

基于分数阶自抗扰控制的位置伺服系统研究

黄家才, 马鹏, 高芳征

(南京工程学院 自动化学院, 江苏 南京 211100)

摘要:随着伺服系统在工业机器人及高档数控机床中的应用不断推广,对伺服系统的性能要求也不断提高。在分析目前位置伺服系统所存在的问题及其实际性能需求后,设计了一种新型控制器——分数阶自抗扰控制器。分数阶微积分控制器能够弥补整数阶微分容易产生振荡及放大噪声的缺点,并且响应速度快、参数调节范围大。自抗扰控制器能够统一观测系统内、外扰动,将扰动在影响系统输出前消除。分数阶自抗扰控制器是在自抗扰控制器的基础上融入分数阶控制,能够将分数阶微分控制器与自抗扰控制器的优点相结合。通过实验与系统性能指标分析,可以证明分数阶自抗扰控制器在位置伺服系统中具有很好的控制效果。

关键词:分数阶微积分;自抗扰控制;分数阶自抗扰;永磁同步电机;位置伺服系统

中图分类号:TP29 **文献标识码:**A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed20314

Research on Position Servo System Based on Fractional-order Active Disturbance Rejection Control

HUANG Jiakai, MA Peng, GAO Fangzheng

(School of Automation, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211100, Jiangsu, China)

Abstract: With the application of servo system in industrial robots and high-end CNC machine tool being promoted, the performance requirements of servo system are also increasing. After analyzing the problems existing in the current position servo system and its actual performance requirements, the fractional-order active disturbance rejection control (ADRC) as a new controller was designed. The fractional-order calculus controller could make up for the disadvantage that the integral derivative is easy to generate oscillation and amplify noise. And it also has a fast response speed and a wide range of parameter adjustment. The ADRC could uniformly observe the internal and external disturbances of the system and eliminate them before affecting the system output. The fractional-order ADRC incorporates fractional-order control based on the ADRC, which combines the advantages of the fractional-order differential controller with the ADRC. Through experiments and system performance index analysis, it can be proved that the fractional-order ADRC has a good control effect in the position servo system.

Key words: fractional-order calculus; active disturbance rejection control (ADRC); fractional-order active disturbance rejection control; permanent magnet synchronous motor (PMSM); position servo system

永磁同步电机(PMSM)以其高效率、高功率密度以及启动转矩大等优点,逐渐在高性能交流永磁伺服控制系统中得到广泛应用。由于永磁同步电机具有多变量、非线性、强耦合的特性,因此该系统为一个强耦合的非线性系统。随着伺服系统研究的不断发展,一些控制方法也被相继提出,如PID控制、自适应控制^[1-2]、滑模变结构控制和智能控制等。

自抗扰控制是韩京清研究员在PID控制的基础上提出的通过扩张状态观测器(ESO)对系统的内、外扰动进行实时观测,在扰动影响系统的最终输出前通过非线性状态反馈误差控制率(NLSEF)将其消除^[3]。韩京清研究员提出的自抗扰控制为非线性控制,存在待调参数较多、调节复杂及运算量较大等问题。高志强教授根据此问题在非线性的自抗扰控制的基础上提出了线性

基金项目:国家自然科学基金(61873120);南京工程学院大学生科技创新基金项目(TB201916009);江苏省青蓝工程项目资助

作者简介:黄家才(1977—),男,博士,教授,Email:zdhxhj@njit.edu.cn

图1中,TD跟踪微分器凭借其其对噪声污染的鲁棒性,打破微分不能物理实现的局限,为输入信号安排过渡过程,得到光滑的输入信号以及各阶微分信号。由于系统应用于位置环为二阶系统,故设计三阶线性扩张状态观测器LESO,实现准确观测系统状态和系统内、外扰动。TD跟踪微分器和三阶线性扩张状态观测器LESO可以产生系统误差信号,根据误差信号可进行分数阶控制,将分数阶控制器参数调节范围大、鲁棒性强等优点与自抗扰控制器可以观测系统内、外扰动的特性相结合,实现分数阶自抗扰控制器。

2.1 TD跟踪微分器

TD跟踪微分器能够给输入信号提供一个“过渡过程”,在系统响应初期误差很大,容易产生超调。若通过减小比例增益来抑制系统超调,则系统响应速度会受到严重影响。因此,利用TD跟踪微分器构造“过渡过程”,使系统在起始阶段控制量缓慢增加,解决“快速性”与“超调量”这一矛盾^[1,8]。但是由于非线性跟踪微分器包含非线性函数,导致系统计算量大大增加^[9],本文设计的是二阶线性跟踪微分器,其算法如下式所示:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -1.76R_1x_2 - R_1^2(x_1 - x) \end{cases} \quad (6)$$

式中: x 为输入信号; R_1 为跟踪微分器参数,决定跟踪速度; x_1 为输入信号 x 的跟踪信号; x_2 为输入信号 x 的近似微分信号。

2.2 ESO扩张状态观测器

ESO扩张状态观测器是自抗扰控制的核心部分,实现内、外扰动的观测。根据状态观测器的思想,将影响系统输出的扰动扩张成新的状态变量,而且此过程不依赖生成扰动的模型,也不需要直接测量就能对系统扰动进行观测。以二阶位置环为控制对象设计三阶线性扩张状态观测器如下:

$$\begin{cases} \varepsilon_1 = z_1 - \theta \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1\varepsilon_1 \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2\varepsilon_1 + bu \\ \dot{z}_3 = -\beta_3\varepsilon_1 \end{cases} \quad (7)$$

式中: z_1, z_2, z_3 为系统状态的观测值; $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 为扩张状态观测器增益; θ 为系统输出; ε_1 为观测器输出与系统输出误差; b 为系统增益; u 为控制器输出。

将式(7)的极点全部配置为相同的重根,并使用高志强教授提出的观测器带宽 ω_o 的概念进行描述^[4],即扩张观测器的特征多项式满足:

$$s^3 + \beta_1s^2 + \beta_2s + \beta_3 = (s + \omega_o)^3 \quad (8)$$

从而将观测器增益参数化为 $\beta_1=3\omega_o$; $\beta_2=3\omega_o^2$; $\beta_3=\omega_o^3$ 。由此可以看出观测器待调参数与带宽 ω_o 唯一相关,从而使得线性扩张状态观测器的设计变得简单^[10-11]。

由式(8)可知,离散状态观测器也可参数化,使其特征方程满足:

$$\lambda(z) = |zI - (\Phi - \Phi L_c H)| = (z - \beta)^3 \quad (9)$$

式中: I 为单位矩阵; Φ 为二阶对象离散后的状态矩阵; H 为离散后的输出矩阵; L_c 为误差反馈增益矩阵; β 为离散状态观测器带宽。

这就使增益矩阵与离散状态观测器带宽 β 唯一相关^[10]。

2.3 分数阶控制律

根据自抗扰控制各个部分之间的相互独立性,本文提出用分数阶控制器替代自抗扰控制器中的状态反馈误差控制律^[12-13]。与传统PID控制器相比 $PI^\alpha D^\lambda$ 控制器多了积分阶次 α 和微分阶次 λ 2个可调参数,也正因此,当分数阶控制器被应用到控制系统中,显示出更好的控制性能。 $PI^\alpha D^\lambda$ 控制器的传递函数如下:

$$G_c(s) = K_p + K_i s^{-\alpha} + K_d s^\lambda \quad (10)$$

式中: K_p 为比例系数; K_i 为积分系数; K_d 为微分系数; s 为拉普拉斯算子; α 为积分阶次; λ 为微分阶次。

在时域中分数阶控制器的输出为

$$u(t) = K_p e(t) + K_i D^{-\alpha} e(t) + K_d D^\lambda e(t) \quad (11)$$

式中: $e(t)$ 为误差,即分数阶 $PI^\alpha D^\lambda$ 控制器的输入; $u(t)$ 为分数阶控制器输出; D 为微积分算子。

由此,可以得出分数阶 $PI^\alpha D^\lambda$ 由点到面示意图,如图2所示。由图2可以看出分数阶 $PI^\alpha D^\lambda$ 控制器实现了整数阶PID控制器由点到面的扩展,因此分数阶 $PI^\alpha D^\lambda$ 比整数阶PID控制器更加灵活,更有效地提高了控制系统的整体性能^[14]。

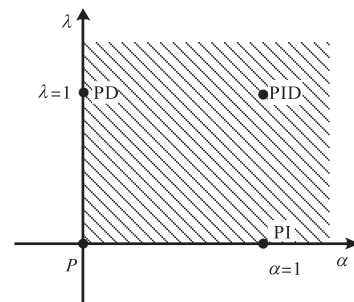


图2 分数阶 $PI^\alpha D^\lambda$ 由点到面示意图

Fig.2 The schematic fractional-order $PI^\alpha D^\lambda$ lambda from point to surface

本文设计的分数阶控制律为 PD^λ 控制,并采用Oustaloup法进行分数阶微分逼近^[15-16]。先确定待逼近频段 $[\omega_b, \omega_h]$,那么通过有理函数级联的形式可得到有理逼近函数如下式所示:

$$G_N(s) = K \prod_{k=-N}^N \frac{s + \omega_k'}{s + \omega_k} \quad (12)$$

其中

$$\omega_k' = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{\frac{k+N+\frac{1}{2}(1-\lambda)}{n}} \quad \omega_k = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{\frac{k+N+\frac{1}{2}(1+\lambda)}{n}}$$

$$K = \left(\frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{-\frac{\lambda}{2}} \prod_{k=-N}^N \frac{\omega_k}{\omega_k'}, \quad n = 2N + 1$$

式中: λ 为分数阶阶次; n 为滤波器阶次,一般取当 $n=5$ 时为最佳逼近阶次。

则位置环分数阶自抗扰控制器最终输出为 $u_0 = (u - z_3)/b$ 。

3 实验验证

对本文所提出的分数阶自抗扰控制器进行实验验证。以TI公司的TMS320F28335为控制中心设计实验硬件平台,系统硬件结构框图如图3所示。

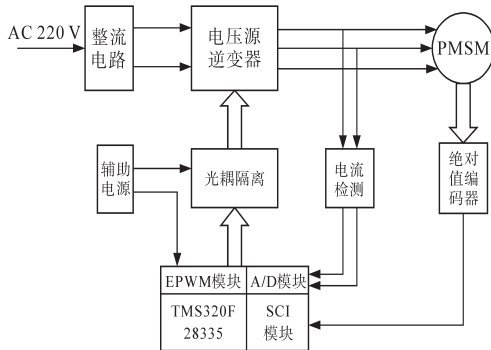


图3 系统硬件结构框图

Fig.3 Block diagram of the system hardware structure

本系统所选取永磁同步电机为纳智130ST-M06050,参数设置如下:功率1.5 kW;额定转速2 500 r/min;额定力矩6 N·m;极对数为4;转子惯量 $1.26 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$;绕组电阻1.21 Ω ;绕组电感3.87 mH。

本系统实验平台由永磁同步电机、软件开发平台(CCS3.3)以及伺服驱动器组成,如图4所示。采用交流220 V供电,电流环采样周期为100 μs ,速度环采样周期为500 μs ,位置环采样周期为2 ms。



图4 实验平台

Fig.4 The experiment platform

3.1 线性TD跟踪微分器性能验证

由于非线性TD跟踪微分器算法中包含非线性函数,导致系统运算时间过长,不能在采样周期内完成相关计算。经过实验验证,本文设计的线性TD跟踪微分器能准确地跟踪系统输入信号。由式(6)可知,本文所设计的线性TD跟踪微分器跟踪速度由参数 R_1 决定,实验中 R_1 设置为0.85,可以实现快速跟踪。

验证输入信号为幅值是100 rad的方波信号和幅值为100 rad的正弦信号的TD跟踪微分器性能,实验结果如图5,图6所示。

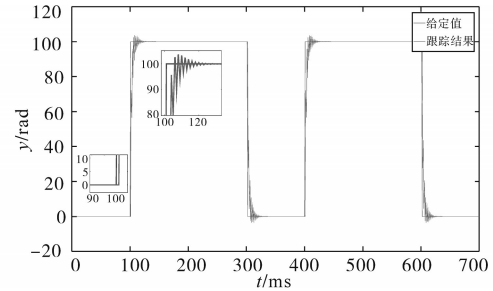


图5 TD跟踪方波信号图

Fig.5 TD tracking square wave signal diagram

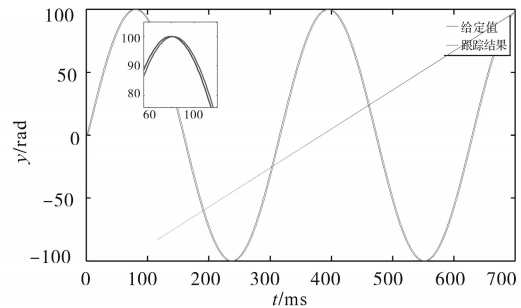


图6 TD跟踪正弦波信号图

Fig.6 TD tracking sinusoidal signal diagram

由图5、图6实验数据可以看出线性跟踪微

分器在跟踪方波信号时,仅在上升沿和下降沿信号突变时产生少量纹波,在跟踪正弦信号时,可以实现准确快速地跟踪。

3.2 控制器性能验证

为了验证本文设计的分数阶自抗扰控制器的性能,将分数阶自抗扰控制器(FOADRC),与整数阶PID(PID)、分数阶PID(FOPID)以及线性自抗扰控制器(LADRC)进行实验结果对比分析。分数阶控制器和分数阶自抗扰控制器均只为 PD^λ 控制,根据Flat phase法计算,得出分数阶控制部分传递函数的相位和幅值准则,取微分阶次 λ 为0.4,采用Oustaloup法进行逼近。根据高志强教授提出的带宽调试法,由式(9)可知,扩张状态观测器的增益矩阵与离散观测器带宽 β 唯一相关,本文设计的系统扩张状态观测器中参数 β 值为0.05。

