点在于电压利用率不高，且中间开关管通断频繁，会导致故障率升高。本文提出的 SVPWM 算法，在满足 PWM 波形中心对称的前提

式中， k 代表扇区， T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 为逆时针方向选取，距离参考矢量最近的四个电压矢量作用时间， T_s 为采样周期， V_α^* 、 V_β^* 分别为电压矢量在 $\alpha\beta$ 子空间上的投影。式(2)的计算十分复杂，为了提升系统速度，最大程度的离线计算必不可少。从图 2 所示的电压矢量图可以看出， $\alpha\beta$ 子空间每一个外层电压矢量，相当于由相邻的两个内层电压矢量合成而来，故在计算电压矢量作用时间时，可先求出扇区邻近四个内层电压矢量作用时间，进一步推导出外层电压矢量作用时间，减小离线计算的复杂程度。求得电压矢量的作用时间如表 3 所示。

下，每个扇区内九个开关管共通断八次，有效降低开关管通断频率。I 扇区代表夹角 30° 的扇区，II 扇区代表夹角 15° 的扇区，以这两个扇区为例进行说明，如图 4 所示。



(a) I扇区PWM波形

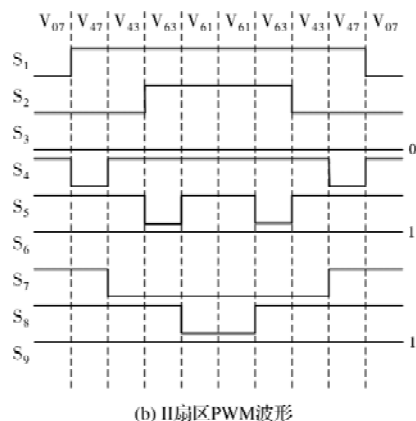


图4 SVPWM 算法开关管导通次序

从图4可以看出,I扇区和II扇区PWM波形中心对称。I扇区开关管 S_6 、 S_8 一直处于导通状态,开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_5 、 S_7 、 S_9 通断一次,开关管 S_4 通断两次。II扇区开关管 S_6 、 S_9 一直处于导通状态,开关管 S_3 处于关断状态,开关管 S_1 、 S_2 、 S_7 、 S_8 通断一次,开关管 S_4 、 S_5 通断两次。其余扇区通断情况以此类推。

从以上分析可知,本文提出的 SVPWM 算法有效降低了桥臂开关管的通断次数,尤其是中间开关管。且有些开关管一直处于导通状态,无需定时器控制,易于数字化实现。

4 仿真分析

基于九开关变换器的电机驱动模型如图 5 所示。其中, 双 Y 移 30° 永磁同步电机参数: 定子电阻 $R = 1 \Omega$, d 、 q 轴电感 $L_d = L_q = 4.6 \text{ mH}$, 转子磁链 $\psi_f = 0.0496 \text{ Wb}$, 转动惯量 $J = 0.052 \text{ g} \cdot \text{m}^2$, 粘滞摩擦系数 $F = 0.0026 \text{ B}$, 极对数 $p = 2$, 负载转矩 $T_L = 1 \text{ Nm}$, 直流侧母线电压 $V_{dc} = 300 \text{ V}$ 。

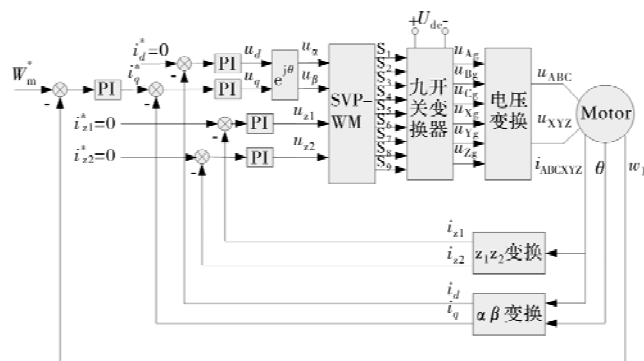


图5 基于九开关变换器的电机驱动结构图

根据图 5 搭建基于九开关变换器电机驱动模型。其中, 图 6 为电机六相电流波形。图 7、图 8 分别为电机电磁转矩波形和转速波形。图 9 为电机定子磁链矢量轨迹。

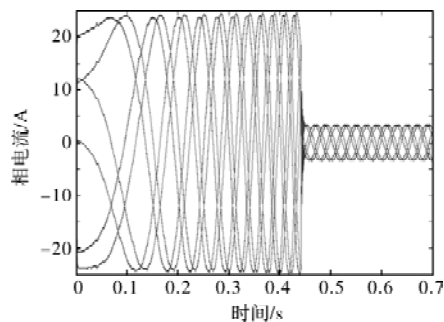


图 6 六相电流波形

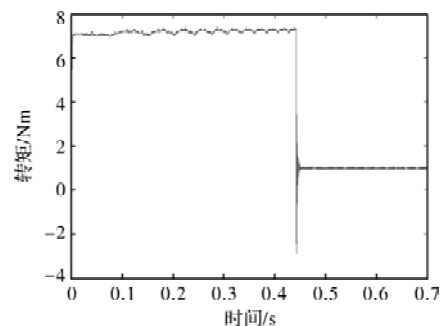


图 7 电磁转矩波形

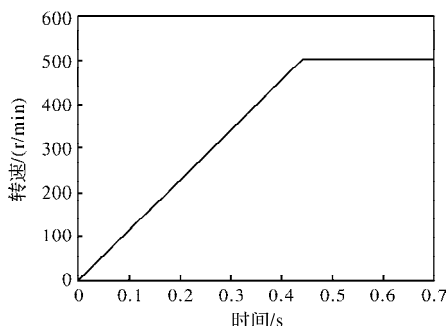


图 8 转速波形

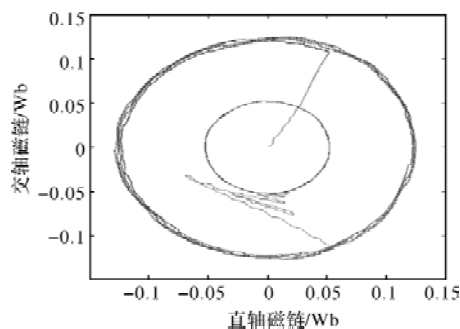


图 9 定子磁链矢量轨迹

从图6可看出,电机启动后,六相电流迅速增大,随着电机转速趋于稳定,电流周期随之缩短。稳定后,电机每三相电流相差 30° 。根据图7、图8,电磁转矩、转速波形符合电机正常运转时的情形,并且稳定后,电磁转矩谐波趋于平稳。根据图9,定子磁链矢量轨迹保持圆形,且采样周期 T_s 越小,磁链轨迹越接近圆形。

5 结 语

本文在电动汽车充电、驱动一体化系统上进行

改进, 提出一种基于九开关变换器的 SVPWM 算法。该算法可以最大程度的提高电压利用率, 并且 PWM 波形在满足中心对称的同时, 每个扇区九个开关管共通断八次, 尤其降低了中间开关管的通断频率, 且有些功率管一直处于导通状态, 无需定时器控制, 有利于数字化实现。

参考文献

- [1] Flouri M, Karakosta C, Doukas H, et al. Review & Analysis of Oil & Gas Incidents Related to the Supply Interruptions[C]. International Conference on Energy and Environment. IEEE, 2010: 171-176.
- [2] 涂志文, 蒋成明, 涂群章, 等. 电动车用永磁同步电机无传感器控制技术综述[J]. 微电机, 2022, 55(6): 99-105.
- [3] 胡泽春, 宋永华, 徐智威, 等. 电动汽车接入电网的影响与利用[J]. 中国电机工程学报, 2012(4): 1-10.
- [4] Haghbin S, Lundmark S, Alakula M, et al. An Isolated High-power Integrated Charger in Electrified-vehicle Applications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(9): 4115-4126.
- [5] Subotic I, Levi E, Jones M, et al. Multiphase Integrated on-board Battery Chargers for Electrical Vehicles[C]. European Conference on Power Electronics and Applications. IEEE, 2013: 1-10.
- [6] Levi E. Advances in Converter Control and Innovative Exploitation of Additional Degrees of Freedom for Multiphase Machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1): 433-448.
- [7] Barrero F, Duran M J. Recent Advances in the Design, Modeling and Control of Multiphase Machines-part 1[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1): 449-458.
- [8] Duran M J, Barrero F. Recent Advances in the Design, Modeling and Control of Multiphase Machines-part 2[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1): 459-468.
- [9] Subotic I, Levi E, Jones M, et al. An Integrated Battery Charger for EVs Based on an Asymmetrical Six-phase Machine[C]. Industrial Electronics Society, IEEE, 2013: 7244-7249.
- [10] Diab M S, Elserougi A A, Abdel-khalik A S, et al. A nine-switch Converter Based Integrated Motor Drive and Battery Charger System for EVs Using Symmetrical Six-phase Machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(9): 5326-5335.
- [11] Kominami T, Fujimoto Y. A Novel Nine-switch Inverter for Independent Control of two Three-phase Loads[C]. Industry Application Conference, 2007, 42nd IAS Annual Meeting, 2007: 2346-2350.
- [12] Jarutus N, Kumsuwan Y. A Comparison Between Level- and Phase-shift Space Vector Duty-cycle Modulations Using a Nine-switch Inverter for an ASD[C]. ICEMS, 2015: 1877-1883.
- [13] Yi Deng, Thomas G. A Fast and Generalized Space Vector Modulation Scheme for Multilevel Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014(10): 5204-5217.
- [14] Feng Gao, Lei Zhang, et al. Optimal Pulse Width Modulation of Nine-switch Converter[J]. IEEE, 2010: 2331-2343.
- [15] Jarutus N, Kumsuwan Y. Phase-shift Space Vector Pulse Width Modulation for Nine-switch Inverter[J]. ICEMS, 2014: 3382-3385.
- [16] 李岩, 李坤洲, 吴迪. 九开关型航空电源系统的电压矢量控制研究[J]. 微电机, 2018, 51(07): 34-39.
- [17] Zhao Y, Lipo T A. Space Vector PWM Control of Dual Three-phase Induction Machine Using Vector Space Decomposition[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(5): 1100-1109.
- [18] Bojoi R, Lazzari M, PROFUMO F, et al. Digital Field-oriented Control for Dual Three-phase Induction Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003(3): 752-760.
- [6] Le Besnerais J, Lanfranchi V, Hecquet M, et al. Characterization and Reduction of Magnetic Noise Due to Saturation in Induction Machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(4): 2003-2008.
- [7] Zhang D, Wang F, Burgos R. Impact of Interleaving on AC Passive Components of Paralleled Three-phase Voltage-source Converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(3): 1042-1054.
- [8] Huang Y, Xu Y, Zhang W, et al. PWM Frequency Noise Cancellation in Two-segment Three-phase Motor Using Parallel Interleaved Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2515-2525.
- [9] Zhang W, Xu Y, Huang H, et al. Vibration Reduction for Dual-branch Three-phase Permanent Magnet Synchronous Motor With Carrier Phase-shift Technique[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 607-618.
- [10] S. Takahashi, S Ogasawara, M Takemoto, et al. Common-mode Voltage Attenuation of an Active Common-mode Filter in a Motor Drive System Fed by a PWM Inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(3): 2721-2730.
- [11] M Turzynski, P J Chrzan. Reducing Common-mode Voltage and Bearing Currents in Quasi-resonant DC-link Inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9553-9562.
- [12] G Oriti, A L Julian, T A Lipo. A New Space Vector Modulation Strategy for Common Mode Voltage Reduction[C]. In Proc. IEEE PESC 1997, 1997: 1541-1546.
- [13] E Un, A M Hava. A Near State PWM Method With Reduced Switching Frequency and Reduced Common Mode Voltage for Three-phase Voltage Source Inverters[C]. IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2007: 235-240.
- [14] M Cacciato, A Consoli, G Scarcella, et al. Reduction of Common-mode Currents in PWM Inverter Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(2): 469-476.
- [15] J W Kimball, M Zawodniok. Reducing Common-mode Voltage in Three-phase Sine-triangle PWM With Interleaved Carriers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(8): 2229-2236.

