

基于反步法的开关磁阻电机电流斩波控制

刘 攀 陈 轩 王文江

(上海理工大学 光电信息与计算机工程学院 上海 200093)

摘要: 开关磁阻电机 (switched reluctance motor, SRM), 因为它的特殊构造, 以及磁路的饱和性, 使得 SRM 成为了多变量、非线性, 以及强耦合的系统, 它的磁链、电流、转矩和转子角度之间都存在着复杂的非线性关系。反步法作为一种处理非线性系统控制的高效控制策略, 具有高效和鲁棒性的特点, 在本文中, 选用的是三相 6/4 开关磁阻电机进行研究, 根据 SRM 准线性公式设计了反步控制模块, 接着再利用李雅普诺夫稳定性理论证明了它的稳定性, 提出基于反步法的 SRM 电流斩波控制的方法, 通过 MATLAB/simulink 进行仿真, 仿真的结果可以看出在电机启动的时候, 电流在 80 A 上下波动, 形成了平顶波, 证明了该方案的合理性, 为实际 SRM 电流斩波控制系统的设计提供了另一种思路。

关键词: 开关磁阻电机; 电流斩波; 反步控制

中图分类号: TM352 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1040

Current chopping control of switched reluctance motor based on back-stepping

Liu Jian Chen Xuan Wang Wenjiang

(School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China)

Abstract: SRM is a multivariable, nonlinear and strong coupling system because of its special structure and magnetic circuit saturation, the flux linkage, current, torque and rotor angle has a complex nonlinear relationship. As a kind of efficient strategy for dealing with nonlinear system control, the Back-stepping Control method is efficient and robust. In this paper, three-phase 6/4 SRM is selected to research, according to SRM formula to design the back-stepping control model, using Lyapunov stability theory and proves its stability, proposed SRM current chopping control based on back-stepping method, through MATLAB/simulink simulation, the simulation results show that when the motor is started, the current fluctuation in the 80 A up and down, forming a flat top wave, it is proved that the proposed method is reasonable, and provides another idea for the design of the actual SRM current chopping control system.

Keywords: SRM; current chopping; back-stepping control

0 引 言

开关磁阻电机 (switched reluctance motor, SRM) 构造简单, 启动电流小, 转矩大, 以及具有比较宽的调速范畴的优点, 让它在电动汽车等领域存在着很大的潜力^[1-2]。

反步控制 (back-stepping control, BSC) 其也可以叫做反演、反推以及后推等, 其主要解析非线性系统, 让它得到的子系统的阶数不超过系统, 首先需要为每个子系统各自设计部分李雅普诺夫函数 (V 函数) 和中间虚拟控制量, 然后通过不断“后退”, 直到整个系统把它们集成起来完成整个控制律的设计^[3-5]。

传统的开关磁阻电机的电流斩波控制是先给定一个指

定的理想电流值, 通过 PID 控制器, 来达到电流斩波控制, 但该方案的调节时间长, 需要对 PID 控制 3 个参数进行整定^[6-7]。

本文选用准线性开关磁阻电机模型的分析, 其介于线性模型和非线性模型之间, 是采用分段线性化手段来解析电机的电磁特性, 同时它还有着 SRM 的磁链解析式和非线性模型的准确性^[8], 根据反步控制设计构造了反步控制器, 然后通过 MATLAB 进行仿真, 仿真的结果表明了该方案的可行性。

1 反步控制的基本原理

假设单输入输出的非线性系统为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + f_1(x_1) \\ \dot{x}_2 = x_3 + f_2(x_1, x_2) \\ \dots \\ \dot{x}_i = x_{i+1} + f_i(x_1, \dots, x_i) \\ \dots \\ \dot{x}_n = f_n(x_1, \dots, x_n) + u \end{cases} \quad (1)$$

式中 $x \in R^n$, $u \in R$ 分别表示的是系统的状态和输入变量;系统的非线性部分 $f_i(x_1, \dots, x_i)$ 呈下三角结构^[9]。

把每个子系统 $\dot{x}_i = x_{i+1} + f_i(x_1, \dots, x_i)$ 中的 x_{i+1} 当作下一子系统的给定控制输入(虚拟控制),然后通过虚拟反馈值 α_i 进行差值比较,然后再通过引入误差变量,希望通过下一步的控制作用,使得虚拟反馈 α_i 逐渐地向 x_{i+1} 逼近,从而实现整个系统的渐进镇定。

虚拟控制量和虚拟反馈的误差变量为:

$$\begin{cases} z_1 = x_1 \\ z_1 = x_2 - \alpha_1(x_1) \\ \dots \\ z_n = x_n - \alpha_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1}) \end{cases} \quad (2)$$