由于本文设计的控制器针对于位置伺服控制系统,故在每个控制器进行参数调解时均以不产生系统超调为前提,所设计各控制器参数如表1所示。并且为了保证系统的稳定运行,本实验在速度环对每个控制器以1 200 r/min的速度进行限幅^[5]。以1 rad的单位阶跃信号为各个控制器的输入信号,得到各个控制器位置环响应曲线如图7所示。

表1 各控制器参数

Tab.1 parameters of each controller

控制器	K_p	K_i	K_d	微分阶次
PID	240	0	12	1
LADRC	86	0	4	1
FOPID	270	0	410	0.4
FOADRC	85	0	150	0.4

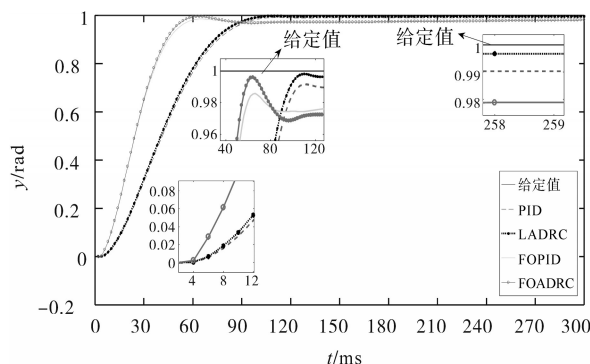


图7 不同控制器位置环响应波形图

Fig.7 Response waveforms of different controller position rings

单位阶跃信号的时域响应性能指标对比如表2所示。

表2 时域响应性能指标对比

Tab.2 Comparison of time domain response performance indexes

控制器	峰值时间/s	上升时间/s	调节时间/s	超调量
PID	0.110	0.059	0.086	0
FOPID	0.066	0.035	0.051	0
LADRC	0.108	0.057	0.082	0
FOADRC	0.062	0.034	0.049	0

由图7和表2可以看出分数阶自抗扰控制器响应的快速性优于其它控制器。由分数阶 PD^λ 和分数阶自抗扰控制器的系统响应曲线可以看出分数阶微分在不引起系统振荡的前提下,对抑制系统超调和提高系统响应速度的效果十分明显。由此可见,分数阶自抗扰控制器比传统PID、分数阶 $PI^\alpha D^\lambda$ 以及线性自抗扰控制器更能满足位置伺服系统的性能要求。

4 结论

本文根据分数阶控制器响应快速、参数调节范围大,以及分数阶微分对高频噪声的衰减性等特点,结合自抗扰控制算法能够在内、外扰动影响系统最终输出前消除干扰的性能,以伺服系统的性能要求为依据,分析当前伺服控制系统中存在的问题,提出了分数阶自抗扰控制器的设计方法。实验结果证明,在相同的条件下,分数阶自抗扰控制器与整数阶PID、分数阶 PD^λ 、自抗扰控制器相比均具有更好的控制效果。

参考文献

- [1] 单亚运,庞科旺,刘旭宇. 基于模糊自适应分数阶 PI^λ 的伺服控制策略研究[J]. 电气工程学报, 2018, 13(3): 27-33.
- [2] 张涛,唐传胜,李冠甲. 基于神经网络的高性能直线电机伺服系统分数阶滑模控制[J]. 微电机, 2016, 49(8): 50-53.
- [3] HAN Jingqing. From PID to Active Disturbance Rejection Control[J]. IEEE transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [4] GAO Zhiqiang. Scaling and Bandwidth-parameterization Based Controller Tuning[C]//Proceedings of 2003 American Control Conference. Denver, CO, USA, 2003: 4989-4996.
- [5] 左月飞,张捷,刘闯,等. 基于自抗扰控制的永磁同步电机位置伺服系统一体化设计[J]. 电工技术学报, 2016, 31(11): 51-58.
- [6] 陈高华,闫献国,赵志诚. 位置伺服系统的分数阶二自由度内模控制[J]. 控制工程, 2018, 25(2): 329-334.
- [7] LI Mingda. Active Disturbance Rejection Control for Fraction-order System[J]. ISA Transactions, 2013, 52: 365-374.

(下转第110页)

- 28[2019-05-30].DOI/10.13334/j.0258-8013.pcsee.182481.
- [7] Henao H, Capolino G A, Fernandez-cabanias M, *et al.* Trends in Fault Diagnosis for Electrical Machines: A Review of Diagnostic Techniques[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2014, 8(2): 31-42.
- [8] 陈富扬, 花为, 黄文涛, 等. 基于模型预测转矩控制的五相磁通切换永磁电机开路故障容错策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 337-346.
- [9] Arafat A, Choi S, Baek J. Open Phase Fault Detection of a Five-phase Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor Based on Symmetrical Components Theory[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64 (8): 6465-6474.
- [10] 王丽华, 谢阳阳, 张永宏, 等. 采用深度学习的异步电机故障诊断方法[J]. 西安交通大学学报, 2017, 51(10): 128-134.
- [11] 彭忠, 郑泽东, 刘自程, 等. 基于虚拟绕组和全阶观测器的五相感应电机无速度传感器容错控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(21): 4949-4961.
- [12] Trabelsi M, Nguyen N, Semail E. Real-time Switches Fault Diagnosis Based on Typical Operating Characteristics of Five-phase Permanent Magnetic Synchronous Machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63 (8): 4683-4694.
-
- 收稿日期: 2019-05-31
修改稿日期: 2019-07-11

收稿日期:2019-05-31

修改稿日期:2019-07-15

(上接第 63 页)

- [8] 董家臣,高钦和,陈志翔,等.考虑电流环动态响应的永磁直线同步电机新型线性自抗扰控制[J].中国电机工程学报:2019,34(8):2436-2448.
- [9] 曾岳南,周斌,郑雷,等.永磁同步电机一阶线性自抗扰控制器的设计[J].控制工程,2017,24(9):1818-1822.
- [10] YUAN Yuan, CHENG Lei, WANG Zidong, *et al.* Position Tracking and Attitude Control for Quadrotors via Active Disturbance Rejection Control Method[J]. Science China (Information Sciences), 2019, 62(1): 5-14.
- [11] TIAN Jiayi, ZHANG Shifeng. Active Disturbance Rejected Predictive Functional Control for Space Vehicles with RCS[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2018, 29(5): 1022-1035.
- [12] 吴艳,王丽芳,李芳.基于滑模自抗扰的智能车路径跟踪控制[J].控制与决策:2019,34(10):2150-2156.
- [13] 缪仲翠,韩天亮,党建武,等.带负载观测的感应电机动态分
- 数阶滑模控制[J].太阳能学报,2019,40(2):404-411.
- [14] José Emilio Traver, Inés Tejado, Javier Prieto-Arranz, *et al.* Vinagre. Comparing Classical and Fractional Order Control Strategies of a Cardiovascular Circulatory System Simulator [J]. IFAC Papers OnLine, 2018, 51(4): 48-53.
- [15] Chen YangQuan, Luo Ying. Discussion on: Simple Fractional Order Model Structures and their Applications in Control System Design[J]. European Journal of Control, 2010, 16(6): 695-696.
- [16] Gao Zhe, Liao Xiaozhong. Improved Oustaloup Approximation of Fractional-order Operators Using Adaptive Chaotic Particle Swarm Optimization[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2012, 23(1): 145-153.
-
- 收稿日期:2019-05-23
修改稿日期:2019-10-20

收稿日期:2019-05-23

修改稿日期:2019-10-20

能^[3]。本文针对该电动机的电感、转矩、磁链和电流进行了解析法建模分析与有限元法建模分析,并采用有限元法分析了该电动机的气隙磁场特性。

1 双定子开关磁阻电动机的结构模型和控制原理

双定子开关磁阻电动机的主要特征为双定子结构,双定子结构分为外定子和内定子。电动机整体结构图如图1所示。

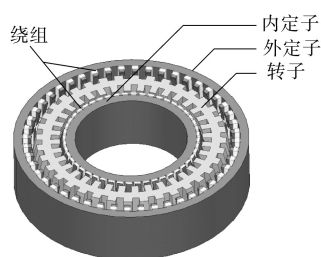


图1 双定子开关磁阻电动机整体结构图
Fig.1 Overall structure of double stator switched reluctance motor

图2所示为电动机的定子和转子部分,其中外定子的铁心内侧轮廓为凹面球状,内定子的铁心外侧轮廓为凸面球状,且为齿槽式结构,外定子和内定子的齿极上采用集中式绕组分布,其轭部均设有48个定子齿极。转子位于外定子和内定子之间,同样两侧为齿槽式结构,在转子的轭

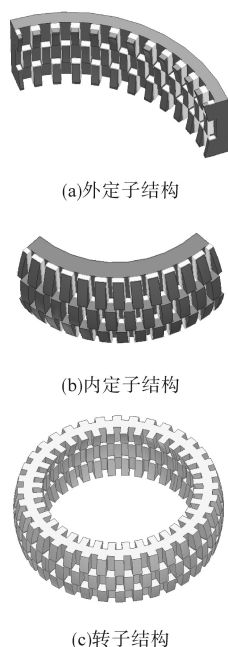


图2 电动机的定子和转子结构
Fig.2 Stator structure and rotor structure of the motor

部内、外表面均设有36个转子齿极,转子上既无永磁体也无分布绕组。此外,外定子、内定子和转子沿中轴线方向为三段式结构,相邻两段之间均相互错开半个极距角度。双定子开关磁阻电机的主要结构参数如下:外定子外径180 mm,内定子内径40 mm,内、外气隙0.5 mm,定子齿极数48,转子齿极数36,外定子轭高20 mm,内定子轭高15 mm,转子轭高25 mm,铁心长度60 mm。

该电动机的驱动外电路如图3所示,根据电动机的结构,将其分为4相,依次按照A—B—C—D—A的顺序给各相绕组通电,遵循“磁阻最小化原理”,将会产生磁阻电磁转矩,从而可以实现转子逆时针旋转的自转运动。相反,改变电动机各相的通电顺序,电动机转子将沿顺时针方向运动。各相分别有一个独立的变换器电路单独进行供电,每相之间相互独立,具有一定的容错能力。采用直流源供电方式给电动机外定子和内定子上集中式分布的线圈通电,以A相为例,控制电压电路A相导通,开关管 S_1, S_2 导通,电源经过 D_1, S_1, D_2, S_2 给A相绕组供电,A相线圈产生磁通,在磁力的牵引下转子会发生转动,直到转子转到磁阻最小的位置,为使转子能够连续转动,在转子到达磁阻最小位置之前将A相控制电压电路关断,然后B、C、D三相轮流导通^[4]。

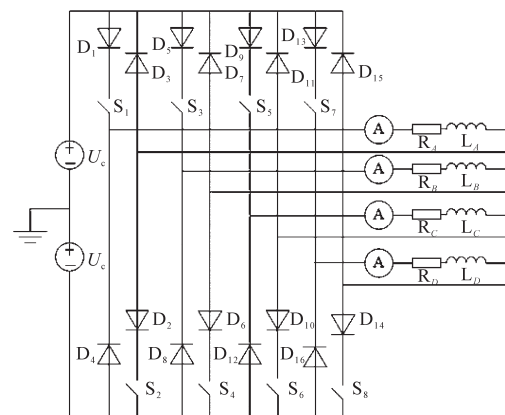


图3 电动机控制电路示意图
Fig.3 Motor control circuit diagram

2 双定子开关磁阻电动机的数学模型

双定子开关磁阻电动机作为磁阻类电机,电动机的定子和转子均为凸极结构,由于其自身的工作原理和电动机结构,导致电动机在运行的过程中存在着磁路饱和和非线性的情况,从而会使电动机的电感、相电流等其它各个物理量随着转子

位置角的变化作周期性变化,四相绕组轮流通电决定了电动机存在着气隙磁密和转矩都是脉动性质的、波形不规则等问题。鉴于电动机可控变量多,工作状态复杂多变,因此通过建立线性数学模型对电动机进行简单的分析计算。

2.1 双定子开关磁阻电动机电感的线性分析

根据电动机转子的位置角将电感曲线进行区域划分,在每个区间内用线性化的曲线近似代替原曲线,从而使电动机的转矩和电流分析简化。

该电动机1个导电周期内的电感线性曲线如图4所示。

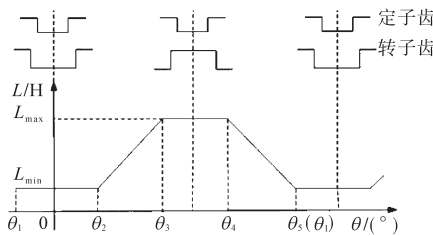


图4 线性模型下电感与转子位置角的关系图

Fig.4 The relationship between inductance and rotor position angle in linear model