(上接第 24 页)

车用电机 SPWM 与 SVPWM 方案的调制度与电压利用率研究

董力嘉^{1,2}, 潘忠亮^{1,2}, 李 帅^{1,2}, 李 岩^{1,2}, 段立华^{1,2}

(1. 中国第一汽车股份有限公司 新能源开发院, 长春 130011;

2. 汽车振动噪声与安全控制综合技术国家重点实验室, 长春 130011)

摘 要: 随着新能源车辆市场占有率的增加, 电驱系统性能受到广大学者和汽车行业从业人员的关注。正弦脉宽调制和空间矢量脉宽调制作为两种常用的车用电机控制方案, 其涉及的调制度与电压利用率指标影响着电驱总成系统性能, 提高调制度进而提升逆变器电压利用率, 可以在母线电压一定的前提下, 提高电驱系统转矩与功率。本文对 SPWM 和 SVPWM 两种控制方案下的调制度和电压利用率概念进行阐述, 并通过理论分析及仿真手段加以验证说明, 为后续提升系统性能提供理论基础。

关键词: 车用电机; 调制度; 电压利用率; SPWM; SVPWM

中图分类号: U469.72; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)08-0049-04

Study on Regulation and Voltage Utilization Ratio of SPWM and SVPWM Schemes for Vehicle Motor

DONG Lijia^{1,2}, PAN Zhongliang^{1,2}, LI Shuai^{1,2}, LI Yan^{1,2}, DUAN Lihua^{1,2}

(1. New Energy Development Institute, FAW, Changchun 130011, China;

2. State Key Laboratory of Automotive Vibration, Noise and Safety Control, Changchun 130011, China)

Abstract: With the increase of market share of new energy vehicles, the performance of electric drive system has attracted the attention of scholars and automobile industry practitioners. Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) and Space Vector PWM (SVPWM) are two commonly used control schemes for motor vehicles. The regulating system and voltage utilization index involved affect the performance of the electric drive assembly system. Improving the regulating system can improve the voltage utilization of the inverter, which can improve the torque and power of the electric drive system under the premise of a certain bus voltage. In this paper, the concepts of regulation and voltage utilization under SPWM and SVPWM control schemes were described, and verified by theoretical analysis and simulation. This provides a theoretical basis for improving system performance.

Key words: motor for vehicle; adjution ratio; voltage utilization ratio; SPWM; SVPWM

0 引 言

随着新能源车辆市场占有率的增加, 电驱系统性能受到广大学者和汽车行业从业人员的关注, 其直接决定着整车动力性与经济性指标, 影响整车驾乘体验^[1]。正弦脉宽调制 (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM) 和空间矢量脉宽调制 (Space Vector PWM, SVPWM) 作为车用电机控制方案, 其涉及的调制度与电压利用率指标影响着电驱总成系统性能, 通过控制手段提高调制度进而提升逆变器

电压利用率, 可以在母线电压一定的前提下, 提高电驱系统转矩与功率。本文对 SPWM 和 SVPWM 两种控制方案的调制度和电压利用率概念进行阐述, 并通过理论分析及仿真手段加以验证说明, 为后续提升系统性能提供理论基础^[2]。

1 SPWM 的调制度与电压利用率

1.1 SPWM 方案下的调制度

对于 SPWM 方案, 在电机控制层面其调制度通常定义为

收稿日期: 2023-05-10

作者简介: 董力嘉(1994), 男, 硕士, 研究方向为新能源电驱控制。

$$m = u_{rm}/u_{cm} \quad (1)$$

其中, m 为调制度, u_{rm} 为正弦调制波的幅值, u_{cm} 为三角载波的幅值, 当 $m \leq 1$ 时, 处于 SPWM 的线性调制区域; 当 $m > 1$ 时处于非线性区域^[3]。

调制度 m 作为控制指标, 其决定着逆变器输出的相电压幅值, 当 $m \leq 1$ 时式(2)成立:

$$U_{phm} = mU_d/2 \quad (2)$$

其中, U_{phm} 为三相电压型逆变器输出相电压基波分量的幅值, U_d 为直流环节电压。

当 $m > 1$ 时进入非线性区域, U_{phm} 与 m 关系无法用公式去计算。随着 m 不断增加, 当超过一定值时, SPWM 方案近似于方波调制, 此时有如下关系成立^[4]:

$$U_{phm} = 2U_d/\pi \quad (3)$$

本文基于 Matlab 软件搭建 Simulink 模型, 对 SPWM 方案进行仿真, 验证 U_{phm} 与 m 的关系。由于 A、B、C 三相情况类似, 这里以 A 相基波电压幅值结果进行说明。搭建模型如下, 在这里为了方便观察结果, 给定 $U_d/2 = 1$ V。

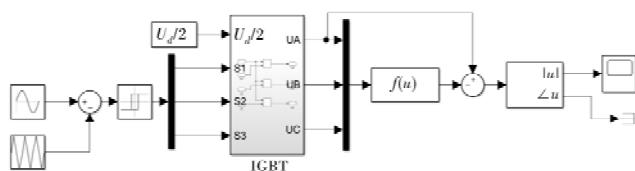


图1 SPWM 基波电压仿真模型

模型中电源侧采用中点电压的形式, 因此 A 相的极电压 U_A (相对于中点电压) 有式(4)存在, 其中 U_r 为正弦调制波幅值, U_c 载波幅值:

$$U_A = \begin{cases} +\frac{U_d}{2}, & (U_r \geq U_c) \\ -\frac{U_d}{2}, & (U_r < U_c) \end{cases} \quad (4)$$

通过三相极电压 U_A 、 U_B 、 U_C 的运算, 可以得到三相相电压。给定 m 的变化范围为 $[0, 15]$, 图2为仿真得到的 U_{phm} 与 m 之间的关系, 这里以 A 相为例进行说明:

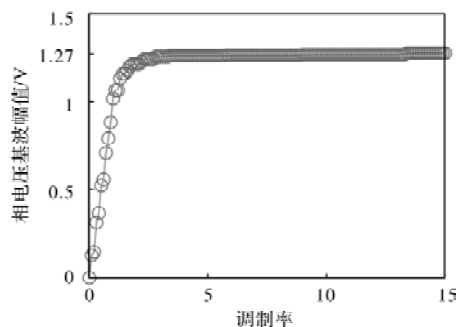


图2 U_{phm} 与 m 之间的关系曲线

可以看出在线性区域即当 $m \leq 1$ 时, m 与 U_{phm} 呈线性关系; 当 $m > 1$ 后, U_{phm} 逐渐饱和, 最终 U_{phm} 达到最大值, 接近方波模式下的输出结果^[5]。

为进一步验证随着 m 不断增加, SPWM 方案是否等效为方波调制模式, 建立方波控制方案如下, 在这里为了方便观察结果, 给定 $U_d/2 = 1$, 对 A 相电压进行傅里叶分析得到基波电压幅值, 仿真结果如图3、图4所示。

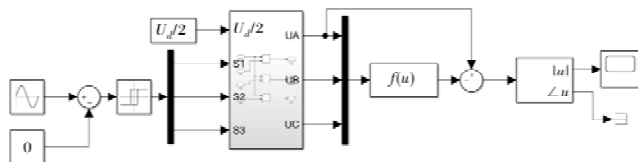


图3 方波调制方案 A 相基波电压仿真模型

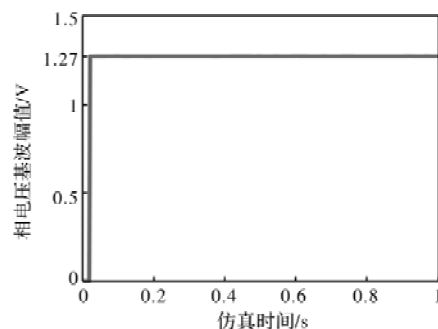


图4 方波调制方案 A 相基波相电压幅值

由图4可以看出, 随着仿真时间增加, 傅里叶分析得到的相电压基波幅值逐渐稳定, 方波方案下的 U_{phm} 约为 1.27 V, 验证了当 m 增加到一定值后, SPWM 方案的控制效果近似等效为方波控制方案。

1.2 SPWM 方案下的电压利用率

电压利用率的定义不只一种, 本文采用线电压基波幅值有效值与母线电压的比值进行定义, 具体如式(5)所示。

$$\eta = \frac{\sqrt{3}U_{XN}}{\sqrt{2}U_d} \quad (5)$$

式中, η 为电压利用率, N 为星接中性点, U_{XN} 为三相电压中的某一相相电压基波幅值。线电压基波幅值通常通过示波器等设备采集并利用傅里叶变化公式进行计算, 傅里叶级数形式及相关参数如:

$$u = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) = \quad (6)$$

$$U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \sin(k\omega t + \theta_k)$$

$$a_k = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u \cos k\omega t d\omega t \quad (7)$$

$$b_k = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u \sin k\omega t d\omega t \quad (8)$$

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u d\omega t \quad (9)$$

$$U_{km} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (10)$$

$$\theta_k = \arctg \frac{a_k}{b_k} \quad (11)$$

当正弦波作为调制波且在线性调制区域时 ($0 \leq m \leq 1$), 调制波为

$$F = m \sin(\omega t) \quad (12)$$

式中, A 为幅值参数, 当 m 在 0, 1 之间变化时, 调制波的幅值也随之变化, 下面讨论线性区的极限情况 ($m=1$)。

SPWM 方案通过调制波与载波运算得到占空比, 在这里建立模型进行傅里叶级数运算, 模型如下, 这里 $m=1$, 以 A 相为例进行傅里叶分析得到的电压利用率见下图, 给定 $U_d/2 = 1V$, 可以看出仿真得到相电压基波幅值接近为 1 V, 电压利用率约为 0.612。

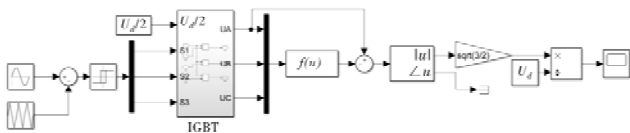


图5 $m=1$ 时 SPWM 方案 A 相电压利用率仿真模型

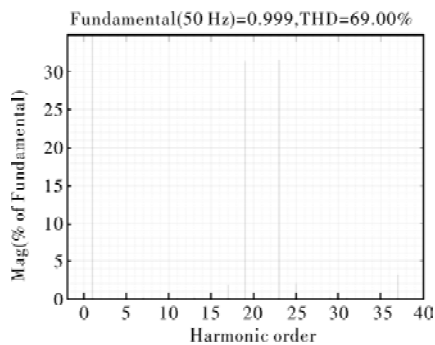


图6 $m=1$ 时 SPWM 方案 A 相电压 FFT 分析结果

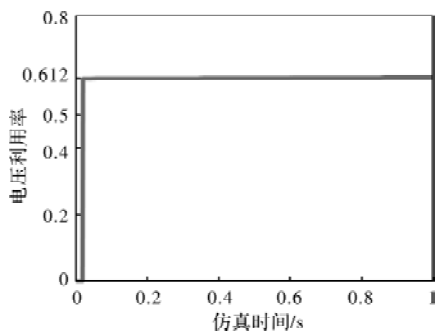


图7 $m=1$ 时 SPWM 方案 A 相电压利用率仿真波形

当 m 很大时, 实际上此时已经等效为方波调制模式。建立模型进行仿真, 这里 m 给定 15, 对 A 相电压进行傅里叶分析并计算电压利用率, 仿真结果如下, 可以看出仿真得到的相电压基波幅值接近为 1.273 V, 电压利用率约为 0.78。

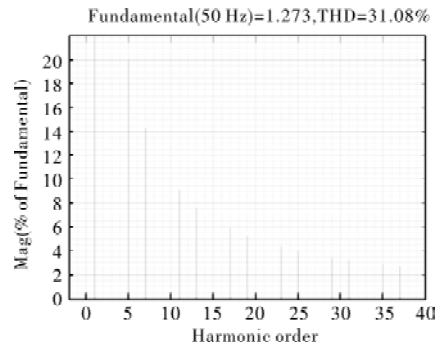


图8 $m=15$ 时 SPWM 方案 A 相电压 FFT 分析结果

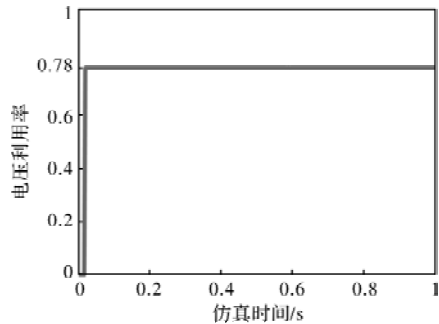


图9 $m=15$ 时 SPWM 方案 A 相电压利用率仿真波形

进一步建立方波调制模型, 探究方波调制方案下的电压利用率, 此时电压利用率与调制波幅值无关, 模型如下:

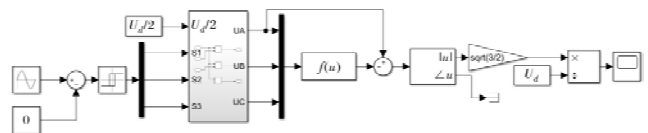


图10 方波调制方案 A 相电压利用率模型

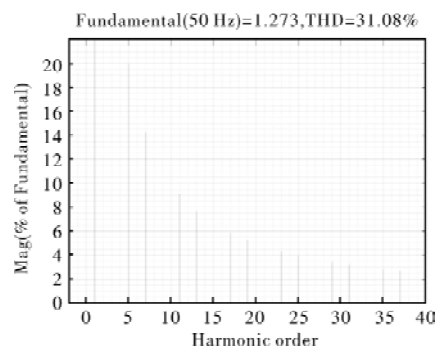


图11 方波调制方案 A 相电压 FFT 分析结果

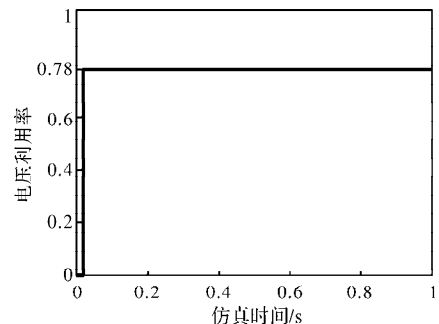


图12 方波调制方案 A 相电压利用率仿真波形

可以看出当 m 较大时, SPWM 方案和方波调制方案得到的相电压基波幅值一致, 电压利用率基本相等约为 0.78。

当 $m > 1$ 但没有足够大时, 即 SPWM 方案没有工作在线性调制区域, 同时也没有达到方波调制方案效果时, 此时电压利用率在 0.612 - 0.78 之间, 无固定公式。

2 SVPWM 的调制度与电压利用率

SVPWM 源于交流电动机定子磁链跟踪的思想, 它宜于数字控制器实现, 且有输出电流波形好、直流环节电压利用率高等优点^[5-6]。

2.1 SVPWM 方案下的调制度

变频调速系统常用的调制度 m 定义为^[3]

$$m = \frac{|U_g|}{\frac{1}{2}U_d} = \frac{2|U_g|}{U_d} \quad (13)$$

其中, $|U_g|$ 为期望的定子电压空间矢量幅值, 线性区域使用 SVPWM 技术能获得的最大调制比或最大输出电压, 是能够和六边形内切的最大圆的半径, 如下图所示, 此时有下式成立^[7-8]:

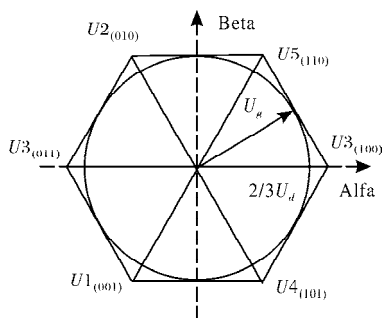


图 13 SVPWM 方案控制示意图

$$|U_g| \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{2}{3} U_d = \frac{\sqrt{3}}{3} U_d \quad (14)$$

在线性区最大调制比可以按下式计算:

$$m \leq \frac{\frac{\sqrt{3}}{3} U_d}{\frac{1}{2} U_d} = \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (15)$$

当 $|U_g|$ 超过六边形内切圆半径进入过调制区域, 此时有:

$$\frac{2}{\sqrt{3}} U_d \leq m \leq \frac{4}{\pi} \quad (16)$$

当 m 进一步增加时, SVPWM 接近方波调制方案, 也可以称为六拍模式, 此时 U_g 工作在六边形 6 个顶点, 此时有下式成立:

$$m \geq \frac{4}{\pi} \quad (17)$$

2.2 SVPWM 方案下的电压利用率

在这里沿用 SPWM 方案下的电压利用率计算公式, 定义如下:

$$\eta = \frac{\sqrt{3}U_{XN}}{\sqrt{2}U_d} \quad (18)$$

其中, η 为电压利用率, N 为星接中性点, U_{XN} 为三相电压中的某一相相电压基波幅值^[9-10]。

若 SVPWM 方案工作在线性区 ($0 < m \leq \frac{2}{\sqrt{3}}$), 当

处在线性区极限状态, 即 $m = \frac{2}{\sqrt{3}}$ 时, 在理想情况下

相电压基波幅值为 $\frac{3}{\sqrt{3}}U_d$, 电压利用率为

$$\eta \leq \frac{\sqrt{3} \frac{3}{\sqrt{3}} U_d}{\sqrt{2} U_d} = 0.707 \quad (19)$$

在这里建立模型进行傅里叶级数运算进一步验证理论分析结果, 模型如下, 在这里为方便观察结果, 给定 $U_d/2 = 1$ V。以 A 相为例进行傅里叶分析得到的电压利用率见下图, 可以看出线性区最大相电压基波幅值接近为 1.154 V, 此时电压利用率约为 0.707, 相比于 SPWM 方案的线性区域最大电压利用率提高 15.5%。

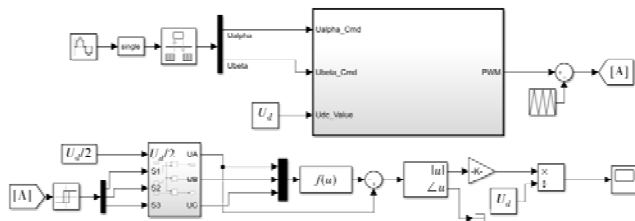


图 14 $m = \frac{2}{\sqrt{3}}$ 时 SVPWM 方案 A 相电压利用率仿真模型

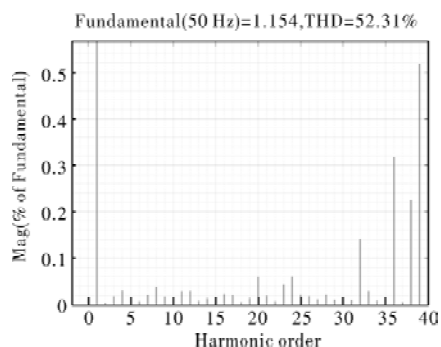


图 15 $m = \frac{2}{\sqrt{3}}$ 时 SVPWM 方案 A 相电压 FFT 分析结果

当 m 较大, SVPWM 方案工作在方波调制模式时, 此时相电压基波幅值为

$$U_{XN} = \frac{U_d}{2} \frac{4}{\pi} = \frac{2U_d}{\pi} \quad (20)$$

(下转第 59 页)

高性能油冷电机 NVH 优化研究

李康军, 胡军峰, 彭国民, 汤天宝
(无锡星驱动力科技有限公司, 江苏 无锡 214000)

摘要: 以一款高性能车用油冷电机为研究对象, 对电机的 NVH 特性进行理论解析、仿真分析及台架摸底测试。仿真分析表明电机的阶次振动结果超标, 测试结果进一步对仿真结果进行验证。研究问题产生的主要原因, 阐述了问题优化从降低电磁激励和加强壳体结构刚度两个方向。研究表明, 电磁方案优化可以降低 65% 的 72 阶径向电磁力和 85% 的转矩波动, 壳体加强后可以提升结构对电磁激励的衰减能力。测试结果验证优化方案振动降低 10 - 15 dB, 优化后的电机满足 NVH 性能要求。

关键词: 油冷电机; 电磁激励; 振动和噪声

中图分类号: TM351; TM341

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)08-0053-07

Study on NVH Optimization of High-performance Oil Cooled Motor

LI Kangjun, HU Junfeng, PENG Guomin, TANG Tianbao
(Wuxi Infimotion Propulsion Technology Co., Ltd., Wuxi Jiangsu 214200, China)

Abstract: Taking a high-performance vehicle oil cooled motor as the research object, the NVH characteristics of the motor were analyzed theoretically, simulated and tested. The vibration results of the simulation analysis motor exceed the standard, and the test results further verify the simulation results. The main causes of the problem were studied and two optimization directions of reducing electromagnetic excitation and strengthening the stiffness of shell structure were expounded. The results show that the electromagnetic optimization scheme can reduce the 72-order radial electromagnetic force by 65% and the torque fluctuation by 85%. The test results verify that the vibration of the optimized scheme is reduced by 10-15 dB, and the NVH performance meets target.

Key words: oil cooled motor; electromagnetic excitation; vibration and noise

0 引言

近些年来得益于新能源行业的快速发展, 纯电动车辆保有量越来越大, 其续航里程也一直是人们的关注点, 因此对于电动车驱动电机而言, 开发高功率大转矩的电机一直是各大主机厂研究方向。相对于水冷电机, 油冷电机具有高峰值转矩, 高输出效率, 体积小等优势, 因此在新能源车上应用也越来越广泛。

纯电车用电机在开发过程中, NVH 性能作为车辆核心属性, 受到重点关注和研究。相对于传统车, 由于行驶过程中没有发动机噪声的掩蔽效应, 电机噪声将更加突兀。因此在电机开发过程中, 需要对电机 NVH 进行全面评估, 包括开发虚拟仿真分析和实物样件 NVH 验证工作。电机在运行过程中, 电磁

激励作用于定子齿面上, 通过定子结构传递到壳体表面, 壳体上振动能量一部分通过悬置支架等主要结构传递路径传递到车内, 另一部分向车内和车外辐射噪声。因此, 在研究电机 NVH 问题时, 一方面要关注电机工作时的电磁激励力, 另一方面需关注定子和壳体结构的装配衰减特性。

为了有效控制电机振动和噪声, 提升电动车驾驶舒适度, 国内外学者做了很多相关研究。在电磁激励力方面, 文献[1]提出了在定子齿开槽来抑制振动, 并且分析比较了槽深、槽型、槽口宽度对电机齿槽转矩和电磁力的影响。文献[2]提出了不同槽极数对电机振动噪声的影响。文献[3]总结了径向电磁振动和切向电磁振动的来源及影响因素。文献[4]推导了理想条件下作用于定子内表面的径向力波的频率及阶次, 通过试验应用阶次分析法对永

磁同步电机加速过程中的各阶次噪声来源进行了详细的阐述。文献[5]推导了电磁力频率数学表达式,总结了电磁力的频率特征,并通过振动、噪声测试数据对其分析的准确性进行了验证。文献[6]描述了8极48槽PMSM径向力波、噪声来源,并解释了电机噪声受壳体刚度、前后端盖的影响。文献[7-10]分析计算各部件的固有频率,并通过实验验证了有限元的准确性。文献[11]分析了永磁同步电动机的模态,探讨了气隙径向磁密不均匀性,并总结出振动减小的方法。文献[12]提出通过开槽可以间接改变分数槽永磁电机的极槽数配合,以达到削弱激励力波的目的,并采用机械阻抗法对比开槽前后的噪声声功率级频率。在电机控制方向,文献[13]提出了通过谐波电流注入主动降噪方式,通过电流谐波的主动注入补偿,减小了低阶径向激励力幅值,从而抑制了永磁同步电机的振动噪声。

基于上述研究,本文从电机激励源出发,结合电机壳体结构动态特性,利用仿真分析识别出电机NVH风险点,并在试验中验证了仿真的准确性。通过电磁方案优化减小电磁力激励和提升壳体系统刚度特性,从而达成了优化电机NVH性能目的。

1 油冷电机结构及性能

1.1 电机结构

研究对象是一款高性能车辆用的永磁同步电机,采用电子油泵供油冷却。设计方案采用6极对72槽设计,其中转子叠片采用6段V字形斜极方式,定子由硅钢片叠压而成与壳体过盈方式安装,与壳体之间保留冷却通路,在冷却介质流经时由对流换热方式带走电机热量,确保电机在适当的温度范围内运转。电机壳体及定转子结构如图1所示。

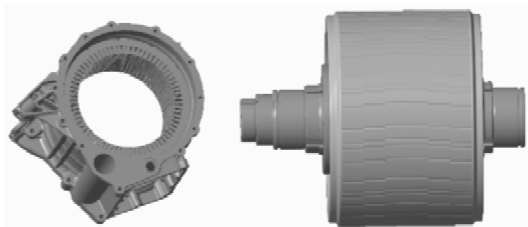


图1 电机定转子结构

1.2 电机性能

本文研究电机参数如表1所示,电机最高工作电压800V,峰值扭矩630Nm,峰值功率450kW。该电机作为高性能四驱车辆的后驱动系统,在车辆请求大扭矩时,该电机开始输出扭矩以满足车辆加速性能。

表1 电机基本参数

参数	参数值
工作电压/V	500 ~ 800
峰值扭矩/Nm	630
最高转速/(r/min)	14000
额定转矩/Nm	200

2 油冷电机 NVH 仿真分析

永磁同步电机振动和噪声的研究相对复杂,是一个多耦合学科耦合问题,涉及电磁、机械、声学等学科。因此研究电机的振动和噪声时,通过电磁软件仿真得到气隙磁密,气隙磁密进行解析得到电磁力密度,而后在电机结构动态特征的基础上进行有限元仿真求解,得到电机壳体上的振动响应和辐射噪声,仿真分析流程如图2所示。

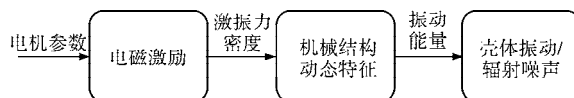


图2 电机 NVH 分析流程

2.1 电磁力解析

驱动电机作为车辆动力来源,工作原理是将电能转化为旋转机械能来驱动车辆。逆变器产生的交流电流输入到定子绕组产生绕组磁势,与气隙中转子内永磁体产生的磁势相互作用形成气隙综合磁势。综合磁势与气隙磁导相乘,形成气隙磁密。气隙磁密分为径向和切向磁密,通过解析可以得到径向力和转矩脉动,其产生过程如图3所示。