以电动机转子凹槽中心线与定子凸极中心线重合的位置作为 0° 起始点, θ_2 为转子齿极前沿与定子齿极前沿重合时的转子位置角,此时电感由最小值开始上升,上升到电动机转子的前沿与定子的后沿重合时,即 θ_3 位置角,此时电感达到最大值 $L_{\max}$,停止上升^[5]; θ_4 为转子后沿与定子前沿重合时的转子位置角,之后电感开始下降;在 $\theta_3 \sim \theta_4$ 区间内,电动机转子与定子齿极部分始终重合,磁阻最小,电感保持最大值 $L_{\max}$ 不变; θ_5 为转子齿极后沿与定子齿极后沿重合时的转子位置角,电感下降到最小值 $L_{\min}$,即下一周期 θ_1 的转子位置角;在 $\theta_1 \sim \theta_2$ 区间,电动机转子齿极与定子齿极没有重合部分,磁阻最大,电感保持最小值 $L_{\min}$ 不变,如此循环重复下去^[6]。因此得出电动机的电感 $L(\theta)$ 与转子位置角 θ 的关系式如下:

$$L(\theta) = \begin{cases} L_{\min} & \theta_1 \leq \theta \leq \theta_2 \\ K(\theta - \theta_2) + L_{\min} & \theta_2 \leq \theta \leq \theta_3 \\ L_{\max} & \theta_3 \leq \theta \leq \theta_4 \\ L_{\max} - K(\theta - \theta_4) & \theta_4 \leq \theta \leq \theta_5 \end{cases} \quad (1)$$

其中 $K = (L_{\max} - L_{\min}) / (\theta_3 - \theta_2)$

式中: $L(\theta)$ 为定子齿与转子齿中变化的电感; $L_{\min}$ 、 $L_{\max}$ 分别为电感的最小值和最大值; θ 为转子位置角; K 为电感曲线上升或下降的斜率。

2.2 电动机的电压特性和转矩特性

根据该电动机结构和参数的对称性,以其中的A相为例对其进行分析,得到电动机的电压方程为

$$U_a = R_a i_a + d\Psi_a / dt \quad (2)$$

式中: U_a 为A相绕组端电压; R_a 为A相绕组电阻; i_a 为A相绕组电流; Ψ_a 为A相绕组磁链,是转子位置 θ 和A相绕组电流的函数,即 $\Psi_a = \Psi(\theta, i_a)$ ^[7]。

当电动机磁路结构处于不变的情况下,电感 L_a 为恒定值,此时的电压方程为

$$U_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (3)$$

当电动机的转子齿极与定子齿极发生交错时,即磁路结构发生变化,电感 L_a 处于线性上升或下降区间,此时的电压方程为

$$\begin{aligned} U_a &= R_a i_a + d\Psi_a / dt \\ &= R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + i_a \frac{\partial L_a}{\partial \theta} \omega \end{aligned} \quad (4)$$

其中

$$\omega = d\theta / dt$$

式中: ω 为机械角速度。

将电压方程式(4)左右两边乘以A相绕组电流 i_a ,此时电压方程为

$$\begin{aligned} U_a i_a &= R_a i_a^2 + L_a i_a \frac{di_a}{dt} + i_a^2 \frac{\partial L_a}{\partial \theta} \omega \\ &= R_a i_a^2 + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L_a i_a^2 \right) + \frac{1}{2} i_a^2 \frac{\partial L_a}{\partial \theta} \omega \end{aligned} \quad (5)$$

因此,A相产生的转矩为

$$T_a = \frac{1}{2} \frac{\partial L_a}{\partial \theta} i_a^2 \quad (6)$$

电动机的其它三相与A相原理相同,从而可以得到电动机总的转矩 T 的表达式为

$$T = \frac{1}{2} \frac{\partial L_a}{\partial \theta} i_a^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial L_b}{\partial \theta} i_b^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial L_c}{\partial \theta} i_c^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial L_d}{\partial \theta} i_d^2 \quad (7)$$

2.3 电动机的相绕组磁链特性和电流特性分析

根据前面得到的电压方程式(2),忽略电动机绕组上的电阻压降,可得:

$$U_a = \frac{d\Psi_a}{dt} = \frac{d\Psi_a}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\Psi_a}{d\theta} \omega \quad (8)$$

$$d\Psi_a = \frac{U_a}{\omega} d\theta \quad (9)$$

从式(9)中可以看出,在A相导通时,即 $U_a = U_s$ (U_s 为电动机外接电源电压),若保持电动机转子的角速度 ω 不变,则电动机相绕组磁链 Ψ_a 将会根据转子位置角 θ 的变化以恒定的比率变化。当控制开关管的脉冲电压源开通($\theta = \theta_{on}$),此时相绕组为正电源电压,磁链从零开始逐渐上升;当脉冲

电压源关断($\theta=\theta_{\text{off}}$),此时相绕组为反向电源电压,磁链上升到最大值开始下降到零结束。

图5为在1个电感变化周期内的相绕组磁链曲线。

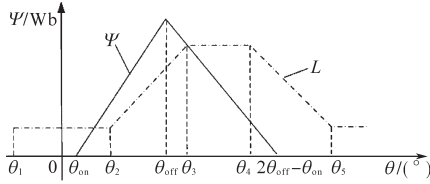


图5 电感变化周期内的相绕组磁链示意图
Fig.5 Diagram of phase winding flux linkage in the period of inductance change

图5中,当 $\theta=\theta_{\text{on}}$ 时, $\Psi_a=0$, $U_a=U_s$,从而可以得到该相导通期间的磁链方程为^[8-10]

$$\Psi(\theta) = \frac{U_s}{\omega}(\theta - \theta_{\text{on}}) \quad (10)$$

当 $\theta=\theta_{\text{off}}$ 时, $\Psi_a=\Psi_{\text{max}}$, $U_a=-U_s$,此时磁链方程为

$$\Psi(\theta) = \frac{U_s}{\omega}(2\theta_{\text{off}} - \theta_{\text{on}} - \theta) \quad (11)$$

当 $\theta=2\theta_{\text{off}} - \theta_{\text{on}}$ 时,相绕组磁链衰减至零直到下一个周期。

电感变化周期内的相绕组电流示意图如图6所示。

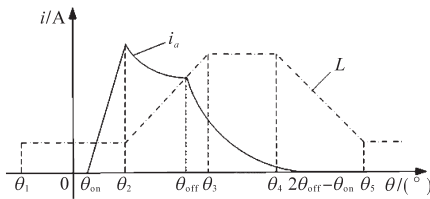


图6 电感变化周期内的相绕组电流示意图
Fig.6 Diagram of phase winding current in the period of inductance change

图6中, θ_{on} 和 θ_{off} 分别是脉冲电压源的开通角和关断角,当转子位置角 θ 位于 $\theta_1 \sim \theta_2$ 之间时,电动机控制电路功率开关管导通,相绕组开始通电,此时电感处于最低值状态 L_{min} ,在 $\theta_1 \sim \theta_2$ 区间内,电感值保持最小值不变, $\partial L / \partial \theta = 0$,没有产生旋转电势,因此在此区间内相电流呈线性增长趋势,且上升速率较快^[11-13],相电流 i_a 表达式为

$$i_a(\theta) = \frac{U_a(\theta - \theta_{\text{on}})}{L_{\text{min}} \omega} \quad (12)$$

当转子位置角 θ 位于 $\theta_2 \sim \theta_{\text{off}}$ 之间时,在这段区间内,电感 L 值呈线性上升趋势,相绕组中产生旋转电势压降,因此绕组中的相电流不会再呈线性增长趋势,甚至出现下降情况,期间相电流 i_a 表达式为

$$i_a(\theta) = \frac{U_a(\theta - \theta_{\text{on}})}{\omega[L_{\text{min}} + K(\theta - \theta_2)]} \quad (13)$$

当转子位置角 θ 位于 $\theta_{\text{off}} \sim \theta_3$ 之间时,这时由反向电压源作用于电动机绕组回路中,电感 L 值仍然呈线性上升趋势,即 $\partial L / \partial \theta > 0$,续电流依然产生电动转矩,但是电动机中的相绕组磁链已达到峰值并开始下降,因此相电流 i_a 逐渐减小,并以较快速率下降^[14],相电流 i_a 表达式为

$$i_a(\theta) = \frac{U_a(2\theta_{\text{off}} - \theta_{\text{on}} - \theta)}{\omega[L_{\text{min}} + K(\theta - \theta_2)]} \quad (14)$$

当转子位置角 θ 位于 $\theta_3 \sim \theta_4$ 之间时,在这段区间内电动机电感保持最大值 L_{max} 不变,即 $\partial L / \partial \theta = 0$,此时同样没有旋转电势,不会产生电磁转矩,在反向电压的作用下,相电流 i_a 继续衰减,表达式为

$$i_a(\theta) = \frac{U_a(2\theta_{\text{off}} - \theta_{\text{on}} - \theta)}{\omega L_{\text{max}}} \quad (15)$$

当转子位置角 θ 位于 $\theta_4 \sim \theta_5$ 之间时,此时电感呈线性下降趋势,即 $\partial L / \partial \theta < 0$ 会产生反向磁阻转矩,但在反向电压的作用下相电流 i_a 直至衰减为0^[15],其表达式为

$$i_a(\theta) = \frac{U_a(2\theta_{\text{off}} - \theta_{\text{on}} - \theta)}{\omega[L_{\text{max}} - K(\theta - \theta_4)]} \quad (16)$$

根据以上对电动机相电流的分析,可以得到电流与脉冲电压源的开通角 θ_{on} 、关断角 θ_{off} 、主电路的外加电压源 U_s 、电动机电感 L 和转子角速度 ω 等因素密切相关。其中外加电压源与相电流成正比关系,转子角速度与相电流成反比关系,因此可以通过调节相关参数控制电动机的相电流。

3 双定子开关磁阻电动机的有限元分析

前面建立了双定子开关磁阻电动机的数学模型,采用解析法主要对电动机的电压、转矩和相电流进行了理论推导,得到相应的解析式。下面利用电磁分析计算软件对其进行计算,验证解析法的分析结果。为进一步分析电动机的磁场性能,对电动机气隙磁场进行仿真,得到并分析了电动机二维磁场分布图和三维气隙磁密分布情况。

3.1 双定子开关磁阻电动机磁场特性分析

双定子开关磁阻电动机的磁路结构与单侧定子结构开关磁阻电动机磁路结构相比发生了一些变化。图7、图8所示分别为单侧定子结构电动机

和双定子结构电动机的某相导通时刻二维磁力线分布图。通过两图的比较可以发现,双定子结构电动机的磁力线从电动机外定子铁心出发,通过外定子齿极、外气隙到达转子外侧齿极部分,再流经转子铁心之后从转子的内侧齿极通过内气隙流向内定子,到达下一个A相再从内向外流出至电动机外定子铁心,形成闭合回路。而单侧电动机磁路结构相对简单,磁力线从定子齿极到转子齿极所形成的闭合回路只需经过一个气隙,无内外双定子结构的齿极错位问题。图9所示为双定子结构电动机二维磁通密度云图,定、转子齿极轴线重合之处,磁力线最密集,磁密最大,磁阻最小。

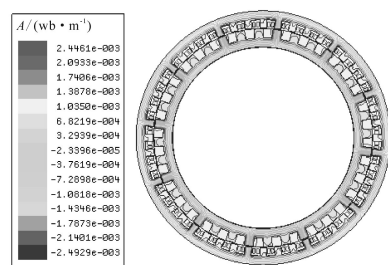


图7 单定子结构电动机磁力线分布图

Fig.7 Distribution diagram of magnetic field lines of single stator structure motor

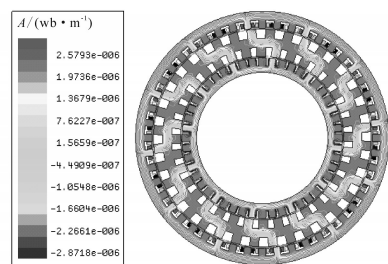


图8 双定子结构电动机磁力线分布图

Fig.8 Distribution diagram of magnetic field lines of double stator structure motor

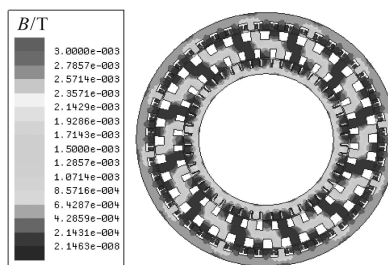


图9 双定子结构电动机磁密云图

Fig.9 Magnetic dense cloud diagram of double stator structure motor

图10为球坐标系下该电动机气隙磁密 B 随空间角 φ 和 θ 变化而变化的三维空间分布图。 φ 角取值范围为 $0^\circ \sim 360^\circ$,对应电动机自转1周, B 随 φ 角的变化周期为 180° ,最大值出现在 $\varphi=50^\circ$ 与

$\varphi=250^\circ$ 附近,最大值为2 T,随着 φ 角的变化,气隙磁密有规律波动,在小波动周期内极大值逐渐减小,趋于0。气隙磁密 B 随 θ 角的变化周期为 60° ,在1个变化周期内, B 的变化曲线呈凸弧分布,最大值位于 $\theta=40^\circ$ 与 $\theta=-40^\circ$ 附近,变化规律明显。

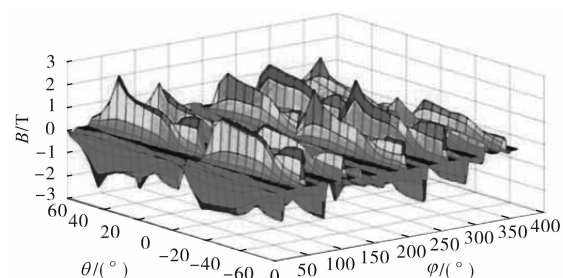
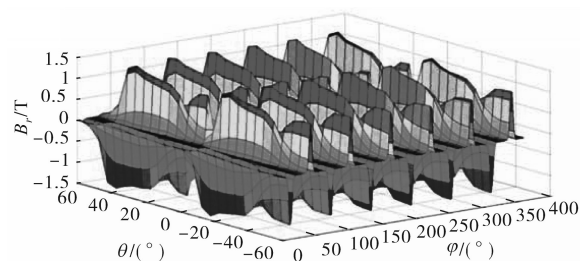


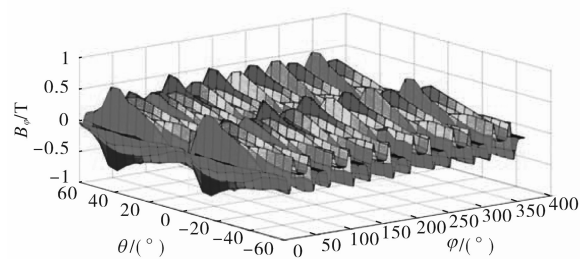
图10 气隙磁密的三维分布图

Fig.10 Three-dimensional distribution diagram of air gap magnetic density

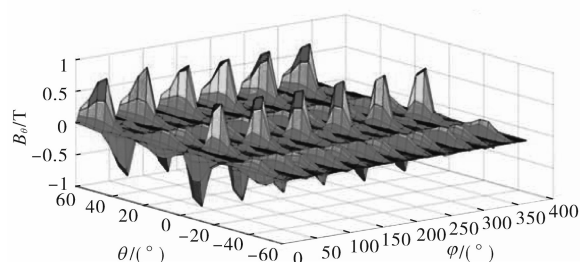
电动机外侧气隙磁场的径向 r 磁密 B_r 、 φ 向磁密分量 B_φ 和 θ 向磁密分量 B_θ 的三维分布图如图11所示。



(a) B_r 的空间分布图



(b) B_φ 的空间分布图



(c) B_θ 的空间分布图

图11 气隙磁密沿 r, φ, θ 分量空间三维分布图

Fig.11 Three-dimensional distribution diagram of air gap magnetic density along r, φ and θ components

从图11a可以看出,径向磁密 B_r 在 φ 角方向由 $0 \sim 360^\circ$ 的变化区间内呈现出6个小周期分布,1个小周期为 60° ,对应于该电动机为四相48/36极结构,每个小周期内磁密的峰值角度即为电动机转子齿极与定子齿极重合时的角度,峰值约为1.2 T,磁密最小值的角度即为电动机转子凹槽与定子凹槽重合时的角度,最小值近似为0 T;在 θ 方向的正负 60° 的区间内呈现出相同的波形,这与电动机的定、转子成球面结构相吻合,磁密的最大值出现在 40° 附近是由电动机的双定子和转子沿中轴线方向为3段式分布结构决定的。图11b、图11c所示的气隙磁场磁密 φ 向分量 B_φ 和 θ 向分量 B_θ 在 θ 方向的分布波形趋势与径向磁密 B_r 大致相同,只是 B_θ 波形类似于尖波;在 φ 角方向的变化 B_φ , B_θ 与 B_r 有相同的分布周期,其中 B_φ 的浮动频率高,峰值接近0.5 T。

该电动机为空载状态,转速为2 000 r/min的情况下,电机定子绕组中的磁链曲线如图12所示。从图12中可以看出,磁链随时间变化曲线为三角波波形,A、B、C、D四相磁链1个变化周期为3 s,在1个周期内,每相磁链峰值接近0.12 Wb,最小值在0 Wb左右。

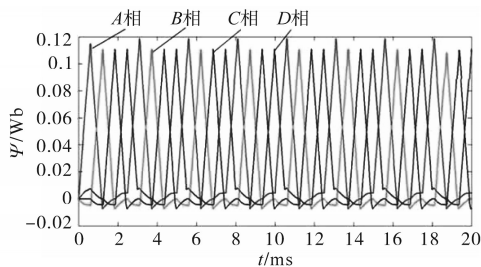


图12 绕组磁链分布图

Fig.12 Distribution diagram of winding flux linkage

3.2 双定子开关磁阻电动机转矩和电流特性研究

双定子开关磁阻电动机采用内、外双定子结构,内定子、外定子和转轴在中心轴的方向上为三段式结构,给电动机控制电路的驱动主电路施加200 V电压,在控制电压电路中对电压触发脉冲进行参数设置。根据电动机的结构四相48/36极,计算可得电动机的步进角 $\theta_{\text{step}}=2.5^\circ$,因此电动机控制开关管的脉冲电压源周期采用位置控制方式,其导通周期为 10° ,每相导通角度为 2.5° ,在电动机转速为2 000 r/min时,得到该电动机的转矩波形图和相电流波形图,并将它们与单侧定子结构电动机的转矩和相电流进行了比较,图13为该电动机的四相电流示意图。

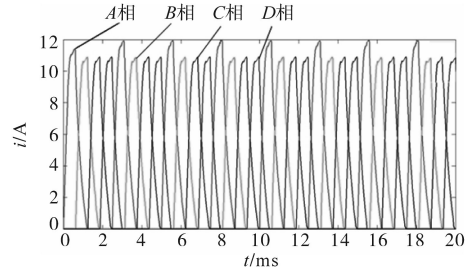


图13 相电流示意图

Fig.13 Diagram of phase current

为了说明双定子电动机的优良性能,给两种结构的电动机设置相同的参数如下:起励电压200 V,定子外径180 mm,轴径40 mm,气隙0.5 mm,定子齿极数48,转子齿极数36,铁心长度60 mm。两种结构的电机体积近似相等且均为48/36极,采用他励模式控制电路,得到了如图14所示的两种电动机结构的转矩对比图。从图14中可以看出,单侧定子结构的转矩只能达到3 N·m左右,而双定子电动机转矩最大幅值约5 N·m,明显优于单侧定子电动机结构。图15给出的是两种电动机结构A相的相电流波形对比图。双定子结构电动机的相电流幅值近似为12 A,单侧定子结构电动机的相电流幅值约为9 A。根据有限元法得到双定子结构电动机和单侧定子结构电动机的转矩和相电流波形,通过他们的幅值比较得到双定子结构的性能优于单侧定子结构,并且两种结构下

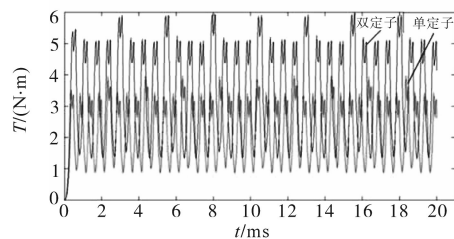


图14 两种结构电动机输出转矩对比图

Fig.14 Contrast diagram of output torques of two kinds of structural motors

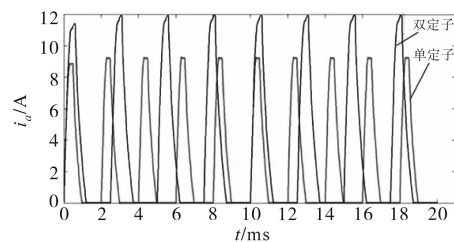


图15 两种结构电动机相电流对比图

Fig.15 Contrast diagram of phase currents of two kinds of structural motors

电动机转矩的增量与相电流增量的关系验证了前面所建立的数学模型的准确性。

4 实验验证

图16为双定子开关磁阻电动机在2 000 r/min的转速下,实验测量与仿真波形的转矩对比图,在电机控制方面,调节开通角为 -0.34° ,关断角为 2.87° ,减小电动机输出转矩的脉动。从图16中可以看出,电动机的测量输出转矩与仿真结果基本吻合,峰值约在 $4 \text{ N}\cdot\text{m}$,验证了双定子开关磁阻电动机的有限元分析结果的准确性。

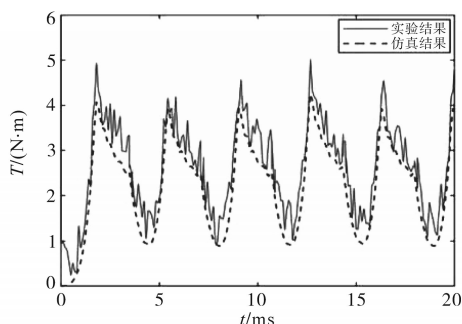


图16 转矩的仿真波形与实验测量结果

Fig.16 Torque simulation waveform and experimental measurement results

5 结论

本文提出了一种双定子开关磁阻电动机,该电动机的主要特点在于采用内外双定子结构,增加了定、转子的齿极数,有效地增大了电动机的输出转矩并降低了转矩脉动。系统阐述了该电动机的工作原理及控制机理,通过建立该电动机的数学模型,对电动机的电感变化做线性化处理,分析计算电动机的电感、电压、电流和转矩特性。同时,利用有限元法对双定子开关磁阻电动机运行时的磁力线以及电动机外侧气隙磁场的磁场特性进行了分析,在其它条件不变的情况下,将双定子结构电动机和单侧定子结构电动机的转矩和电流做了仿真计算,其各物理量的仿真结果与电动机数学模型分析的公式相对应,验证了数学模型的准确性。对比两种电动机结构的输出转矩和相电流,得到双定子结构的电动机在输出转矩上占绝对优势。由于该电动机为双定子结构,加工工艺稍复杂,成本较普通开关磁阻电机略高,但输出转矩在普通结构开关磁阻电机的基础上提高了50%,且能够实现内外电动机在输出转矩上的互补,性能明显优于普通开关磁阻

电机。此外,与永磁同步电机相比,开关磁阻电机的定子和转子上均无永磁体,大大减小了电机成本,在小型家电等适用场合可替代小型永磁同步电机。从而可以继续对该电动机的其他特性做相关研究。

参考文献

- [1] 刘勇智,周政,盛增津. 开关磁阻电机启动/发电状态切换控制策略研究[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(10): 57-63.
- [2] 柴凤,崔淑梅,程树康. 双定子电机的发展状况及展望[J]. 微特电机, 2001, 29(5): 23-26.
- [3] 陈凌,王宏华,谭超. 基于麦克斯韦应力法的双绕组无轴承开关磁阻电机新型数学模型[J]. 电机与控制学报, 2017, 11(3): 9-18.
- [4] 李争,张玥,王群京,等. 永磁转子偏转式三自由度电机磁场解析建模与分析[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(S1): 219-225.
- [5] 张强. 基于DSP的开关磁阻电机控制系统及控制方法研究[D]. 西安:西安电子科技大学, 2015.
- [6] 葛金龙. 基于自适应模糊神经网络的开关磁阻电机控制系统开发[D]. 淄博:山东理工大学, 2016.
- [7] Xu T, Yuan J, Wang Q, *et al.* Inductance Estimation Method for Linear Switched Reluctance Machines Considering Iron Losses[J]. IET Electric Power Applications, 2016, 10(3): 181-188.
- [8] Ganji B, Heidarian M, Faiz J. Modeling and Analysis of Switched Reluctance Generator Using Finite Element Method[J]. Ain Shams Engineering Journal, 2015, 6(1): 85-93.
- [9] 周云红,孙玉坤,袁野. 双定子磁悬浮开关磁阻电机的转子位置角自检测[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(1): 250-257.
- [10] Rahman K M, Gopalakrishnan S, Fahimi B, *et al.* Optimized Torque Control of Switched Reluctance Motor at All Operational Regimes Using Neural Network[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 37(3): 904-913.
- [11] 王喜莲,许振亮,王翠. 开关磁阻电机转矩脉动与铜耗最小化控制研究[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(7): 52-57.
- [12] 蒯松岩,汤锐智,马金洋,等. 基于电感模型的开关磁阻电机参数优化[J]. 电工技术学报, 2015, 30(7): 97-104.
- [13] Gan C, Wu J, Yang S, *et al.* Phase Current Reconstruction of Switched Reluctance Motors from DC-link Current under Double High-frequency Pulses Injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 3265-3276.
- [14] Zhang H, Wang S. Topology Optimization of Rotor Pole in Switched Reluctance Motor for Minimum Torque Ripple[J]. Electric Power Components&Systems, 2017, 45(8): 1-7.
- [15] 张鑫,王秀和,杨玉波. 基于改进磁场分割法的开关磁阻电机径向力波抑制能力解析计算[J]. 电工技术学报, 2015, 30(22): 9-18.

收稿日期:2019-06-05

修改稿日期:2019-06-29

LCL-S型 ICPT 系统能量与信号同步传输 技术研究

冯哲¹, 王春梅²

(1. 石家庄信息工程职业学院 计算机应用系, 河北 石家庄 050035;

2. 河北科技大学 电气工程学院, 河北 石家庄 050000)

摘要:为解决目前感应耦合电能传输(ICPT)系统中能量与信号同步传输技术存在的多线圈结构复杂、传输信噪比低、线圈解耦困难和电路复杂等问题,提出一种基于LCL无功补偿网络的能量与信号同步传输方法。根据LCL-S型ICPT系统在品质因数较大时系统电压增益将存在2个极值点的特性提出一种采用调频调制方式实现能量与信号同步传输的方法,最后通过实验验证了理论研究的正确性与可实现性。

关键词:感应耦合电能传输;信号传输;LCL拓扑;电压增益;调频调制

中图分类号:TM74 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd20181

Research on Synchronized Transmission Technology of Energy and Signal in LCL-S ICPT System

FENG Zhe¹, WANG Chunmei²

(1. Department of Computer Application, Shijiazhuang Information Engineering Vocational College,

Shijiazhuang 050035, Hebei, China; 2. School of Electrical Engineering, Hebei University

of Science and Technology, Shijiazhuang 050000, Hebei, China)

Abstract: In order to solve the problems of multi-coil structure, low signal-to-noise ratio, coil decoupling difficulty and circuit complexity in current inductive coupled power transfer(ICPT) system, a method of energy and signal synchronous transmission based on LCL reactive power compensation network was proposed. According to the characteristic that the voltage gain of LCL-S ICPT system will have two extreme points when the quality factor is large, a method of synchronous transmission of energy and signal using FM modulation was proposed. Finally, the correctness and feasibility of the theoretical research were verified by experiments.