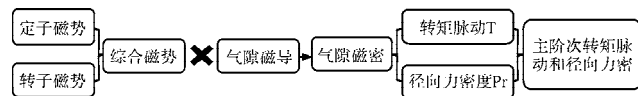


图3 电机电磁力产生过程

电机工作过程中,定转子磁场均为旋转磁场,相互作用后形成随时间和空间不断变化的电磁力特征。假设忽略磁阻,永磁体的磁导率与空气相同,气隙磁密 $b(\theta, t)$ 解析表达式如下:

$$b(\theta, t) = \gamma(\theta, t)f(\theta, t) \quad (1)$$

式中, $b(\theta, t)$ 为气隙磁场密度, $\gamma(\theta, t)$ 为气隙磁导, $f(\theta, t)$ 为综合气隙磁势,其表达式为

$$f(\theta, t) = f_s(\theta, t) + f_r(\theta, t) \quad (2)$$

式中, $f_s(\theta, t)$ 为通电绕组磁势, $f_r(\theta, t)$ 转子永磁体磁势, θ 为定转子相对位置角。通电绕组的磁势与 θ 关系如式(3)所示。

$$f_s(\theta, t) = \sum_p F_p \cos(\omega t - vp\theta) \quad (3)$$

式中, F_p 为电流磁势幅值, p 为极对数, ω 为电机旋转角频率, v 为电流谐波次数,当定子槽数为整数

时, 谐波次数 $v=6k \pm (k = \pm 0, 1, 2, 3, \dots)$ 。

转子永磁体与 θ 的关系如式(4)所示。

$$f_r(\theta, t) = \sum_u F_u \cos(u\omega t - up\theta) \quad (4)$$

式中, F_u 为转子永磁体磁势幅值, u 为永磁体谐波次数, 谐波次数 $u=2k+1 (k=1, 2, 3, \dots)$ 。

考虑定子槽的影响, 不考虑转子凸极带来的气隙磁导变化, 气隙磁导如式(5)所示。

$$\Lambda(\theta) = \Lambda_0 + \sum_{k=1,2,\dots} \Lambda_k \cos(kz\theta) \quad (5)$$

Λ_0 为气隙磁导的恒定分量, Λ_k 为定子开槽产生的 k 次谐波磁导的幅值, z 为定子槽数。

将电流磁势谐波和转子永磁体磁势谐波导入公式(5), 则得到永磁同步电机气隙磁场如式(6)所示。

$$b(\theta, t) = \left[\sum_v F_v \cos(\omega t - vp\theta) + \sum_u F_u \cos(u\omega t - up\theta) \right] * \left[\Lambda_0 + \sum_{k=1,2,\dots} \Lambda_k \cos(kz\theta) \right] \quad (6)$$

基于麦克斯韦张量法, 在忽略气隙磁场饱和的情况下, 作用气隙中电磁力密度计算公式如式(7)所示。

$$p_r = \frac{1}{2u} (B_r^2 + B_t^2) \approx \frac{1}{2u} B_r^2 \quad (7)$$

式中, B_r 为径向气隙磁密分量; B_t 为切向气隙磁密分量。因永磁同步电机切向磁密远小于径向磁密, 通常在考虑电磁力时忽略切向磁密。将式(5)代入式(7)中, 展开将得到 21 项谐波分量, 其中幅值最大的展开项为 $\frac{\Lambda_0^2 \sum F_u F_v}{2u_0}$, 其空间谐波为 $(u \pm v) * p$, 对应的时间谐波阶次为 $(u \pm 1) * f$, ($f = p * \frac{n}{60}$), n 为转速。 u 和 v 分别为转子谐波阶次和通电绕组谐波阶次。

在非共振态的提前下, 空间阶次数 r 与振动响应的 ε_r 解析表达为

$$\varepsilon_r \approx \frac{P}{(r^2 - 1)^2} \quad (8)$$

P 为电磁力密度幅值, r 为空间阶次数。根据上述表达式, 振动响应幅值与空间阶次数的 4 次方成反比, 因此考虑电机 NVH 性能时只需关注空间 4 阶以下阶次。

针对 6 极对 72 槽电机, 对应 2.1 章节中电磁力特性, 其空间电磁阶次计算结果如表 3 所示, 由表 2(a)数据可知, 空间 4 阶以下只存在 0 阶阶次, 因此该极槽配比的电磁力空间 0 阶为 NVH 主要研究阶次。定转子谐波磁场共同作用下, 电机电磁力的时

间阶次如表 2(b)所示, 可以看到空间 0 阶次对应的时间阶次为 0, 36 和 72 阶, 0 阶为直流分量故不考虑其对 NVH 影响。

表 2 电磁力时间和空间阶次分解表

(a) 空间阶次分解表

$up \backslash vp$	6	18	30	42	54	66	78
6	0	12	24	36	48	60	72
-30	-24	-12	0	12	24	36	48
42	36	24	12	0	12	24	36
-66	60	48	36	48	-12	0	12
78	72	60	48	36	24	12	0
-102	-96	-84	-72	-60	-48	-36	-24

(b) 时间阶次分解表

$up \backslash vp$	6	18	30	42	54	66	78
6	0	12	24	36	48	60	72
-30	12	24	36	48	60	72	84
42	0	2	24	36	48	60	72
-66	12	24	36	48	60	72	84
78	0	12	24	36	48	60	72
-102	12	24	36	48	60	72	84

以上是关于电机电磁力的时空阶次解析, 对于 6 极对 72 槽电机, NVH 主要关注阶次为 0 阶空间阶次下的 36 阶和 72 阶时间阶次, 因此后续主要针对 36 和 72 时间阶次做振动噪声研究。

2.2 电磁力仿真结果

根据电磁方案和电机宏观参数, 建立 1/8 电磁模型, 模型如图 4 所示。电机定子外径 260 mm, 定子叠高 107 mm。

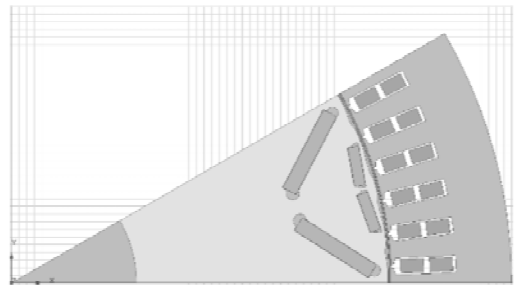


图 4 电机 1/8 电磁模型

根据电磁模型仿真分析, 得到气隙中的磁通密度, 进一步分解得到径向力密度和转矩脉动。本文所研究转速范围 500 - 10000 r/min, 选取 120 Nm 和 420 Nm 转矩点为 NVH 评估工况。根据 2.1 章节中关于电磁力的解析, 在 Maxwell 中输出空间 0 阶下时间 36 和 72 阶径向和切向电磁力。图 5 中图 5(a)和图 5(b)分别是 36 和 72 阶的转矩波动, 图 5(c)和图 5(d)为 36 和 72 阶的径向电磁力。

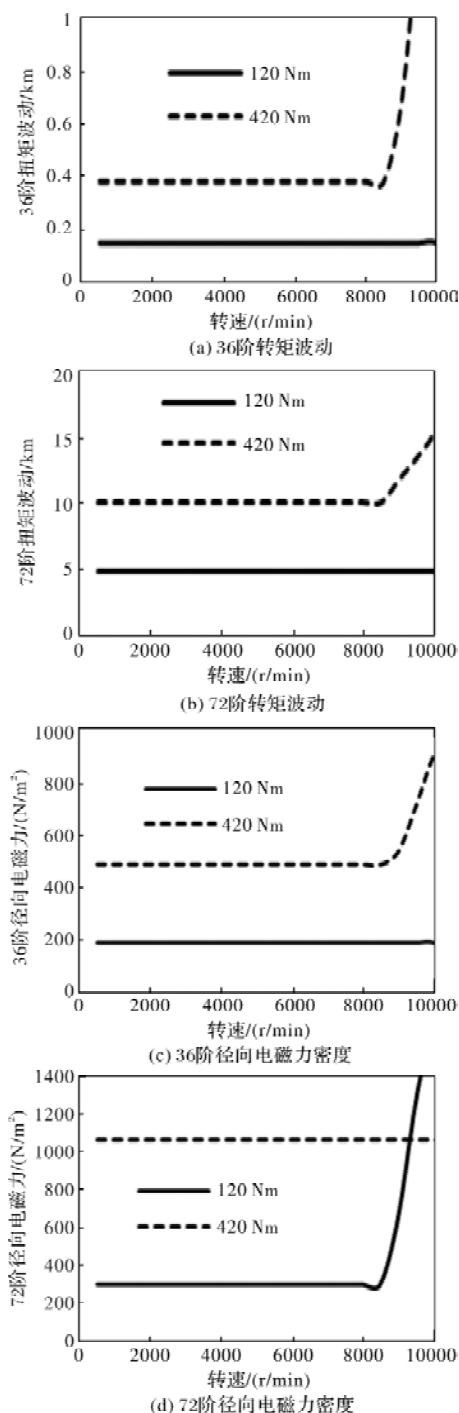


图5 电机转矩波动及电磁力分解

电磁激励在恒转矩段数值恒定不变, 到达功率转折点后, 电机进入弱磁区域, 电流快速增大导致电磁力突变上升。大扭矩工况 420 Nm 电磁力密度和转矩波动明显大于小扭矩工况 120 Nm, 72 阶转矩波动和径向电磁力明显大于 36 阶, 其中 72 阶径向电磁力密度远超 500 N/m^2 , 由此认为 72 阶 NVH 风险较大。

2.3 振动响应仿真结果

对于大数量级的有限元模型, 采用精度和效率较高的模态叠加法进行振动响应仿真, 在定子齿表面映射仿真得到电磁力密度, 求解得到壳体外表面

产生振动和辐射噪声。选取壳体上靠近悬置位置的点作为仿真结果输出, 并与样机振动测试点一致, 如图 6 所示。

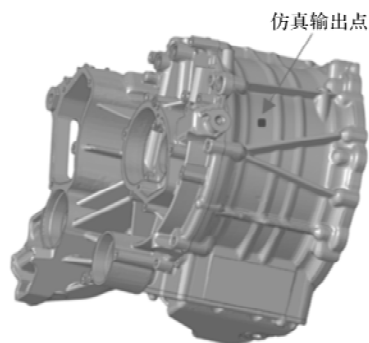


图6 电机仿真结果输出点

图 7 为电机扭矩 420 Nm 工况的计算结果, 可以看到电机 36 阶和 72 阶在 4800 Hz 附近出现峰值, 且 1500 Hz 以下和 3500 Hz 以上振动位移幅值均超过 -30 dB, 预测电机啸叫的风险较大。

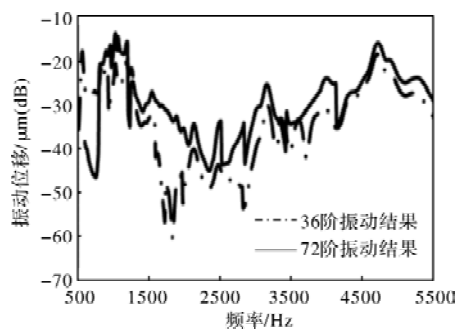


图7 阶次振动响应仿真结果

3 NVH 测试结果

3.1 电机 NVH 测试工况

如图 8 所示, 在半消声室中测试电机总成的振动和噪声, 其中麦克风与电驱总成外包络面 1m 的距离, 分别是左、右、前、后、上共 5 个方向的麦克风。振动传感器位置与仿真输出点保持一致。电驱总成与台架之间采用橡胶解耦方式连接, 橡胶刚度与整车悬置刚度一致, 以确保测试结果的稳定性和一致性。

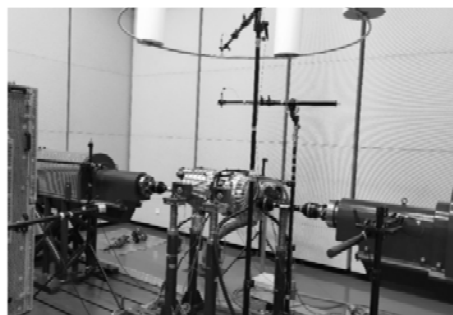


图8 电驱总成 NVH 测试台架

测试过程中采用恒扭矩升速工况, 转速范围 500 – 10000 r/min, 受台架最大扭矩限制, 测试正驱扭矩范围为 0 – 420 Nm。

3.2 电机 NVH 测试结果

图 9 为电机壳体上测点位置的振动加速度频谱图, 电机转矩为 420 Nm。从图中可以看出电机升速工况 36 和 72 阶次明显, 72 阶在整个转速段内幅值较高。