Key words: inductive coupled power transfer(ICPT); signal transmission; LCL topology; voltage gain; FM modulation

感应耦合电能传输(inductive coupled power transfer, ICPT)技术实现了能量从电源端到负载端的无电缆线传输,克服了传统有线电能传输方式存在的一系列弊端,有效提高了用电的安全性和灵活性^[1-2],因此获得了国内外众多学者的广泛关注,并在机器人^[3-4]、电动汽车^[5-6]、人体植入设备体外供电^[7-8]等领域获得了广泛应用。

随着ICPT技术研究的不断深入,实现系统原副边网络之间的能量与信号同步传输已逐渐成为研究热点。例如利用信号用于系统工作状态的显示、闭环系统信息的反馈以及控制信号的传递等^[9]。ICPT系统中能量与信号同步传输技术一般主要可分为射频技术、双通道传输以及单

通道传输^[10]。其中射频技术主要是指利用 Zig-Bee, Wi-Fi 及 Bluetooth 等技术标准来实现短距离无线通讯,但因该类模块产品成本较高,且具有在较大电能传输功率下模块受电磁干扰影响而可靠性降低的特点在应用上受到一定的限制^[11-14];双通道技术在电能传输通道的基础上,通过新增1组信号独立传输通道来实现信号传输,但两路磁耦合机构同时存在会造成能量与信号强烈的交叉耦合从而产生电磁干扰作用,为降低电磁干扰使得磁耦合机构成为该方法设计重点及难点^[15-17];单通道技术是采用能量信号磁路共享的方式进行能量信号同步传输,该方式将能量磁路充分利用起来进行信号传递。相比较而言,单通

作者简介:冯哲(1971—),女,工程师,副教授,Email:2359892967@qq.com

道传输技术不仅能够充分利用磁路耦合机构还能够避免双通道带来的交叉耦合、系统体积过大等问题,因此单通道传输技术最具有应用前景和研究价值。目前,针对单通道ICPT系统能量与信号同步传输技术主要有调幅调制^[18]、调频调制^[19]等方式,虽然实现了信号的同步传输,但依然存在信号传输速率低、输出电压易受波动等问题。

对于能量与信号同步传输的ICPT系统而言,通信速度与通信质量的优良决定了ICPT系统性能的高低。为实现信号传输下的电能稳定传输,文献[20]在ICPT系统基础上,通过切入切出电容的方式调制信号,并利用检测系统局部阻抗的方式对信号进行解调,虽然实现了信号的反向同步传输,但该方法同时会导致系统输出电压产生波动;文献[21]基于基波-谐波双通道传输系统,通过改变输出电压中基波与谐波的占比对信号进行传输,也取得了较好成果,但是该系统体积较大且四线圈的存在对磁路机构的设计也带来了一定难度。针对上述文献存在的电能输出电压波动、多线圈结构设计困难等不足,本文在文献[22]的研究基础上针对LCL-S型ICPT系统在不同工作频率下存在2个电压、电流增益峰值的特性,提出了一种基于LCL无功补偿网络的能量与信号同步传输方法。根据该特性采用调频调制的方式将基带信号加载至能量传输通道中,实现能量与信号的单通道同步传输。

1 LCL-S型ICPT系统结构信号传输实现方法

1.1 基于LCL-S补偿网络的能量与信号同步传输系统主电路

本文研究的基于LCL-S型ICPT系统的主电路结构如图1所示。图1中, U_d 为直流电源, $G_1 \sim G_4$ 为高频逆变电路, u_{in} 为逆变输出电压, L_a 及 L_p 为原边电感及发射线圈电感, C_p 为其补偿电容, R_p 为发射线圈内阻, L_s 和 C_s 分别为拾取线圈电感和补偿电容,M

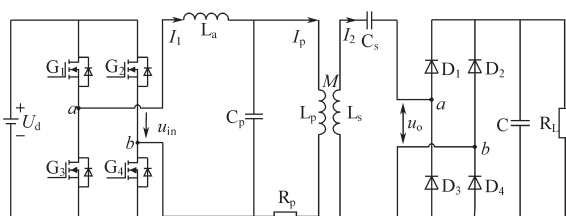


图1 LCL-S型ICPT系统电路结构

Fig.1 Circuit structure of LCL-S ICPT system

及其补偿电容, M 为磁路耦合机构的互感, u_o 为系统输出交流电压, $D_1 \sim D_4$ 为整流电路, C 为滤波电容, R_L 为系统直流负载。

基于LCL-S型ICPT系统简化电路如图2所示。

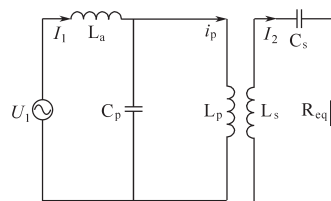


图2 ICPT系统等效电路图

Fig.2 Equivalent circuit diagram of ICPT system

图2中, U_1 为逆变电路输出方波电压中的基波成分, R_{eq} 为副边网络的整流环节以及负载 R_L 的等效电阻,忽略原边发射线圈内阻 R_p 则

$$\begin{cases} U_1 = 2\sqrt{2} U_{in}/\pi \\ R_{eq} = 8R_L/\pi \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_{in} 为逆变输出方波电压; R_L 为系统输出端直流负载。

定义系统工作角频率为 ω ,则系统谐振频率 ω_0 以及归一化角频率 ω_n 分别为

$$\begin{cases} \omega_0 = 1/\sqrt{L_a C_p} \\ \omega_n = \omega/\omega_0 \end{cases} \quad (2)$$

定义系统电感比例系数 λ 、负载品质因数 Q_n 、电容比例系数 α 为

$$\begin{cases} \lambda = L_a/L_p \\ Q_n = \omega_0 L_p/R_{eq} \\ \alpha = C_s/C_p \end{cases} \quad (3)$$

当 $\lambda=1, \alpha=1$ 时,LCL-S型ICPT系统的输入阻抗 Z_{in} 为

$$Z_{in} = \omega_0 L_p [j\omega_n + \frac{j\omega_n^3 Q_n (1-k^2) - j\omega_n Q_n + \omega_n^2}{j(\omega_n^3 - \omega_n) + 2\omega_n^2 Q_n - Q_n - \omega_n^4 (1-k^2) Q_n}] \quad (4)$$

其中

$$k = M/\sqrt{L_p L_s}$$

式中: k 为系统磁路耦合机构的耦合系数。

根据上述可得到系统的电压增益 G_v 与电流增益 G_i 分别为

$$G_v = \left| \frac{U_o}{U_{in}} \right| = |1/(1 - \omega_n^2 \lambda + \lambda + j\omega_n Q_n D)| \quad (5)$$

$$G_i = \left| \frac{I_2}{I_1} \right| = \left| \frac{k}{jQ_n^{-1}(\omega_n^{-1} - \omega_n) + M} \right| \quad (6)$$

其中

$$D = (1-k)(1 - \omega_n^2 \lambda) \left[1 + k - \frac{1}{\omega_n^2 (1-k)\alpha} \right] + \lambda [1 - 1/(\omega_n^2 \alpha)]$$

$$M = \omega_n^2(1 - k^2) - \alpha^{-1} - 1 + 1/(\omega_n^2 \alpha)$$

式中: U_o 为系统输出交流电压; I_i 为逆变输出电流; I_2 为系统输出交流电流。

本文取输入电压 U_m 为 100 V, 耦合系数 k 为 0.3, 且电感比与电容比均为 1, 当品质因数 Q_n 取不同值时, 系统电压增益 G_v 、电流增益 G_i 与归一化角频率 ω_n 的特性曲线如图 3 所示。

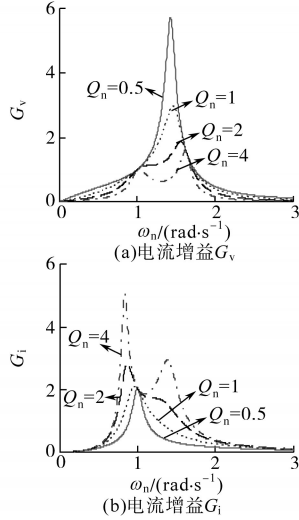


图3 品质因数 Q_n 取不同值时的, G_v , G_i 与归一化频率 ω_n 之间的关系

Fig.3 The relationship between G_v , G_i and normalized frequency ω_n when quality factor Q_n takes different values

从图3中可以看出, 当品质因数 Q_n 越小时, 系统电压增益越大, 且当 Q_n 达到某个值时系统电压增益将出现2个峰值, 其中一个为谐振点; 而当品质因数 Q_n 越大时, 系统电流增益越大, 与电压增益一样, 系统电流增益随着归一化角频率的变化也将有2个峰值, 其中一个为系统谐振频率点, 即 $\omega_n = 1$ 时。

1.2 基于LCL-S补偿网络的能量与信号同步传输方法研究

根据上述分析可知, 当系统品质因数 Q_n 大于某一值后, 系统电压增益、电流增益随着归一化角频率的变化均存在2个峰值。针对这个系统固有特性, 可将其应用于ICPT系统的能量与信号同步传输技术的研究中。

1.2.1 信号调制过程

根据前文提到的特性, 本文提出一种基于LCL-S型ICPT系统的能量与信号同步传输方法, 以 $Q_n = 4$ 为例, 对电压增益 G_v 进行求导即可得到其2个峰值点处的归一化角频率 ω_{n0} 和 ω_{n1} 的值。通过对式(5)求导可得当 $\omega_{n0} = 1$, $\omega_{n1} = 1.6$ 时, 系统

电压增益 G_v 取得极大值, 此时电流增益分别为 $G_{i0} = 2$, $G_{i1} = 1.266$ 。

系统信号传输的基本思想为: 1) 保持系统逆变电路驱动频率与系统工作频率相等; 2) 通过改变逆变电路工作频率的方式对信号进行调制; 3) 通过检测副边网络拾取线圈 L_s 两端电压来对系统传输的信号进行解调。

系统传输原理图如图4所示。

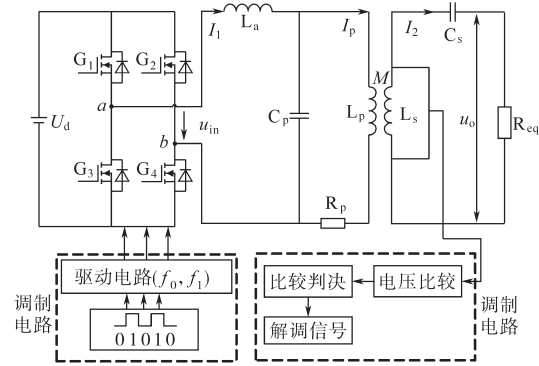


图4 系统能量与信号同步传输原理图

Fig.4 Principle diagram of synchronized transmission of system energy and signal

图4中, f_0, f_1 分别为逆变电路的2个工作频率。假定用 f_0 表示信号“0”, 用 f_1 表示信号“1”, 其中 f_0 为系统归一化角频率 $\omega_n = 1$ 时的谐振频率, f_1 为 $\omega_n = 1.6$ 时的系统工作频率。

1.2.2 信号传输速率

根据图4所示的系统原理图, 逆变电路工作频率的变化转变为拾取线圈 L_s 两端的电压变化, 其中信号“0”与信号“1”的转换瞬间, L_s 两端的电压变化近似为一个零状态响应, 但其响应时间的长短限制了信号传输的速率, 令拾取线圈的补偿电容 C_s 两端电压为 u_{Cs} , 则其零状态响应的微分方程为

$$L_s C_s \frac{d^2 u_{Cs}}{dt^2} + R_{eq} C_s \frac{du_{Cs}}{dt} + u_{Cs} = u_{oc}(t) \quad (7)$$

其中 $u_{oc}(t) = \sqrt{2} U_{oc} \sin \omega_0 t$

式中: u_{Cs} 为副边网络感应电压。

式(7)判别式为

$$\Delta = R_{eq}^2 - \frac{4L_s}{C_s} < 0 \quad (8)$$

此时系统工作在欠阻尼状态, 由式(7)得出电容电压 u_{Cs} 和线圈电压 u_{Ls} 的暂态过程表达式如下式:

$$\begin{cases} u_{Cs}(t) = u_{oc}(t) \left[1 - \frac{1}{\omega \sqrt{L_s C_s}} e^{-\frac{R_{eq}}{2L_s} t} \sin(\omega t + \varphi) \right] \\ u_{Ls}(t) = L_s C_s \times \frac{d^2 u_{Cs}}{dt^2} \end{cases} \quad (9)$$