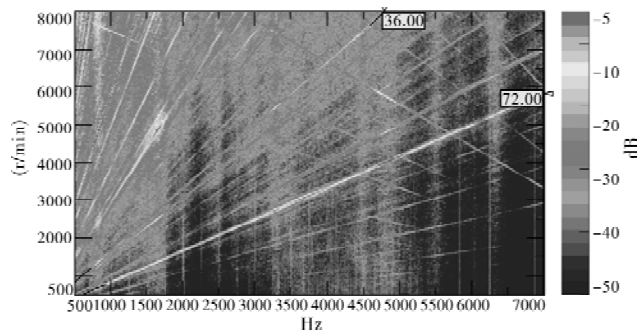


图 9 升速工况振动 colourmap 图

提取 36 和 72 阶振动位移幅值, 如图 10 所示, 可以看出 36 阶振动在 1000 Hz 和 4800 Hz 左右存在峰值, 且超出目标值 5 dB – 10 dB; 72 阶振动幅值在 5000 Hz 以下超出目标值 5 dB – 15 dB, 其中 1000 Hz – 2000 Hz 超出目标值。

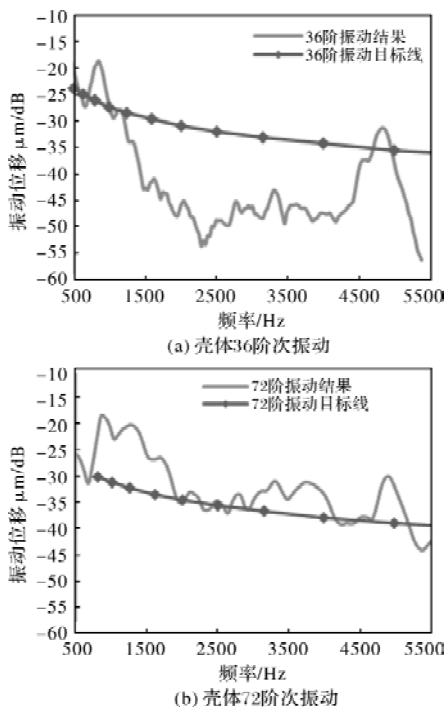


图 10 电机阶次振动测试结果

3.3 测试与仿真结果对比

为了验证仿真分析的可靠性, 把仿真和测试结果做了对比, 图 11 为 36 和 72 阶的振动对比结果。仿真与测试的转矩均为 420 Nm 工况, 从图中可以看

出, 仿真出的振动与测试的振动趋势上一致, 振动峰值的频率对应关系较好。3000 Hz 以上仿真结果幅值略大于测试结果, 主要是仿真时输入的模态阻尼值为定值所致。通过标定测试阻尼后, 仿真和测试的吻合度将进一步提升。

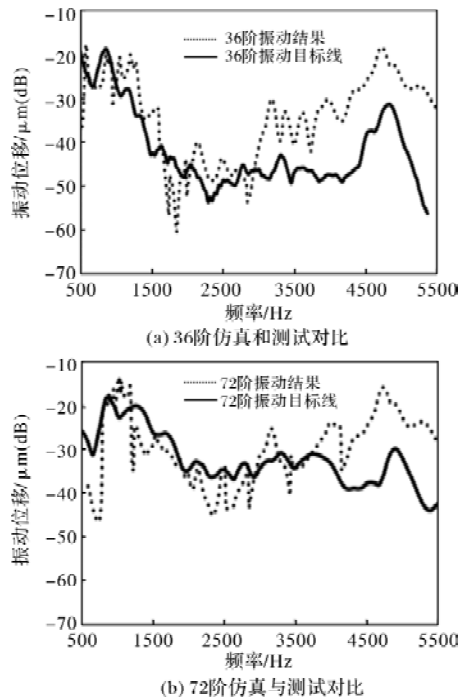


图 11 仿真与测试振动结果对比

3.4 问题原因分析

电机在输入电流和电流角不变的情况下, 电磁激励在频域内非弱磁区域的幅值均为恒定值, 因此在阶次振动上出现的峰值, 初步判定为由于电磁激励激起电机定子及壳体结构的固有频率产生, 从仿真分析结果可以进一步证明此机理。图 12(a) 为电机定子和壳体装配体组成的呼吸模态振型, 是引起壳体 4800 Hz 振动的最主要原因; 1000 Hz 左右的频段峰值主要是由于壳体表面模态振型被激起, 如图 12(b) 所示。因此该电机 NVH 问题主要从降低电机电磁力激励和加强电机壳体结构刚度两个方面进行。

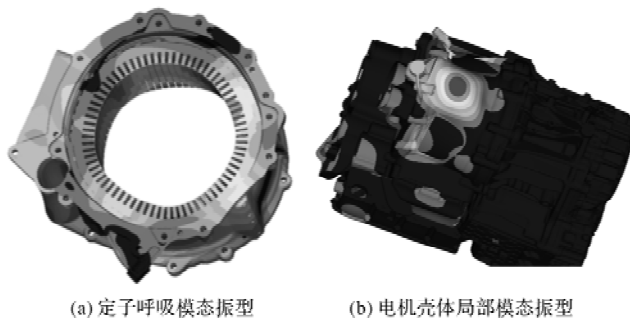


图 12 电机和壳体模态分析结果

4 电机优化方案

4.1 电磁力优化方案

根据 3.3 中原因分析, 针对电磁方案进行优化以降低电磁力, 经过几轮优化后发现该电机转子辅助槽和斜极角度对电磁力的影响较大。为了兼顾电机的峰值扭矩和效率性能, 最终电磁优化方案如表 3 所示。

表 3 电磁优化参数

参数	参数值
气隙/mm	0.05
斜极角度/(°)	1.2
大磁钢夹角/(°)	5
小磁钢夹角/(°)	8

4.2 电机结构优化方案

加强壳体结构刚度, 可以改变结构动态特性, 增强壳体对于电机激励的衰减能力, 从而抑制电机运转时的振动和噪声。如图 13 所示, 优化方案壁厚从 4 mm 增加到 5 mm, 壳体表面加横向筋以提高壳体轴向刚度。

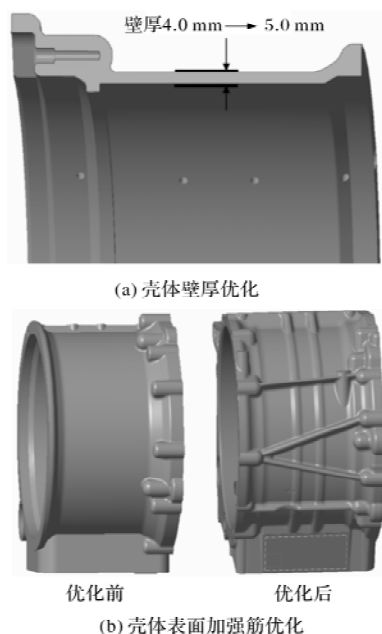


图 13 电机壳体优化措施

4.3 优化方案电磁力分析

优化后的电磁方案, 提取其阶次转矩波动和径向电磁力密度和转矩波动如表 4 所示, 420 Nm 工况 36 和 72 阶电磁力和转矩波动均有不同程度的下降, 优化后转矩波动下降了 85%, 径向电磁力密度下降了 60%, 该优化电磁优化方案不仅降低了主阶次的径向电磁力, 又减小了转矩波动。

表 4 优化前后电磁激励对比

参数	优化前	优化后
36 阶转矩波动/ $\text{N} \cdot \text{mm}$	0.38	0.3
72 阶转矩波动/ $\text{N} \cdot \text{mm}$	10	1.53
36 阶电磁力密度/ (N/mm^2)	587	482
72 阶电磁力密度/ (N/mm^2)	710	294

4.4 优化方案验证效果

优化方案经台架测试验证, 36 和 72 阶阶次振动幅值存在明显改善, 如图 14 所示。从图 15(a) 和图 15(b) 可以看出, 36 阶振动在 1500 Hz 以下和 4800 Hz 频段可以优化 5 – 10 dB, 72 阶振动在 5000 Hz 以下频段可以优化 10 – 20 dB, 表明此优化方案 NVH 效果较好, 可以满足 NVH 要求, 预测电机啸叫风险较小。

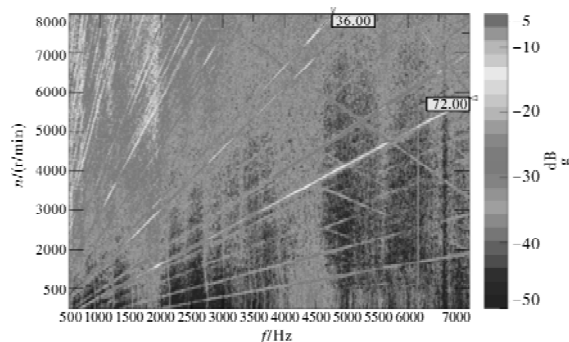


图 14 优化方案振动彩图

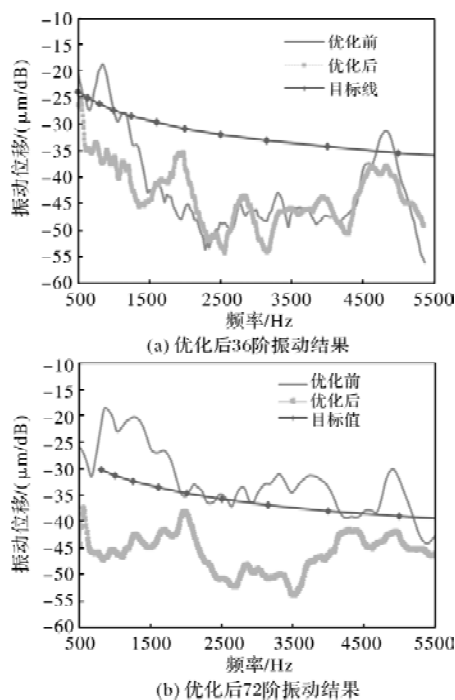


图 15 电机优化方案测试结果

5 结 论

针对车用永磁同步电机的 NVH 问题,通过仿真和测试相结合的方法,在开发前期识别出 NVH 问题点,通过研究优化最终有效改善该问题。得到的结论如下:

(1) 永磁同步电机的振动阶次特性可以根据极槽比确定,对于 12 极 72 槽永磁同步电机, NVH 性能重点关注空间 0 阶下的 36 和 72 阶时间阶次。

(2) 电机 NVH 性能可以通过仿真分析的方法来预测,电磁仿真解析得到阶次扭矩波动及径向电磁力密度,通过有限元求解得到振动响应结果,仿真与测试结果吻合度较高,验证了仿真分析的准确性。

(3) 电机的 NVH 性能优化可以根据实际问题研究,电磁激励和传递路径是主要的优化途径。电机电磁方案设计对电磁激励起决定性作用,优化 NVH 的同时也要兼顾电机其他性能;壳体设计时需规避壳体局部模态,尽量提升壳体对激励的衰减特性。

参考文献

- [1] 王轶楠,唐冲,颜钢锋. 定子齿冠开辅助槽抑制永磁电机齿槽转矩[J]. 微电机, 2014, 47(10): 20-23.

- [2] 高辉,尹红彬,王永超,等. 不同槽极数配合的永磁电机噪声特性分析[J]. 微电机, 2019, 52(3): 1-4.
- [3] 孙玲,章桐,于蓬. 永磁同步电机激励特性分析[J]. 机电一体化, 2014, 20(8): 36-40.
- [4] 林福,左曙光,吴双龙,等. 基于阶次分析的永磁同步电机噪声源识别[J]. 农业工程学报, 2016, 32(17): 69-76.
- [5] 宋志环. 车用驱动电机电磁振动噪声源诊断技术[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(7): 97-101.
- [6] 林巨广,吴梦. 基于模态分析的永磁同步电机噪声研究[J]. 机械设计, 2020, 37(3): 33-34.
- [7] 郑江,代颖,石坚. 车用永磁同步电机的电磁噪声特性[J]. 电工技术学报, 2016, 31: 53-59.
- [8] 倪明明,廖连英,左言言,等. 车用永磁电机电磁振动与噪声分析[J]. 微特电机, 2015, 43(3): 9-13.
- [9] 李晓华,刘成健,梅柏杉,等. 电动汽 IPMSM 宽范围调速振动噪声源分析[J]. 微特电机, 2018, 38(17): 5219-5227.
- [10] 李晓华,黄苏融,李良梓. 电动汽车用永磁同步电机振动噪声的计算与分析[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(8): 37-42.
- [11] 谢颖,黄苏融,李良梓,等. 内置永磁同步电机减振设计与研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(18): 5437-5445.
- [12] 张冉,王秀和,乔东伟,等. 基于辅助槽的永磁电机激励力波削弱方法[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 103-108.
- [13] 杨浩东,陈阳生. 分数槽永磁同步电机电磁振动的分析与抑制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(24): 83-89.

(上接第 52 页)

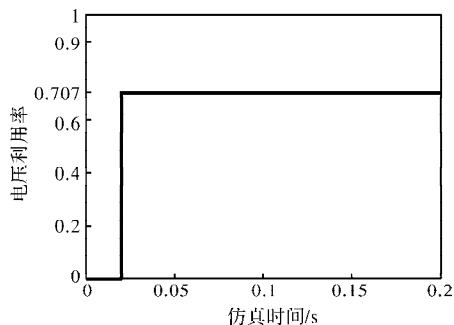


图 16 $m = \frac{2}{\sqrt{3}}$ 时 SVPWM 方案 A 相电压利用率仿真波形

电压利用率表示为

$$\eta = \frac{\sqrt{3} \frac{2}{\pi} U_d}{\sqrt{2} U_d} = 0.78 \quad (21)$$

在过调制区(线性区和方波调制模式之间),此时电压利用率在 0.707-0.78 之间,无固定公式。

3 结 语

本文对 SPWM 和 SVPWM 两种控制方案的调制度和电压利用率展开了系统研究,为后续提升电驱系统性能提供理论基础。首先在 SPWM 控制方案下,按照不同区间对调制度概念展开理论分析,并利用仿真手段对分析结果进行验证,然后在不同调制度区间下对电压利用率进行了阐述,仿真验证了当调

制度增加到一定值后,SPWM 方案的控制效果近似等效为方波控制方案;其次在 SVPWM 方案下,对线性区、过调制区、六拍模式区的调制度和电压利用率进行了理论分析及仿真验证。

参考文献

- [1] 陈清泉,孙立清. 电动汽车的现状和发展趋势[J]. 科技导报, 2005(4): 24-28.
- [2] 徐衍亮. 电动汽车用永磁同步电动机及其驱动系统研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2001.
- [3] 袁登科,徐延东,李秀涛. 永磁同步电动机变频调速系统及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2015, 435.
- [4] 海瑟姆·阿布鲁. 交流传动系统高性能控制及 Matlab/Simulink 建模[M]. 北京: 机械工业出版社, 2019, 432.
- [5] 李亚伟,顾汝彬,张琳,等. 永磁同步电机周期载波调制技术研究[J]. 计算机与数字工程, 2022, 50(12): 2791-2796, 2802.
- [6] 暴杰,许重斌. 电动汽车用超高效率电机驱动系统关键技术研究[J]. 汽车工艺与材料, 2023(2): 63-71.
- [7] 江哲懿. 电动汽车永磁同步驱动电机控制方法的研究[D]. 北京: 清华大学, 2012.
- [8] 任劲松,刘栋良,徐正华. 永磁同步电机弱磁控制中过调制算法的应用[J]. 工业控制计算机, 2016, 29(3): 133-134, 136.
- [9] 张艳芳,林飞,马志文,等. 两种 SVPWM 过调制方法的比较研究[J]. 北京交通大学学报, 2005(2): 39-43.
- [10] 宛世源. SVPWM 过调制算法研究与实现[D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.

磁悬浮系统振动抑制方法综述

甘雨琴, 黄苏丹, 曹广忠, 胡智勇, 范雪

(深圳大学 广东省电磁控制与智能机器人重点实验室, 机电与控制工程学院, 广东 深圳 518060)

摘要: 磁悬浮系统是无接触、非线性、多变量耦合、易受干扰的机电系统, 悬浮对象容易产生振动, 导致磁悬浮系统的动态性能降低和运行不稳定, 解决磁悬浮系统振动问题是实现其高性能运动的前提之一。基于国内外磁悬浮系统振动抑制的研究现状, 论文分析磁悬浮系统振动的产生原因, 给出磁悬浮系统的动力学模型, 分别探讨磁悬浮列车、磁悬浮轴承和磁悬浮电机的振动抑制方法, 并仿真分析磁悬浮高速电机的振动抑制, 为磁悬浮系统的高精度位置控制提供基础。

关键词: 磁悬浮系统; 动力学模型; 振动抑制

中图分类号: U266.4; TB535; TM301.2

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)08-0060-07

Review of Vibration Suppression Methods for Magnetic Levitation Systems

GAN Yuqin, HUANG Sudan, CAO Guangzhong, HU Zhiyong, FAN Xue

(Guangdong Key Laboratory of Electromagnetic Control and Intelligent Robot,

College of Mechatronics and Control Engineering, Shenzhen University, Shenzhen Guangdong 518060)

Abstract: Magnetic levitation (maglev) system is a non-contact, nonlinear, multi-variable coupling and easily disturbed electromechanical system. The suspended object is prone to vibration, which leads to the reduction of dynamic property and unstable operation of the maglev system. Therefore, the vibration suppression method of maglev system was analyzed and summarized in this paper. Firstly, the causes of vibration of the maglev system were analyzed. Secondly, the dynamic modeling of the maglev system was given, and then the vibration suppression methods of the maglev train, the maglev bearing and the maglev motor were summarized and discussed. Finally, the vibration suppression simulation and analysis of the maglev high-speed motor were carried out. Overall, the review aims to provide a reference for the realization of the high-precision position control of the maglev system.

Key words: magnetic levitation system; dynamic model; vibration suppression

0 引言

磁悬浮技术具有无接触、无污染、高速和低能耗等特点, 引起国内外众多专家学者和工业领域的极大关注^[1]。磁悬浮技术在 1842 年首次被提出后, 经过半个多世纪的发展, 其在磁悬浮列车、磁悬浮轴承、磁悬浮电机、航天发射和心脏泵等领域得到了广泛的应用。

但磁悬浮系统的无接触、非线性、多变量耦合且易受干扰特性使其悬浮对象比较容易产生振动, 从而导致磁悬浮系统的动态性能下降和运行不稳

定^[2]。探寻磁悬浮系统的振动产生原因, 并针对振动原因采取相应措施抑制和消除磁悬浮系统的振动, 是其在列车、轴承、电机等领域应用中必须要解决的实际问题^[3]。

磁悬浮列车的车轨耦合、系统非线性和外部干扰是引起磁悬浮列车悬浮失稳振动的重要原因, 研究磁浮列车的车轨耦合振动, 明确磁浮列车和轨道桥梁间的作用关系, 可以确保磁浮列车的安稳运行和乘客乘坐舒适^[4]。磁悬浮轴承的转子质量不平衡和传感器偏差等原因导致不平衡振动的产生, 该振动会使得控制电流、电磁力和转子位移与实际值由

收稿日期: 2023-02-15

基金项目: 国家自然科学基金(52277061、51907128); 广东省自然科学基金(2021A1515011704); 深圳市自然科学基金基础研究重点项目(JCYJ20220818095804009)。

作者简介: 甘雨琴(1998), 女, 硕士研究生, 研究方向为磁悬浮电机控制。

通讯作者: 黄苏丹(1986), 女, 博士, 副教授, 研究方向为电机与磁悬浮系统设计与控制。

偏差,导致系统运行的稳定性降低、损耗增大,且在高转速运行状态下发生系统失稳的情况^[5]。由于机械原因导致的质量不平衡、电机系统的非线性和外部干扰等原因引起磁悬浮电机转子产生与转速同频或倍频的悬浮力^[6],电机机壳受到其反作用力,从而引起电机振动,减少电机的使用寿命。

本文通过调研大量文献,对磁悬浮列车、磁悬浮轴承和磁悬浮无轴承电机的振动原因及抑制方法进行总结和分析。

1 磁悬浮列车振动抑制

1.1 工作原理和振动原因

根据悬浮原理的不同,磁悬浮列车可以分为电磁(Electromagnetic Suspension, EMS)悬浮列车、电动(Electrodynamic Suspension, EDS)悬浮列车和高温超导钉扎(High temperature superconducting pinning levitation, HTS PL)悬浮列车。其中 EMS 型磁浮列车是通过悬浮架上的电磁铁和轨道上的铁磁产生电磁吸力,克服列车重量使列车悬浮; EDS 型磁浮列车是通过列车车体上的超导电磁和轨道上的线圈产生电磁斥力实现车体悬浮; HTS PL 型磁浮列车由于高温超导体冷却进入超导态后,在钉扎中心作用下,量子磁通线由于超导体的束缚,形成“磁通钉扎”效应,此时高温超导体系统产生的排斥力和吸引力实现了 HTS PL 系统的稳定悬浮^[7]。

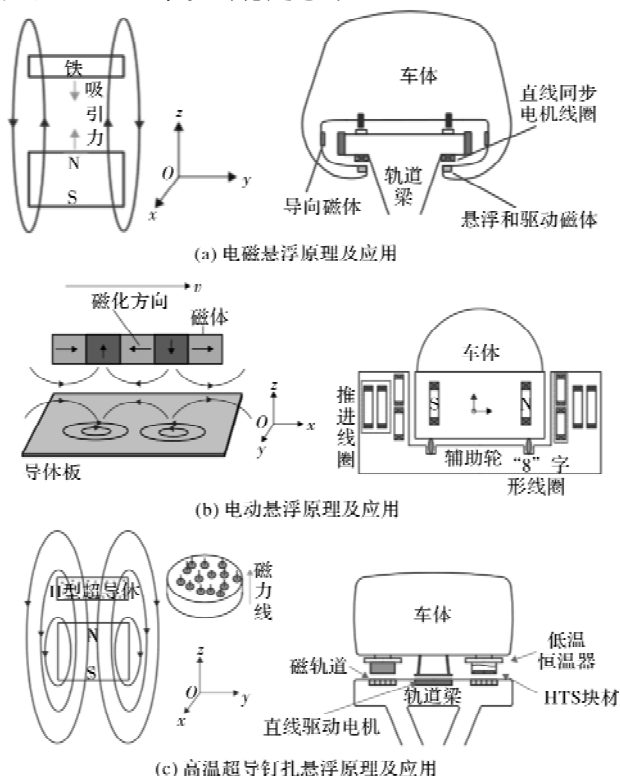


图1 三种悬浮原理及应用

与传统的轮轨列车不同的是,磁悬浮列车车轨之间的耦合会导致列车在运行时产生自激振动,对整个磁悬浮列车系统有极大的影响。当电磁铁提供磁悬浮列车所需的最大悬浮力时,磁体产生的力和距离之间是非线性的,这意味着磁悬浮列车的动力学模型为非线性,列车悬浮间隙悬浮失稳振动。此外,国防科技大学的施晓红和龙志强通过分析磁悬浮系统的非线性振动现象,证明了只要磁浮轨道存在弹性,车轨耦合振动就无法避免^[8]。因此建立磁悬浮列车-车轨系统动力学模型,从多角度分析磁悬浮列车振动的原因,寻找合适的抑制振动的控制策略很有必要。

1.2 动力学模型

磁悬浮列车是一个强耦合多物理场作用的机电系统,明确车轨之间的关系是解决其动力学问题的关键^[8]。

磁悬浮列车动力学建模方法的研究发展到目前,已形成了一套系统且全面的研究方法^[9]。首先分析车体及悬浮模块的受力,推导其运动方程;再利用机械导向结构的作用模型得到磁悬浮列车导向力的传递关系,建立约束方程;最后通过消除理想约束力,得到独立变量的动力学方程,三者联立,得到磁浮列车的车-轨耦合动力学模型^[10-11]。

成都大学陈双喜建立的典型中低速磁浮车辆—轨道—桥梁耦合动力学模型如图2所示^[12]。

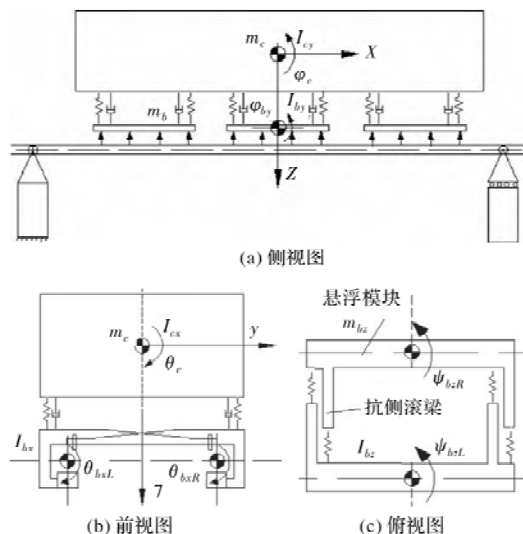


图2 中低速磁浮车辆—轨道—桥梁耦合动力学模型

1.3 振动抑制方法

针对磁悬浮列车车体和轨道之间的耦合振动,有以下抑制措施:一种是优化磁悬浮列车系统。优化轨道和桥梁的参数,在车体中增加阻尼装置等。例如在转向架上增加阻尼线圈,即可在转向架和轨

道之间增加电磁阻尼力,消耗转向架的振动能量;长崎大学^[13]在转向架侧壁设置了线圈装置,该装置受到地面悬浮/导向线圈感应磁场作用,会生出感应电流,同时该线圈装置和轨道之间会产生力的作用,再对转向架侧壁线圈内的电流加以控制,就可以实现对车轨之间电磁力的控制,当电磁力的方向恰好与转向架的运动方向相反时,就可以把转向架和轨道线圈之间的电磁力用作阻尼力,车辆初级悬挂阻尼将得到提升,可以抑制车辆振动。