信号检测电容电压暂态过程如图5所示。

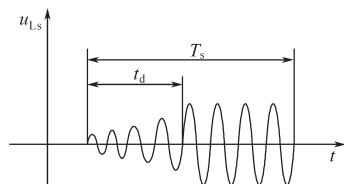


图5 信号检测电容电压暂态过程

Fig.5 Signal detection capacitor voltage transient process

图5中, T_s 为信号传输速率; t_d 为暂态过程持续时间, 理论上认为电压幅值上升至95%, 暂态过程结束, 忽略其他因素的影响, 则最大信号传输速率 F_s 如下式, 此时 $T_s = 2t_d$ 。

$$F_s = \frac{1}{T_s} = \frac{R_{eq}}{12L_s} \quad (10)$$

因此, 由式(10)可知, 适当增大系统负载电阻 R_{eq} 或者减小拾取线圈 L_s , 可以提高信号传输速率 F_s 。

1.2.3 解调电路设计

本文采用的解调电路如图6所示, 其设计原理为: 首先对副边网络拾取线圈 L_s 两端电压进行分压后作为二极管检波电路的输入, LM319N为比较器芯片, 将检波电路的输出作为比较器芯片的反相输入, U_{ref} 为参考电压, R_3 为滑动变阻器, 其产生的阈值电压作为比较芯片的同相输入端; 若同相输入端大于反相输入端, 则比较器输出为供电电压, 反之输出为零。

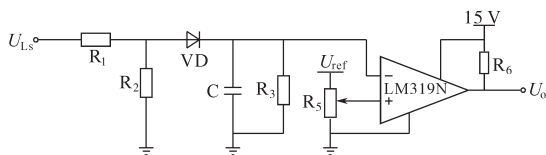


图6 解调电路

Fig.6 Demodulation circuit

2 系统功率效率特性研究

基于前文所述, 本文采用调频调制的方式将信号加载到能量波中进行能量与信号的同步传输。该方法能够实现的前提是在信号传输时不影响能量的正常传输。本小节将针对系统功率、效率传输特性来分析信号传输时对系统传输功

率及效率的影响。

当系统逆变电路工作频率为 ω_0 时, 系统原副边网络均处于谐振状态, 此时有:

$$\begin{cases} P_0 = I_{p0}^2 \times \frac{\omega_0^2 M^2}{R_{eq}} = \left(\frac{U_1}{\omega_0 L_a} \right)^2 \times \frac{\omega_0^2 M^2}{R_{eq}} \\ \eta_0 = \frac{\frac{\omega_0^2 M^2}{R_{eq}}}{\frac{\omega_0^2 M^2}{R_{eq}} + R_p} \end{cases} \quad (11)$$

式中: I_{p0} 为逆变电路工作频率为 ω_0 时的原边发射线圈电流; P_0 为此时的输出功率; η_0 为此时的系统效率; R_p 为发射线圈内阻。

当系统逆变电路工作频率为 ω_1 时, 此时系统工作频率偏离谐振频率, 故系统不再谐振, 产生了部分无功功率, 则

$$\begin{cases} j_{p1} = \frac{U_1}{j\omega_1 L_a + \frac{1}{j\omega_1 C_p + \frac{1}{j\omega_1 L_p + (\omega_1 M)^2 / (j\omega_1 L_s + R_{eq} + 1/j\omega_1 C_s)}}} \\ P_1 = \left| \frac{j\omega_1 M j_{p1}}{j\omega_1 L_s + R_{eq} + 1/j\omega_1 C_s} \right|^2 R_{eq} \\ \eta_1 = \frac{\left| \frac{j\omega_1 M j_{p1}}{j\omega_1 L_s + R_{eq} + 1/j\omega_1 C_s} \right|^2 R_{eq}}{\left| \frac{j\omega_1 M j_{p1}}{j\omega_1 L_s + R_{eq} + 1/j\omega_1 C_s} \right|^2 R_{eq} + |j_{p1}|^2 R_p} \end{cases} \quad (12)$$

式中: I_{p1} 为逆变电路工作频率为 ω_1 时的原边发射线圈电流; P_1 为此时的输出功率; η_1 为此时的系统效率。

给定一组系统参数为 $U_d = 20$ V, $L_a = L_p = 100$ μ H, $C_p = C_s = 0.633$ μ F, $M = 30$ μ H。令系统谐振频率 $f_0 = 20$ kHz, 则 $f_1 = 1.6 f_0 = 32$ kHz, 绘制出系统在两种工作频率下系统输出功率及效率随等效负载 R_{eq} 的变化曲线如图7所示。

从图7中可以看出, 根据上述系统特性, 在工作角频率分别为 ω_0 和 ω_1 时, 系统电压增益与电流增益的变化趋势相反, 故当系统工作频率为 ω_1 时系统输出功率较谐振频率 ω_0 时反而大; 而系统效率在负载较小时低于谐振频率处, 在负载较大时则较谐振频率处高, 但2种频率下系统效率均是逐渐下降的。由此可知, 本文提出的基于LCL-S型ICPT系统能量与信号同步传输方法具有正确性和有效性, 且在传输信号时并不会造成系统输

出功率的下降,但在负载电阻较小时系统效率较低。

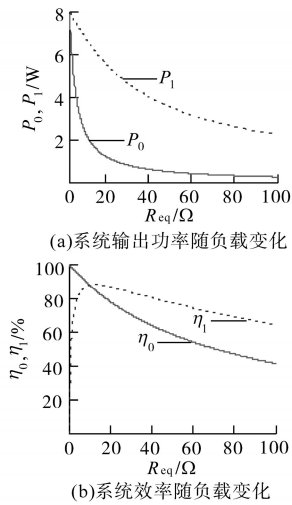


图7 系统2种工作频率下输出功率及效率随负载的变化曲线

Fig.7 The output power and efficiency versus load curves at two operating frequencies of the system

3 实验分析与验证

为了验证基于LCL-S型ICPT系统的能量与信号同步传输方法的正确性与有效性,本文根据第2节中参数搭建如图8所示的实验平台,为了满足 $Q_n \geq 2$,本系统负载电阻取 6Ω ,即本文的能量与信号同步传输方法仅针对小负载系统。

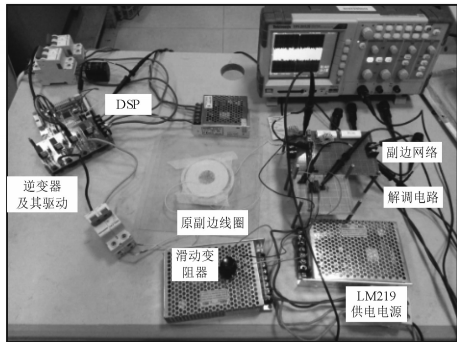


图8 实验平台

Fig.8 Experimental platform

本文基于LCL-S型ICPT系统的磁路耦合机构采用圆盘式结构且不加入磁芯。为了减少高频状态下线圈的集肤效应,本文的电感线圈采用 $0.1 \text{ mm} \times 100$ 的绞合利兹线绕制而成。

根据前文所述,本文信号传输方法实现过程为:当不进行信号传输时或传输信号“0”时,驱动电路控制逆变器工作频率为 20 kHz ;当传输信号“1”时,驱动电路控制逆变器工作频率为 32 kHz 。为了区分系统是不进行信号传输还是传输信号

“0”,可以在传输信号之前设定一个协议,当接收到该协议时说明系统此时开始传递信号。

图9为系统实验波形。图9a图为逆变器工作频率为 ω_0 时其输出方波电压 u_{in} 和原边发射线圈电流波形 i_{p0} ,图9b为工作频率为 ω_1 时逆变电路输出方波电压 u_{in} 和原边发射线圈电流波形 i_{p1} ,由图可知,当偏离系统谐振频率时,逆变方波电压与原边发射线圈电流之间的相位不再为标准 90° ;图9c为拾取线圈 L_s 两端电压及其包络线,即信号检测电压;图9d为基带信号与解调电路输出电压,从图中可以看出,本系统能够较好地实现信号传输,并且时延较小。由此验证了本文提出

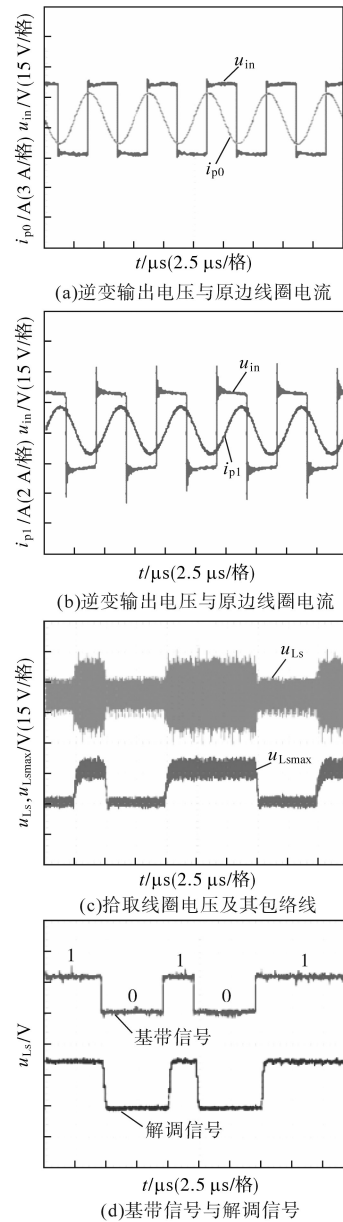


图9 实验波形

Fig.9 Experimental waveforms

的基于LCL-S型ICPT系统能量与信号同步传输技术的可行性和正确性。

4 结论

本文提出了一种基于LCL-S型ICPT系统的能量与信号同步传输方法,其主要是利用LCL-S型ICPT系统中存在2个频率点使得系统电压增益达到极大值的特性来实现信号的调频调制。论文主要对系统信号调制以及解调过程进行设计,同时分析了对信号传输速率产生影响的因素;最后分析系统在2种频率下的功率效率特性,说明该信号传输方法对能量的传输过程并不会产生很大的影响。实验表明,本文所提能量与信号同步传输方法能够准确地对信号进行传输,但由于系统特性对品质因数的范围进行了限定,故该方法仅针对负载电阻较小的情况,此时系统传输效率较低,故在后续的研究中将针对此情况对该系统进行进一步的研究。

参考文献

- [1] Wu H H, Covic G A, Boys J T, *et al.* A Series-tuned Inductive-power-transfer Pickup with a Controllable AC-voltage Output [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(1): 98-109.
- [2] Matsumoto H, Neba Y, Ishizaka K, *et al.* Comparison of Characteristics on Planar Contactless Power Transfer Systems[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2012, 27(6): 2980-2993.
- [3] Pantic Z, Lukic S M. Framework and Topology for Active Tuning of Parallel Compensated Receivers in Power Transfer Systems[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2012, 27(11): 4503-4513.
- [4] Tang C S, Y Sun, Y G Su, *et al.* Determining Multiple Steady-state ZCS Operating Points of a Switch-mode Contactless Power Transfer System[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2009, 24(2): 416-425.
- [5] Budhia M, Covic G A, Boys J T. Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2011, 26(11): 3096-3108.
- [6] Mi C C, Buja G, Choi S Y, *et al.* Modern Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway Powered Electric Vehicles[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6533-6545.
- [7] Ahn D, Hong S. Wireless Power Transfer Resonance Coupling Amplification by Load-modulation Switching Controller [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 898-909.
- [8] Jordan Besnoff, Morteza Abbasi, David S, *et al.* High Data-rate Communication in Near-field RFID and Wireless Power Using Higher Order Modulation[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(2): 401-412.
- [9] Ahn D, Hong S. Wireless Power Transfer Resonance Coupling Amplification by Load-modulation Switching Controller [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 898-909.
- [10] Wu J, Zhao C, Lin Z, *et al.* Wireless Power and Data Transfer via a Common Inductive Link Using Frequency Division Multiplexing[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(12): 7810-7820.
- [11] Brusamarello V J, Blauth Y B, Azambuja R D, *et al.* Power Transfer with an Inductive Link and Wireless Tuning[J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2013, 62(5): 924-931.
- [12] Liu Y, Bai S, Zhang W, *et al.* Design and Optimization of Mutual Inductance for High Efficiency ICPT System[C]//IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, IEEE, 2016: 3178-3182.
- [13] 陈焕波, 杨本全, 袁杰, 等. 基于MSP430F149的蓝牙无线充电系统设计[J]. 现代电子技术, 2015, 38(10): 107-110.
- [14] Krivchenkov A, Saltanovs R. Analysis of Wireless Communications for V2G Applications Using WPT Technology in Energy Transfer to Mobile Objects[C]//International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University. IEEE, 2015: 1-4.
- [15] Wang G, Wang P, Tang Y, *et al.* Analysis of Dual Band Power and Data Telemetry for Biomedical Implants[J]. IEEE Trans. on Biomedical Circuits and Systems, 2012, 6(3): 208-215.
- [16] Lee H M, Kiani M, Ghovanloo M. Advanced Wireless Power and Data Transmission Techniques for Implantable Medical Devices[C]//Custom Integrated Circuits Conference, IEEE, 2015: 1-8.
- [17] Hiraga Y, Hirai J, Kaku Y, *et al.* Decentralized Control of Machines with the Use of Inductive Transmission of Power and Signal[C]//IEEE Industry Applications Society Meeting, IEEE, 1994: 875-881.
- [18] 张爱国. 感应式电能和信号同步传输技术的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.
- [19] 孙跃, 王琛琛, 唐春森, 等. CPT系统能量与信号混合传输技术[J]. 电工电能新技术, 2010, 29(4): 10-13.
- [20] 夏晨阳, 李玉华, 雷轲. 变负载ICPT系统电能与信号反向同步传输方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(6): 1857-1866.
- [21] 夏晨阳, 任思源, 陈锐, 等. 基波-谐波双通路并行感应式能量与信号同步传输技术[J]. 电力系统自动化, 2018(5): 169-175.
- [22] 周豪, 姚钢, 赵子玉, 等. 基于LCL谐振型感应耦合电能传输系统[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(33): 9-16.

收稿日期: 2019-04-22

修改稿日期: 2019-05-18

2020年《电气传动》总索引

题 名	作者	期 页	题 名	作者	期 页
* 特约专栏 *					
调速用交-直-交电压型变频器的几个应用问题	马小亮	1 3	基于新型 SMO 的无位置传感器 PMSM 模型预测控制	丁立, 和阳, 吉敬华, 等	7 25
SCARA 四轴机器人控制系统综述	杨明, 张如昊, 张军, 等	1 14	六相感应电机驱动系统的简易制动方案设计	白敬彩, 王国柱, 范峥, 等	8 3
高性能变频调速系统的几个应用问题	马小亮	2 3	开绕组永磁同步电机直接转矩控制研究	胡朝燕, 付保川, 赵刚	8 8
* 交、直流调速 *					
高占空比斩波串级调速反馈变压器保护优化	林永君, 王兴武, 王兵树, 等	1 24	基于改进相电流重构的电流采样校正方法	邓娜	8 15
永磁同步电机偏差解耦控制策略研究	司梦, 李好文, 郑岗, 等	1 30	伺服驱动技术及其在钻修井装备中的应用研究	杨双业, 于兴军, 鲁运来, 等	9 3
基于 ASMO 的 PMSM 无传感器控制系统	陈益, 赵灿辉, 马力, 等	1 36	10 MW 海上风电双绕组永磁电机建模与工况研究	周宏林	9 8
变速抽水蓄能机组启动与制动策略研究	冯宇鹏, 陈旭东, 牛翔宇, 等	2 21	异步电机无速度传感器解耦矢量控制	任林, 宗剑, 闫娜云, 等	9 15
一种基于脉振高频电压注入法的转子位置检测方法	彭思齐, 李洞湘	3 3	高速永磁同步电机模型参考自适应转速观测	何延昭, 王贞艳, 王金霞, 等	10 16
基于 10 kV 防爆变频技术的主煤流输送系统	谢小展, 陈俊杰, 徐国强, 等	3 8	永磁交流电机驱动系统控制器的自整定策略	陈琳, 马宏忠	10 23
一种改进的 PMSM 转子初始位置检测方法	张子良, 胡存刚, 张云雷	3 12	基于简化预测控制的液粘调速试验台速比控制	陈光, 吴健, 李珍, 等	10 30
基于双模控制算法的交流伺服电机的研究	刘彩霞	4 3	PMSM 转子初始位置分相注入检测法	赵佳怡, 徐政, 李光明, 等	11 3
线电压差法无位置传感器 BLDCM 续流影响的研究	姚绪梁, 关琦, 赵继成, 等	4 7	双三电平逆变器驱动系统中关键问题研究	苏良成, 陈勇, 朱德亮, 等	12 3
一种间接三电平电流源 PWM 变换器策略的设计与研究	曹振军, 陈丽颖, 王欢, 等	4 13	连轧管机的主电机性能预控	闫文秀, 国庆稳	12 10
三电平逆变器驱动双定子绕组 PMSM 系统容错控制	李俊泓, 王岫鑫	4 18	* 变流·滤波技术 *		
永磁同步电机无位置传感器鲁棒无源控制	史艳霞, 杨健, 汤海梅	5 3	具备直流故障阻断能力的改进型多电平子模块	李昕其, 孙婧妍, 陈翔宇, 等	1 42
同步磁阻电机的无模型预测电流控制策略	郭雷岗, 马军周, 靳建峰	5 8	基于复合调制及自适应控制的 H6 逆变器	谢积锦, 刘斌, 陆安山, 等	1 46
基于分段终端滑模的双三相电机控制系统研究	王卉, 刘毅庭	5 15	QPR 控制器参数对变流器弱电网适应能力的影响	黄现莲, 冯向东, 张新闻	2 28
PMSM 抑制 I/f 启动策略稳态速度波动的新型方法	尹泉, 张馨月, 罗慧, 等	6 3	一种基于 H6 型并网逆变器调制策略的研究	周皓, 邸彩芸, 赵志, 等	2 35
低载波比下的永磁同步电机无传感器控制	柴俊	6 10	基于环流注入的 MMC 电容电压平衡控制策略	肖胜, 郭伯春	2 39
基于改进磁链观测器的 PMSM 转子位置估计方法	周硕	6 15	载波移相 PWM 调制下的 MMC 电压平衡控制策略	孙永忠, 姜毅龙	2 47
新型滑模变结构的永磁同步电机无位置控制	彭娟娟, 黄民发, 沈鸿, 等	6 22	三相四开关有源电力滤波器的容错控制技术	王兰, 陈俐	2 55
基于模型预测电动汽车异步电机直接转矩控制	何俊贤, 陈卓, 曾实	7 3	低电压穿越条件光伏逆变器模型预测控制研究	栗遇春, 葛翔, 李发亮, 等	3 16
基于 PSO 的永磁同步电机分数阶滑模控制器设计	王东, 宋保业	7 8	PWM 装载模式对变流器弱电网适应能力的影响	黄现莲, 冯向东, 张新闻	3 22
基于变参数锁相环的永磁同步电机转子位置检测	李月英, 左明鑫	7 13	基于虚拟电容的并联逆变器无功环流抑制策略	任碧莹, 张锐翔, 孙向东, 等	3 28
基于双极性功率变换器的开关磁阻电机 DITC 控制	熊树, 夏新祥, 张赫	7 19	光伏发电系统前级宽输入 DC/DC Boost 变换器	冷明全, 程为彬, 刘峰, 等	3 37
			基于模糊控制的储能型准 Z 源变流器	毛人杰, 李媛, 方番	3 40
			一种高频 LCCL 四谐振参数变换器	杨晓光, 高思佳, 赵硕, 等	4 26

题 名	作者	期 页	题 名	作者	期 页
基于无源控制的Buck变换器稳定性研究	段辰阳,迟颂, Mustafa Alrayah,等	4 32	一种应用于分布式电源的高增益双输入DC-DC变换器	刘明,赵作男,谢国民	9 53
考虑中点电位平衡的三电平Boost-逆变器协调控制	曾江,黄仲龙,邱国斌	4 38	高频隔离型B-PSFB变换器模块优化设计	应鸿,游锋,林琳,等	9 60
一种新型的三电平VIENNA整流器调制策略	谢积锦,刘斌,何永玲,等	4 45	三相LCL并网逆变器新型主动阻尼控制	刘洋,杨旭红,蓝建宇	10 35
基于模型预测的PWM整流器直接功率控制	蒋文娟,涂宏庆	4 53	级联五电平电容钳位逆变器及均衡控制策略	张利华,姜攀攀	10 40
基于BP神经网络的光伏并网逆变器控制方法研究	范其丽,王璞,冯越	4 59	兼中点电位控制的三电平逆变器SVPWM算法	张华赢,胡子珩,李艳,等	10 46
基于蝙蝠算法的三电平有源电力滤波器复合控制	陆阳,陈红卫	4 63	一种多级耦合双桥移相变频DC-DC变换器	陈龙,胡国伟,陈光绒,等	10 52
非理想工况下并网逆变器的谐波分析与抑制	王力,雷勇,林晓东,等	5 20	增强变流器对感性电网适应能力的虚拟阻抗控制	王月,谢冬冬	10 57
一种高增益DC-DC变换器实验分析	王攀攀,段森,卢俊结,等	5 27	一种基于T型三电平APF的优化无差拍控制	邸彩芸,赵志,李明星,等	10 63
新型的三电平逆变零序注入与优化	谢积锦,何永玲,刘斌,等	5 32	LCL并网逆变器多变量模型预测控制策略	吴玮,程国栋,王贵峰,等	11 7
单相并网/离网双模式逆变器控制策略综述	陈亚爱,赵军伟,周京华,等	5 39	一种级联型多电平并网逆变器控制策略的研究	龚秋英,马鑫金,李艳	11 13
中压变流器复合结构快速锁相环设计	程海玉,张礼兵	5 48	电流控制二次型Boost变换器的建模与设计	阎昌国,龚仁喜,安玉,等	11 17
开关损耗及共模电压双重优化的三电平PWM算法	张皓,陈天牧,续明进,等	6 27	非理想电网下T型三电平储能变流器控制策略	周京华,宋强,张海东,等	11 22
一种断续导电模式的单相AC-DC变换器	蔡子琨,袁乐,杨喜军,等	6 34	一种基于开关电感的单级式高增益逆变器	顾恒,朱庆莉	12 15
基于FFT的三电平逆变器的死区补偿策略	黄仲龙,曾江,冯磊	6 41	CHB逆变器3N+1与SVM容错切换	张影,祝杰,王宁,等	12 21
基于开关电感的非隔离型高增益变换器	胡永雄,赵瑞杰	6 48	基于耦合电感倍压单元的高增益DC/DC变换器	罗茜,罗春林,舒朝君,等	12 27
无刷直流电机的单周期平均转矩控制策略	唐慧刚,张昊	7 31	光伏-蓄电池系统的多模式控制方案研究	胡若云,金良峰,沈然,等	12 33
一种低并网谐波电流的链式逆变装置	赵启良,韩海伦,熊泽成,等	7 37	控制绕组磁链控制的无刷双馈发电机空载并网	王景轩,王淑红,王一帆,等	12 41
适应宽电压输入的两级式DC/DC变换器	白敬彩,王国柱,范峥,等	7 42	* 控 制 *		
一种基于电平作用时间的DC-DC变换器调制策略	马俊扬,胡文涛,罗登,等	8 21	一种电子凸轮轨迹跟踪控制方法	卢桂云,王丽红	1 53
基于重复-H [∞] 控制的三电平PWM变流器研究	张强,王雷,吴延飞,等	8 27	适用高压大容量领域的MMC-UPFC应用可靠性分析	韩平平,胡骞,张晓安,等	1 57
一种改进的四开关Buck-Boost变换器控制策略	李优新,吴鹏,刘剑彬,等	8 33	永磁同步电机两种工作模式的切换控制策略	左建业	1 63
非对称桥臂阻抗条件下MMC的控制策略	谢鸿龄,李娟,李俊生,等	8 39	基于LabVIEW和PLC的功率温升测控系统设计	李涛,吕秋贻,杨永超,等	1 68
宽电压RCD钳位Flyback变换器的参数优化设计	李林鸿,皇金锋,谢锋	9 20	基于改进滑模控制的光伏最大功率点跟踪技术	郑启,王归新,李明浩,等	1 72
多逆变器直接并联系统环流建模与分析	董钺,厉成元,张超,等	9 26	轧机单独传动弹性连接系统多电机同步控制	张瑞成,高峰	1 77
基于ARM+FPGA的数字交流伺服驱动器设计	支萌辉,尹泉,吕松奎,等	9 35	电网对称故障下虚拟同步机暂态稳定性分析	管玮琦,张兴,李明,等	1 83
适用于光储充直流微网的绿色高效电力变换器	邓凯,赵伟,罗敏,等	9 42	电动汽车动力传动系转矩波动抑制研究	曹占勇,何锋,徐柱,等	1 91
混合钳位式三电平变流器控制方法研究	蔡奇宏,陈晓,陈丹霏,等	9 47	多端直流微电网硬件在环系统设计与实现	王彦贞,贾亚雷,甄力	2 63
			小型风—光—沼互补发电控制系统的设计与仿真	王康,吴佳文,吴仕宏,等	2 67