另一种是优化磁悬浮系统的悬浮控制律。西南交通大学对单磁悬浮系统建立了车体-悬浮架-轨道的动力学模型,运用瞬时最优控制算法抑制车-轨自激振动^[14]。对磁悬浮系统的非线性问题,海军工程大学提出了一种改进的多通道 FxLMS(Filtered-x Least Mean Square)算法,将非线性引起的谐波频率作为额外的线谱激励进行控制,实验表明,改进的算法比传统的算法有更好的振动抑制效果^[15]。国防科学技术大学运用 Nyquist 准则对磁浮系统模型的自激振动稳定性进行分析,利用虚拟调谐质量阻尼器对振动进行抑制^[16];韩国 Kong Eunho 通过建立简化磁浮系统模型,分析了非线性车轨耦合振动^[17]。湖南大学研究了具有时滞反馈信号的磁悬浮列车悬挂系统平凡解的局部动力学方程,结果表明,通过适当地选择时滞和控制参数确定 Hopf 分岔和周期解的幅值,可以有效限制磁浮系统的振动^[18]。

由于磁悬浮列车系统的复杂非线性,目前对悬浮的控制算法越来越多采用适合非线性的自适应算法和模糊控制算法。

2 磁悬浮轴承振动抑制

2.1 工作原理和振动原因

与传统机械轴承不同,近年发展起来的磁悬浮轴承采用可控电磁力实现对转子的无接触支承,可以适应从静止到高速的宽转速范围应用,且具有无摩擦、寿命长等优点。因此,磁悬浮轴承广泛应用于磁悬浮高速电机、离心压缩机、飞轮储能和人工心脏泵。

磁轴承结构示意图如图 3(b)所示,首先利用位移传感器检测转子的位移信号,再由数字控制器对其进行处理传递出电流控制信号,最后经过功率放大器产生电流,与电磁体作用产生电磁力使转子稳定悬浮^[19-20]。

北京航空航天大学通过研究表明转子不平衡、传感器检测误差和磁中心偏差是磁悬浮轴承在高速

旋转时产生振动的主要原因^[20]。除此之外,磁轴承和功率放大器的非线性也会引起磁轴承系统振动。

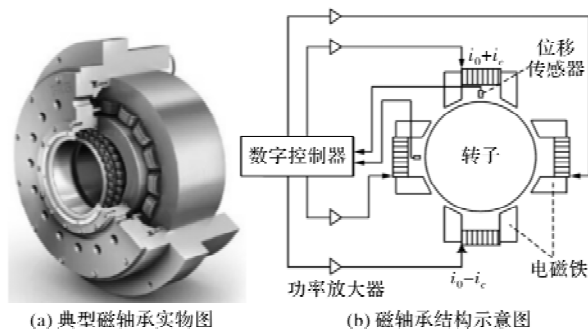


图3 磁悬浮轴承示意图

由于机械加工等因素导致的转子不平衡使得转子的惯性轴和几何轴中心不重合,此时为了使转子绕惯性轴旋转,磁悬浮轴承系统会产生所需的向心力和力矩,从而引起与转子转速同频的振动^[21];系统中传感器的输出信号会引入谐波分量,使得系统产生与转速同频和倍频的振动力和力矩^[22];当磁轴承的磁中心存在误差时,使得转子的实际悬浮位置有相对偏差,磁悬浮转子的径向位移会存在多谐波分量,因此产生多谐波的力和力矩^[23]。功率放大器输入信号的变化太快时,输出电流的锯齿波波形含有同频和倍频成份,引起倍频振动。

2.2 磁轴承转子动力学模型

磁轴承的电磁力表达式为

$$f_x = f_{x1} - f_{x2} = \frac{\mu_0 AN^2}{4} \left[\left(\frac{I_0 + i_x}{C_0 + x \cos \alpha} \right)^2 - \left(\frac{I_0 - i_x}{C_0 - x \cos \alpha} \right)^2 \right] \quad (1)$$

上述表达式的参数与文献[24]一致。

在工作点附近将电磁力略去高阶小量进行线性化处理,

$$f_x = \frac{\mu_0 AN^2 I_0^2 \cos^2 \alpha}{C_0^2} x + \frac{\mu_0 AN^2 I_0 \cos \alpha}{C_0^2} i_x = k_h x + k_i i_x \quad (2)$$

其中, k_h 为位移刚度系数, k_i 为电流刚度系数^[24]。

当转子绕轴承中心旋转时,由于质量偏心而产生的离心力,即不平衡力为

$$\begin{cases} f_{ubx} = \varepsilon \cos(\omega t + \theta) m \omega^2 \\ f_{uby} = \varepsilon \sin(\omega t + \theta) m \omega^2 \end{cases} \quad (3)$$

其中, m 为转子质量, f_{ubx} 和 f_{uby} 分别为 x 和 y 方向的不平衡力; ω 为转子转速。

根据牛顿第二定律,可得转子的动力学方程为

$$\begin{cases} m \ddot{x} = \varepsilon \cos(\omega t + \theta) m \omega^2 + k_h x + k_i i_x \\ m \ddot{y} = \varepsilon \sin(\omega t + \theta) m \omega^2 + k_h y + k_i i_y \end{cases} \quad (4)$$

2.3 振动抑制方法

自 20 世纪 70 年代开始,国内外专家学者对

抑制磁轴承的转子不平衡产生的振动展开研究, 至今已经取得了很大的发展。不平衡振动控制方法可以分为两类, 一类是不平衡补偿, 通过补偿转子的位移, 使转子位移最小化; 一类是自动平衡, 通过补偿转子的电磁力或电流, 使转子作用力最小^[25-26]。

上述两类振动抑制方法是通常为以下两种方式: 一种是加入滤波算法自适应地滤除不平衡信号; 另一种是添加前馈信号对不平衡力、控制电流或者位移等进行补偿^[5]。

自适应滤波算法主要是凹陷滤波算法和最小均方误差 (Least Mean Square, LMS) 算法。最早的滤波措施是在闭环控制系统中加入凹陷滤波器, 利用陷波滤波器滤除信号中的振动信号, 从而转子可以无阻碍通过临界转速^[27]。清华大学即采用凹陷滤波算法滤除系统中的不平衡信号^[28-29]。LMS 算法是一种离散的自适应陷波器, 南京航空航天大学提出了基于 LMS 算法的实时变频切换控制策略, 使得系统的周期性不平衡激振力被有效降低^[30]。北京航空航天大学考虑到功放低通特性的影响, 提出自适应 LMS 算法的前馈补偿, 抑制了系统同频振动^[31], 其原理图如图 3 所示。

对于谐波振动, 可以分别对各次谐波进行抑制, 其典型方法就是利用多个陷波器, 南京航空航天大学利用并联的多个陷波器实现了全转速的振动控制^[32]。除此之外, 还可以选择用算法对谐波进行统一抑制; 北京航空航天大学提出一种基于频域自适应 LMS 算法的谐波振动抑制方法; 除此外, 为了实现了任意转速下的谐波电流抑制, 还提出了一种针对低次主导谐波的通用选择分数阶重复控制方法^[33-34]。

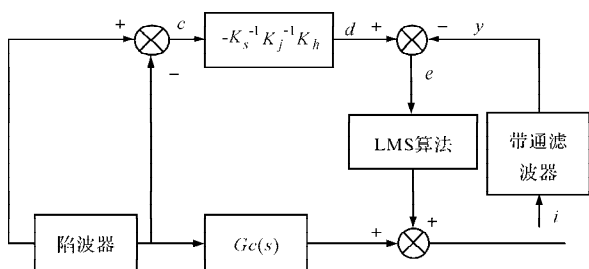


图4 自适应 LMS 算法的前馈补偿

3 磁悬浮无轴承电机振动抑制

磁悬浮无轴承电机的振动产生原因及产生振动模块的动力学模型和磁悬浮轴承系统相似, 因此以

下介绍无轴承磁悬浮电机的振动抑制方法。

磁悬浮无轴承电机兼具有磁轴承电机的优点, 目前对无轴承电机的研究主要集中在无轴承开关磁阻电机、无轴承永磁同步电机、无轴承异步电机和无轴承永磁薄片电机等。

磁悬浮无轴承电机的转子质量不平衡, 偏离几何中心引起转子悬浮位移幅值增加, 导致定转子间的径向磁力增大引起定子机壳变形, 从而使定子产生振动和噪声, 要抑制这一振动和噪声, 即要采用合适的控制策略补偿转子质量不平衡带来的影响。

日本 M. Takemoto 等人通过提前检测转子质心位置, 利用前馈补偿控制来实现对转子质量不平衡的补偿, 但质心位置的检测过程繁杂、电机本体参数是固定的, 因此这种补偿方式适用性差^[35]。相比之下, 基于自适应的不平衡补偿算法更适用抑制此类电机的振动。

南京航空航天大学对质量偏心导致的振动提出了径向力反馈控制补偿转子偏心的非线性影响; 设计基于 LMS 算法的自适应凹陷滤波器并将其加入到无轴承开关磁阻电机系统中, 有效抑制了转子偏心振动; 从电机本体出发, 提出利于减小无轴承开关磁阻电机振动和噪声的主绕组线圈联结方式; 提出一种基于坐标变换和低通滤波器的补偿控制策略, 实验结果表明该方法不仅可以适应不同转子转速, 还可以使得转子的同频振动位移得到有效补偿^[36-39]。

北京交通大学从电机本体出发, 通过对定子进行模态分析, 确定与定子固有频率相同的径向力谐波频率, 提出共悬浮绕组连接方式, 结果表明, 该绕组连接方式比传统方式的转矩脉动小, 可以有效减小电机的振动噪声^[40]。

江苏大学对抑制永磁同步电机和无轴承异步电机由于转子不平衡导致的振动, 进行了大量研究。在电磁转矩和电磁悬浮力解耦的基础上, 设计了基于前馈补偿控制器的振动控制策略; 提出基于多频率跟踪算法的无轴承永磁同步电机转子自适应抑制振动控制策略, 仿真实验结果表明, 该控制方法在不同结构和转速情况下, 均可发挥抑制振动作用; 除此外, 还设计了一种基于坐标变换的转子振动前馈补偿控制系统抑制转子的振动; 以及一种基于不平衡质径积搜索的补偿控制策略, 该策略可以在转速全域都有效地减小转子振动幅度; 对于外转子无

铁心的 BPMSM 的振动, 提出变步长 LMS 自适应滤波器的不平衡补偿控制策略; 还设计了 2 种不同的补偿策略, 在最小位移准则下基于径向神经网络的控制方法对转子的位移进行控制, 和在最小作用力准则下提出了不平衡质径积搜寻的补偿控制策略, 仿真实验验证了两种补偿控制策略对无轴承异步电机转子振动抑制的有效和可行性^[41-47]。

除此外, 还有清华大学的朱煜团队、浙江大学祝长生团队、日本和韩国的研究学者等也对无轴承电机的振动提出补偿策略。

4 磁悬浮高速电机振动抑制仿真分析

基于文献[48]对磁悬浮高速电机转子系统的振动抑制进行仿真实验。

以磁悬浮高速电机转子单自由度控制系统为研究对象, 其动力学模型如式 4 所示。考虑到系统自身存在的干扰问题, 在建立磁悬浮高速电机转子控制系统时, 加入一个峰值为 50N、频率为 500Hz 的不平衡力作为内部扰动, 控制器选用 PID 控制, 加入状态扩展观测器(ESO)对转子系统的振动进行抑制, 磁悬浮高速电机转子悬浮系统的结构框图如图 5 所示^[25]。

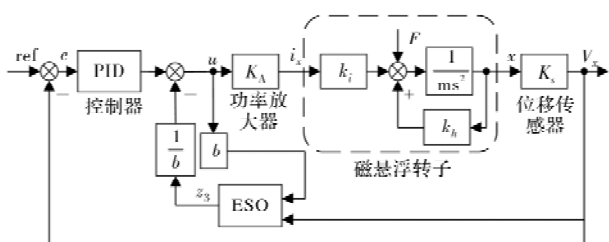


图5 基于 ESO 的磁悬浮高速电机转子系统结构框图

根据文献[48], PID 控制器的传递函数表示为

$$\text{PID}(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (5)$$

将磁悬浮高速电机转子简化为单输入单输出的模型, 传递函数为

$$G(s) = \frac{X(s)}{I(s)} = \frac{k_i}{ms^2 - k_h} \quad (6)$$

将 ESO 简化为一个单输入单输出系统, 传递函数为

$$\text{ESO}(s) = \frac{z_3(s)}{V_x(s)} = \frac{\beta_{03}s^3 + \beta_{03}bK_D s^2 + \beta_{03}bK_P s + \beta_{03}bK_I}{s^4 + \beta_{01}s^3 + \beta_{02}s^2 + \beta_{03}s} \quad (7)$$

其中, $b = k_i/m$, 为保证系统收敛, 将增益参数配置为 $\beta_{01} = 3\omega$, $\beta_{02} = 3\omega^2$, $\beta_{03} = \omega^3$, 因此, 增益系数 ω

决定了 ESO 系统的收敛性和磁悬浮电机转子系统的稳定性^[48]。

在 MATLAB/Simulink 中建立如图 5 所示的磁悬浮电机转子控制系统, 在系统稳定悬浮时添加一个强度为 0.03 的白噪声, 以此验证控制系统对白噪声的抑制效果。

令 ESO 的控制增益系数 ω 分别为 10, 500, 5000, 系统输出的转子振动波形如图 6 所示。由图可知, $\omega = 10$ 时, 系统输出不稳定。 $\omega = 500$ 时, 系统输出较为稳定, 转子振动大幅度下降, 峰值为 $2.34 \mu\text{m}$; 当 $\omega = 5000$ 时, 系统输出稳定, 转子振动峰值为 $0.26 \mu\text{m}$, 相较于 $\omega = 500$ 时, 转子振动量下降了 88.89%。

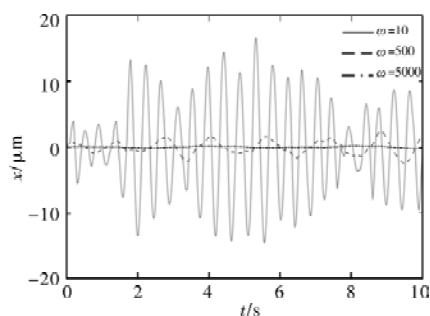


图6 不同 ESO 控制增益 ω 的磁悬浮高速电机转子振动波形

$\omega = 5000$ 时, 有无加入 ESO 的磁悬浮电机转子系统的振动波形如图 7 所示, 在未加入 ESO 的 PID 控制下, 转子振动峰值为 $5.24 \mu\text{m}$, 加入 ESO 的 PID 控制下, 转子振动大幅度下降, 峰值为 $0.26 \mu\text{m}$, 较单一 PID 控制下降了 95.04%, 转子振动得到了有效抑制。

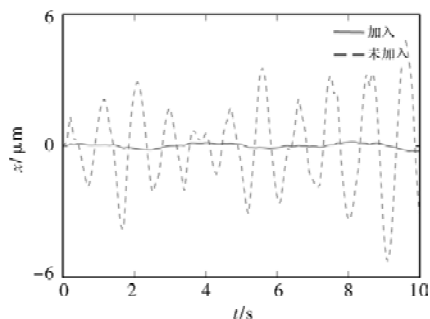


图7 $\omega = 5000$ 时有无加入 ESO 控制磁悬浮高速电机转子振动结果(位置波形)

在不同的干扰激励下, 基于 ESO 控制的磁悬浮转子系统输出的位移振动波形如图 8 所示。在强度为 3.0 的白噪声干扰激励下, 转子振动幅度大, 振动峰值为 $2.56 \mu\text{m}$, 相较于在强度为 0.03 的白噪声干扰激励下, 转子振动量上升了 89.84%, 系统较不

稳定,所以减少系统的噪声可以抑制转子的振动;当外加峰值为 50 N,频率为 500 Hz 的不平衡力时,系统输出稳定,由此可见 ESO 系统可以有效抑制磁悬浮高速电机转子的振动。

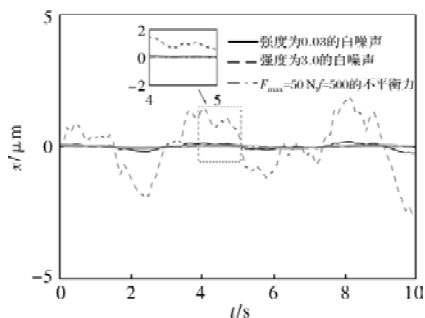


图8 $\omega = 5000$ 时不同干扰下的磁悬浮高速电机转子振动结果(位置波形)

5 结 论

论文对磁悬浮系统的振动抑制方法进行综述,得到了以下结论:

(1)车轨耦合是导致磁悬浮列车系统产生振动的主要原因,抑制车轨耦合振动需要建立准确的车轨动力学模型,目前采用的抑制方法主要有:磁悬浮列车系统优化、磁悬浮列车系统的悬浮控制律优化,且由于磁悬浮列车系统的复杂非线性,系统的悬浮控制更多地采用适用与非线性系统的自适应算法和模糊控制算法。

(2)转子质量不平衡是磁悬浮轴承和磁悬浮无轴承电机系统产生振动的主要原因。转子不平衡振动的抑制方法分为不平衡补偿和自动平衡两类,其中不平衡振动补偿主要是以优化控制算法、加入以滤波器为核心的转子不平衡补偿控制和使用先进控制理论改进控制电路,例如在闭环控制系统中添加反馈控制或前馈控制等^[41]。同频振动可以通过直接去除闭环系统中的同频量、谐波成分或识别不平衡量后主动改变控制量等方法进行抑制;多频振动抑制方法分为两种:基于多个滤波器的振动谐波抑制方法、基于自适应控制算法的振动抑制方法,自适应控制算法由于控制器参数可进行自适应调节,一般与其他方法结合对系统振动进行抑制,提高系统的控制精度。

(3)除此外,磁悬浮轴承和磁悬浮无轴承电机系统的传感器检测误差、磁中心偏移等也会导致系统产生与转子转速同频或倍频振动。同频振动可以通过直接去除闭环系统中的同频量、谐波成分或识

别不平衡量后主动改变控制量等方法进行抑制;多频振动抑制方法分为两种:基于多个滤波器的振动谐波抑制方法、基于自适应控制算法的振动抑制方法,自适应控制算法由于控制器参数可进行自适应调节,一般与其他方法结合对系统振动进行抑制,提高系统的控制精度。

参考文献

- [1] 胡业发, 高小明, 吴华春. 磁悬浮转子不平衡补偿的研究[J]. 机械制造, 2006(8): 24-26.
- [2] 刘家旗. 磁悬浮系统鲁棒自适应控制研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2020.
- [3] 李德广, 刘淑琴, 卞斌. 磁悬浮轴承感应电机转子拍振机理及其抑制方法[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(2): 1-6.
- [4] 梁鑫. 磁浮列车车轨耦合振动分析及试验研究[D]. 四川: 西南交通大学, 2015.
- [5] 高辉. 主动磁悬浮轴承系统不平衡振动补偿研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2011.
- [6] 安治国, 王善明, 李亚坤, 等. 基于转子偏心的开关磁阻电机振动性能研究[J]. 微电机, 2020, 53(7): 10-16.
- [7] 邓自刚, 刘宗鑫, 李海涛, 等. 磁悬浮列车发展现状与展望[J]. 西南交通大学学报, 2022, 57(3): 455-474, 530.
- [8] 黎松奇. EMS 磁浮列车悬浮系统振动机理及抑制方法研究[D]. 四川: 西南交通大学, 2016.
- [9] 肖乾, 许旭, 陈光圆. 磁悬浮列车动力学研究方法综述[J]. 华东交通大学学报, 2019, 36(1): 25-32, 40.
- [10] 曾佑文, 王少华, 张昆仑. EMS 磁浮列车-轨道垂向耦合动力学研究[J]. 铁道学报, 1999(2): 30-34.
- [11] 赵春发. 磁悬浮车辆系统动力学研究[D]. 四川: 西南交通大学, 2002.
- [12] 陈双喜. 中低速磁浮列车系统振动响应的非线性度分析[J]. 铁道机车车辆, 2022, 42(1): 26-31.
- [13] Sakamoto Y, 周贤全. 具有磁性阻尼功能的线性发电机的研发[J]. 国外铁道车辆, 2010, 47(2): 41-46.
- [14] 黎松奇, 张昆仑. 单磁铁悬浮系统自激振动的稳定性分析及抑制[J]. 西南交通大学学报, 2015, 50(3): 410-416.
- [15] Li Y, He L, Shuai C G. Nonlinearity of Maglev Actuator and Adaptive Vibration Control Using Improved FxLMS Algorithm[J]. Applied Mechanics and Materials, 2013, 2644(390-390).
- [16] Zhou D F, Hansen C H, Li J. Suppression of Maglev Vehiclegirder Self-excited Vibration Using a Virtual Tuned Mass Damper[J]. Sound and Vibration, 2011, 330(5): 883-901.
- [17] Kong E, Song J S, Kang B B, et al. Dynamic Response and Robust Control of Coupled Maglev Vehicle and Guideway System[J]. Journal of Sound and Vibration, 2011, 330(25): 6237-6253.
- [18] Zhang L, Huang L, Zhang Z. Hopf Bifurcation of the Maglev Time-delay Feedback System Via Pseudo-oscillator Analysis[J]. Mathematical and Computer Modelling, 2010, 52(5-6): 667-673.

- [19] 韩邦成, 刘洋, 郑世强. 重复控制在磁悬浮高速转子振动抑制中的应用[J]. 振动、测试与诊断, 2015, 35(3): 486-492, 591.
- [20] 周金字, 朱焜秋. 磁悬浮轴承发展及其研究综述[J]. 微电机, 2022, 55(6): 93-98.
- [21] 房建成, 张会娟, 刘虎. 磁悬浮刚性转子系统振动机理分析与动力学建模[J]. 控制理论与应用, 2014, 31(12): 1707-1713.
- [22] 毛川. 主动电磁轴承—刚性飞轮转子系统的分析与控制[D]. 浙江: 浙江大学, 2017.
- [23] 何家希. 磁悬浮高速电机主动振动控制方法及实验研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2019.
- [24] 吴海同. 磁悬浮高速永磁电机偏心不平衡分析与补偿研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2020.
- [25] 李鹏飞. 磁悬浮高速电机控制系统研究[D]. 浙江: 浙江大学, 2017.
- [26] 张灵修, 张广明, 欧阳慧珉. 一种集中式四自由度磁轴承振动抑制方法[J]. 微电机, 2022, 55(2): 76-80.
- [27] 王磊. 主动磁悬浮轴承的振动补偿研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2007.
- [28] 彭晓军, 高钟毓, 王永樑. 磁电轴承中抑制不平衡振动的陷波滤波器设计方法[J]. 机械工程学报, 2006(6): 120-123.
- [29] 孙岩桦, 虞烈, 罗岷. 基于 TMS320C30 的电磁轴承不平衡补偿方案[J]. 电子技术应用, 2001(9): 33-35.
- [30] 高辉, 徐龙祥. 基于 LMS 算法的磁悬浮轴承系统振动补偿[J]. 振动工程学报, 2009, 22(6): 583-588.
- [31] Xiang M, Wei T. Autobalancing of High-speed Rotors Suspended by Magnetic Bearings Using LMS Adaptive Feedforward Compensation[J]. Vibration and Control: JVC, 2014, 20(9): 1428-1436.
- [32] Peng C, He J, Deng Z, et al. Parallel Mode Notch Filters for Vibration Control of Magnetically Suspended Flywheel in the Full Speed Range[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(9): 1672-1678.
- [33] Cui P, Liu Z, Xu H, et al. Harmonic Vibration Force Suppression of Magnetically Suspended Rotor With Frequency-Domain Adaptive LMS[J]. IEEE sensors journal, 2020, 20(3): 1166-1175.
- [34] 崔培玲, 张国玺, 刘志远等. 基于通用选择性分数重复控制的磁悬浮转子谐波电流抑制[J]. 振动与冲击, 2019, 38(18): 165-172.
- [35] 吴华春, 涂星, 周建, 等. 磁悬浮转子不平衡振动控制研究综述[J]. 轴承, 2022(3): 1-9.
- [36] 陈杰. 无轴承开关磁阻电机转子质量偏心振动抑制[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2015.
- [37] 杨艳. 无轴承开关磁阻电机振动分析与抑制的基础研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2010.
- [38] 张倩影. 无轴承开关磁阻电机转子偏心振动控制[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2011.
- [39] 朱安宇. 基于径向力分析的开关磁阻电机振动噪声抑制研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2020.
- [40] 郝玉伟. 无轴承开关磁阻电机及其定子振动分析[D]. 北京: 北京交通大学, 2015.
- [41] 杨艳, 刘承炜, 刘泽远. 无轴承开关磁阻电机的振动控制策略[J]. 微电机, 2016, 49(8): 62-67.
- [42] 张涛. 无轴承永磁同步电机参数设计及抑制振动控制研究[D]. 江苏: 江苏大学, 2012.
- [43] 赵玉亮. 无轴承永磁薄片电机新型绕组结构及悬浮力控制研究[D]. 江苏: 江苏大学, 2017.
- [44] 陈浠. 无轴承异步电机转子扰动与振动补偿控制研究[D]. 江苏: 江苏大学, 2019.
- [45] 梅海涛. 无轴承异步电机转子质量不平衡补偿控制研究[D]. 江苏: 江苏大学, 2021.
- [46] 沈舒楠. 外转子无铁心无轴承永磁同步电机优化设计及振动抑制研究[D]. 江苏: 江苏大学, 2021.
- [47] 贾培杰. 无轴承异步电机转子振动补偿及其无位移传感器控制研究[D]. 江苏: 江苏大学, 2021.
- [48] 纪历, 马雪晴, 陈震民. 磁悬浮高速电机转子低频振动机理及抑制方法研究[J/OL]. 中国机械工程: 1-7[2022-09-20].

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

邮 箱: micromotors@vip.sina.com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641