题 名	作者	期 页	题 名	作者	期 页
直驱永磁同步风力发电机侧系统建模及仿真	林立,何洋,周建华,等	2 73	基于PLC的工业云平台控制系统设计	孙洁,王兴楠,孙晔,等	7 69
一种提高系统稳定性的改进谐振控制器	胡文华,张军仁,董运	2 77	基于DSP的高可靠舵机控制器设计	郭扬光,赵怀林,祝波	7 74
石油钻机微电网混合储能系统的协调控制策略	张振中,王鹏霄,杨新华	2 82	新型能源子网的运行场景及控制策略研究	程红,张岚,沙广林,等	7 79
基于自适应迭代学习的机械手轨迹跟踪控制研究	易星,陈军,缪小冬	3 45	电动汽车再生制动模糊神经网络控制策略研究	向楠,张向文	7 86
双馈发电机在不平衡电压下的二阶滑模控制	管萍,王一博	3 51	基于参考模型电动车充电电源电压稳定性研究	刘文瑞,齐伶艳,田慕琴	8 46
分布式发电中的储能变换器暂态电流控制研究	张洪阳,张志锋,时振堂,等	3 56	基于P-Q控制模式的VSC-HVDC小干扰稳定性研究	张志军,李帆,孟庆波	8 53
高精度恒压计量泵控制系统的设计	崔丹丹,崔高伟	3 61	适用于功率突变的MTDC系统改进下垂控制	王伟,徐燕芬	8 59
一种用于并网电流控制器的有源高频阻尼方法	张琦,李锐,任碧莹,等	4 68	电网不平衡故障下风电并网变流器的控制综述	刘军,赵晨聪,谢宙桦,等	8 65
基于准模型校准卡尔曼滤波的巡检机器人运动系统辨识研究	彭道刚,赵晨洋,威尔江	4 74	基于有功电流预测算法的三相VSR软启动策略研究	张兴旺,杨康佳	8 74
BP神经网络PID控制器在热油锅炉温控中的应用	任有志,乔松,孙继春,等	4 81	逆变器VSG小信号建模与参数设计	喻宙,苏白娜,徐世周	8 79
基于恒定电流策略的电动机软启动系统研究	常雨芳,高翔,黄文聪,等	4 85	基于多智能体一致性的孤岛微网协调二次控制	万晓凤,涂慧朋,丁小华,等	8 87
基于深度信息的巡逻机器人避障系统实现	徐海黎,万旭,邢强,等	4 89	基于双PWM控制技术的双馈风力发电系统	胡蓉,王勇	8 93
利用有功功率扰动的微网孤岛下垂控制策略	林克文,肖飞,揭贵生,等	5 55	一种电网解列、并列与联络线潮流综合控制方法	刘家军,王锬,谭雅岚,等	8 100
基于ESO的电压平衡器模型预测控制方法	李飞	5 61	交流励磁系统功率单元并联控制策略研究	陈旭东,衣传宝,来璐,等	8 107
基于EM-ORB算法的移动机器人SLAM系统研究	陈昱皓,彭道刚,王志萍,等	5 67	风光储出力波动抑制策略	王飞林,崔双喜,杜玉婵,等	9 66
基于孤岛模式光储直流微电网的协调控制策略	杨旭红,尹聪聪	5 75	基于速度信号的内燃轨道车卸载控制分析与优化	薛兵杰,徐亚昆,赵方	9 72
MMC-HVDC通用启动控制策略研究	马嘉伟,陈卓,王占宝,等	5 81	无锁相环自同步VSG控制策略	王颖伟,王博,姚伟星	9 77
基于电网电压修正的并网变流器前馈控制策略	李晓红	5 88	基于RFLFNN的PMLSM控制系统仿真与实验	刘佳	9 83
台钻改造为自动攻丝机的设计与实践	张德田,帅佳慧,艾建军	5 92	永磁直驱风机变桨系统史密斯自抗扰控制器	田黄田,谢源,施铃丽,等	10 67
基于FO-PI控制器的直流微网母线电压控制策略	谭超,乐周美,杨哲,等	5 96	模块化多电平变换器快速模型预测控制器设计	陶雪峰,陈媛媛,叶磊,等	10 72
三电平静止无功发生器补偿控制研究	范其明,赵相宾,刘建强,等	6 53	基于实验分析的热电发电改进MPPT算法研究	吴馥郁,胡鹭渊,胡申华,等	10 79
海上风电机组偏航系统抗台风优化控制策略	本柏忠,侯力,张丹,等	6 60	基于动态滑模控制的三相六开关APFC的研究	于鹏,王旭东,柳忠,等	10 85
基于定子串联阻抗的DFIG低电压穿越控制策略	马州生,张发厅	6 66	水下机器人储能装置控制技术的研究	张皓,段玉兵,姚金霞,等	10 91
单相Buck-Boost逆变器的全局滑模电流控制	祁良甫,鲁世民,周剑君,等	7 47	新型永磁同步电机无速度传感器控制策略	张欢,周欣	10 96
基于SHEPWM的三电平ANPC逆变器多目标控制策略	邓娜	7 54	感应电机无权重系数模型预测转矩控制	张瑞林,卢子广,甘霖,等	10 102
基于本地模式的DFIG风电场无功控制策略	杜兴伟,闫帅榜,王娟,等	7 59	基于功率控制的级联SST整流均压策略研究	缪卫东,李俊,孙晓通	11 28
基于PLC和HMI技术的腊肠绳结自动切除系统设计	黄信兵,邓兴龙	7 64	微电网逆变器虚拟磁链下垂控制策略	付会凯,杜川	11 34

题 名	作者	期 页	题 名	作者	期 页
降低共模电压的三相逆变器模型预测控制策略	任万英,许荷袖	11 40	基于递归神经网络的永磁同步电机参数辨识研究	荆禄宗,吴钦木	3 87
不平衡负载下SVG分序控制策略研究	贾永博	11 47	一种基于瞬时无功功率理论的改进谐波检测算法	李金,张喜铭,时伯年,等	3 92
一种新颖的变系数速度场无源控制算法	张华强,李泽,刘永钦,等	11 54	基于微分算法的码盘故障诊断系统及应用	展鹏,陈勇,郝瑞峰,等	3 97
基于工业物联网的污水处理厂远程监控技术研究	刘晓悦,王泰达,王兴楠,等	11 60	一种无电解电容高压大功率LED驱动电源	黄玉水,徐爽,鲍建宇,等	3 102
基于自然坐标的鼠笼异步发电机控制策略研究	张文元,车向中,刘金晶,等	11 65	铁路运行的电能质量影响(二):影响分析	李涛,崔荣,何小平,等	3 107
时间膨胀法减小延迟对滞环控制仿真的影响	周宏林	11 72	基于不同电机极对数对开关磁阻电机性能的影响研究	孔庆奕,容烨,李艳超,等	4 93
新能源汽车电机定子引线焊接智能监控系统	王丹,陈志豪	11 78	永磁同步电机轻微匝间短路故障的检测方法	吴娟娟,皮薇薇	4 98
MMC-HVDC的新型交流故障穿越策略	王林,郭贤朝,姚传涛,等	12 48	基于小区域碰撞分析的机电一体化控制方法研究	伍玩秋	4 104
考虑尾流影响时风电场功率最大化优化控制	刘军,曹梦娇	12 54	高功率密度10 kV防爆高压变频器研制	徐占军,谢小展,徐国强,等	4 109
基于分数阶自抗扰控制的位置伺服系统研究	黄家才,马鹏,高芳征	12 59	基于PCS7化工反应过程控制系统的仿真设计与实现	方红彬,徐德树,石宽,等	5 102
三开关三相逆变器及其模型预测控制器设计	李海,吴楠,徐平凡,等	12 64	基于FPGA的三电平APF谐波分频控制	周京华,吴杰伟,王晨,等	5 108
永磁直线同步电动机TSKRFNN位置控制	陈琳,马宏忠,熊渊琳	12 72	三电平DSTATCOM不平衡控制策略研究	王峰,张晓	7 92
二维直线电机实时轮廓误差估计及无模型控制	张宝林,曹荣敏,侯忠生	12 77	剩余电流保护断路器电流采集系统设计	陈建进	7 98
基于改进下垂控制的多逆变器功率分配控制	刘勇,刘鹏,盘宏斌,等	12 83	基于ARM的远程监控数据采集系统的设计与应用	李腾,闫菲,于志强,等	7 103
* 其 他 *			基于Cuk PFC变换器的LED驱动电源设计	陶权保,阎铁生,胡啸天,等	7 108
光伏系统的新型孤岛检测方法研究	郑伟航,肖伸平,张晓虎	1 95	双边控制的恒压无线充电系统设计	郭丕凤,邹必昌	7 113
自取能自触发式晶闸管过压保护电路	程志明,孙辉,孟子玉,等	1 100	超声电机的EM核鲁棒建模研究	姚舜才,任一峰	7 118
基于改进粒子群优化神经网络的电机故障诊断	李强,车文龙	1 103	基于双变压器多电平高压高频DBD电源	黄晓东,武海霞,洪峰,等	7 124
电动汽车充电系统的负载识别技术研究	吉昱营,张旭航	1 109	基于双T型补偿网络的无线充电系统研究	吴华杰,戴晓锋	8 113
大功率晶闸管全动态测试台开发	王湔,范荣贵,赵海旭,等	2 88	基于RMO的感应电动机转子断条故障检测	杨梅,孙宏强,郝静	8 119
一种可提高IGBT可靠性的新型结温管控策略	张凯,高峰	2 92	基于RFID定位的现代有轨电车自动充电装置研究	邱亮,戎琳,王晓	8 125
同步调相机高速段转子位置估算算法研究	吴凯,高桂革,咸哲龙,等	2 97	改进型Halbach永磁阵列的设计与分析	梁家凡,吴强	9 88
铁路运行的电能质量影响(一):建模基础	李涛,梁雨林,李俊,等	2 103	轨道式IPT系统线圈互感建模及偏移特性分析	胡国珍,李伟雷,罗维平,等	9 94
开关角对斜槽转子SRM稳态转矩的多目标优化	安治国,高尉	2 108	基于支持向量机GIS局放小波包能量谱故障诊断	张育炜,石琦,武恩光	9 99
基于布尔矩阵的推挽变压器建模方法	伍家驹,周叶,陈亮亮,等	3 66	面向未来高压直流互联的端对端电力电子拓扑	孙琳,张昌栋,张彬荣,等	9 106
装甲车辆串联型混合动力方案设计与分析	魏曙光,刘健,可荣硕,等	3 73	串联谐振三电平Boost电路的研究	刘国宏,丁喜波	9 115
6SE70逆变器IGBT故障分析与对策	张振亚,姜红	3 80	一机双充120 kW电动汽车直流充电机研究	吴伟亮,封阿明,刘竞,等	9 118
基于LabVIEW与TestStand的关键设备自动测试系统	于洪泽,韩松,陆桂军,等	3 83	恒压恒流型无线充电系统负载识别特性研究	蒲润琴,唐忠,王晓毅,等	9 123

题 名	作者	期 页	题 名	作者	期 页
谐振与负载电流全解耦的零电压转换Buck电路	张皓, 卻银槐, 陈天牧, 等	10 107	双定子开关磁阻电机的磁场分析及转矩计算	李争, 王鑫, 张丽平, 等	12 111
一种海底电缆捆绑绕包机的研制	包善军, 董益军, 张志刚, 等	10 113	LCL-S型ICPT系统能量与信号同步传输技术研究	冯哲, 王春梅	12 118
新型低感值准无桥有源功率因数校正器	侯孝涵, 靳洋, 姜建国, 等	10 118	* 综述与专论 *		
基于PLC的多品种多工位码垛系统设计与实现	李强, 曹现仁, 于建国, 等	10 125	高速电机发展现状以及关键技术综述	肖家锴, 郑高峰, 刘朋熙, 等	10 3
高效率长寿命的混合型直流母线电容研究	倪峰, 李飞, 王倩	11 83	调速电气传动系统安规标准的现状和展望	柴青, 连孝藩, 王烁, 等	10 10
城轨车辆辅助三相变压器健康状态评估	刘宇轩, 赵峰	11 89	* EACS, 2019 优秀论文 *		
基于模型设计方法的两级式光伏并网系统开发	黄雷	11 95	PMSM反步积分滑模与PCH平滑切换控制	刘佳雯, 于海生	6 72
基于B/S架构的试验装备健康管理系统设计与实现	刘亚伟, 刘晓东, 孙陆楠, 等	11 101	基于拉格朗日模型的防摇控制系统设计	李珂, 魏兴国, 王海洋	6 77
GB/T 7251.3/IEC 61439—3配电板(DBO)试验方法研究	何丽薇, 商家尉	11 106	无变压器SSSC的模型及控制方式研究	张茂松, 崔颖, 王群京, 等	6 82
大功率压缩机变频器低电压穿越功能故障分析及措施	蒲斌, 陈眉生, 程遥遥, 等	11 112	机器人的滑模与哈密顿平滑切换控制	刘安兴, 于海生	6 87
基于动态栅电阻的SiC MOSFET驱动电路设计	吴磊, 梁剑	11 117	基于组合信号注入法的转子磁极极性辨识可靠性研究	郑浩, 孙伟	6 92
基于Ansoft Maxwell与Simplorer的磁控电抗器建模方法研究	李思楠, 高金峰	11 122	高稳定性IGBT驱动器保护电路	李凯	6 98
感应式和电场式结合的无线电能传输系统研究	高世萍, 冯玉明	12 88	单级T型三电平大容量储能转换系统设计	于彪, 王德强	6 103
基于连续小波Tsallis奇异熵的航空交流电弧故障检测	崔芮华, 李锋锋, 李英男, 等	12 93	永磁同步风电机组机侧直流阻抗建模	刘斌, 李光辉, 王甲军, 等	6 109
面向智能电网的电能质量分析装置	李强, 李刚, 贺艺, 等	12 99	基于SVG控制器的故障录波系统设计	胡顺全, 裴宝峰	6 115
模型预测控制五相感应电机系统开关故障诊断	姚存治, 尚展奎	12 104	基于增量观测器的MPCC一拍滞后补偿方法研究	王治国, 郑泽东, 李永东, 等	6 119
			一种新型最大转矩电流比控制实现方法	薛海芬	6 124

《电气传动》改半月刊致读者

《电气传动》创刊于1959年,是中国电气传动自动化领域具有权威性的核心刊物,是北大中文核心期刊、中国科学技术信息所“中国科技论文统计源期刊”,主要报道国内外电气传动自动化领域先进技术,发表科研成果和总结实践经验的文章,在国内外相关行业有着广泛的影响。

新的时代赋予了期刊新的使命,为响应习近平总书记“广大科技工作者要把论文写在祖国的大地上”的号召,更好地为广大作者、读者服务,经天津市新闻出版局批准,从2021年1月1日开始,《电气传动》杂志由月刊改为半月刊,每月出版2期。改版后,《电气传动》将加快出版频率,扩大载文量,更快地发表优秀论文。