式中 $\alpha_i (i = 1, \dots, n-1)$ 暂时为不确定的。

由式(2)在每个误差变量 z_i 构造一个 Lyapunov 函数,使得每一个状态分量具有适当的渐进特性^[10]。

式(2)本身是一个微分同胚的鲁棒稳定系统,只需要镇定误差 z 即可^[11]。

首先需要对 z_1 求导得:

$$\dot{z}_1 = x_2 + f_1(x_1) - \alpha_1(x_1) = -z_1 + x_2 + f_1(x_1) \quad (3)$$

第 1 步:定义 V 函数: $V_1 = \frac{1}{2}z_1^2$, 取 $\alpha_1 = -x_1 -$

$f_1(x_1) \triangleq \tilde{\alpha}_1(z_1)$

可得:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -z_1 + z_2 \\ \dot{z}_2 = x_3 + f_2(x_1, x_2) - \frac{\partial \tilde{\alpha}_1}{\partial z_1} z_1 \triangleq x_3 + \tilde{f}_2(z_1, z_2) \\ \dot{V}_1 = -z_1^2 + z_1 z_2 \end{cases} \quad (4)$$

从式(4)可以看出,如果 $z_2 = 0$ (即 $\alpha_1 = -x_1 - f_1(x_1)$),就会使得 z_1 渐进稳定,但是一般的情况是 $z_2 \neq 0$,所以需要再次引入 α_2 ,但是要使得误差 $z_2 = x_2 - \alpha_1(z_1)$ 具有渐进性,还需要进行下一步设计。

第 2 步:定义 $V_2 = \frac{1}{2}z_2^2 + V_1$, 取 $\tilde{\alpha}_2 \triangleq -z_1 - z_2 +$

$\tilde{f}_2(z_1, z_2)$

则

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -z_1 + z_2 \\ \dot{z}_2 = -z_1 - z_2 + z_3 \\ \dot{z}_3 = x_4 + f_3(x_1, x_2, x_3) - \sum_{i=1}^2 \frac{\partial \tilde{\alpha}_2}{\partial z_i} z_i \triangleq x_4 + \\ \tilde{f}_3(z_1, z_2, z_3) \\ \dot{V}_2 = -z_1^2 - z_2^2 + z_1 z_2 \end{cases} \quad (5)$$

通过式(5)可以看出,如果 $z_3 = 0$ (即 $\tilde{\alpha}_2 = -z_1 - z_2 + f_2(z_1, z_2)$),则由公式(5)可以知道 z_1, z_2 渐进稳定。但是通常情况下, $z_3 \neq 0$,所以需要再接着引入 α_3 , 让 $z_3 = x_3 - \tilde{\alpha}_2$ 具有渐进性,如此这般反复推导下去,就能够得到通常情形下的 Lyapunov 函数和虚拟控制。

第 i 步:定义函数 V_i 和 $\alpha_i = \alpha_i(x_1, \dots, x_i) \triangleq \tilde{\alpha}_i(z_1, \dots, z_i)$ 如下:

$$\begin{cases} V_i = \frac{1}{2}(z_1^2 + \dots + z_i^2) \\ \tilde{\alpha}_i = -z_{i-1} - z_i + \tilde{f}_i(z_1, \dots, z_i) \end{cases} \quad (6)$$

则

$$\begin{cases} \dot{z}_i = z_{i+1} + \tilde{\alpha}_i(z_1, \dots, z_i) + \tilde{f}_i(z_1, \dots, z_i) = \\ -z_{i-1} - z_i + z_{i+1} \\ \dot{V}_i = -(z_1^2 + \dots + z_i^2) + z_i [z_{i+1} + \tilde{\alpha}_i(z_1, \dots, z_i) + \\ \tilde{f}_i(z_1, \dots, z_i)] = -(z_1^2 + \dots + z_i^2) + z_i z_{i+1} \end{cases} \quad (7)$$

则在第 $n-1$ 步的时候,可以得出:

$$\begin{cases} \dot{z}_{n-1} = -z_{n-2} - z_{n-1} + z_n \\ \tilde{\alpha}_{n-1} = -z_{n-2} - z_{n-1} + \tilde{f}_{n-1}(z_1, \dots, z_{n-1}) \\ \dot{V}_{n-1} = -(z_1^2 + \dots + z_{n-1}^2) + z_{n-1} z_n \end{cases} \quad (8)$$

那么在最后的一步就可以得到:

$$\begin{cases} \dot{z}_n = x_n + f_n(x_1, \dots, x_n) + u - \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \tilde{\alpha}_{n-1}}{\partial z_i} z_i = \\ \tilde{f}_n(z_1, \dots, z_n) + u \\ \dot{V}_n = -(z_1^2 + \dots + z_{n-1}^2) + z_{n-1} z_n + \\ z_n [\tilde{f}_n(z_1, \dots, z_n) + u] \end{cases} \quad (9)$$

选取反馈控制规律为:

$$u = \tilde{\alpha}_n(z_1, \dots, z_n) = -z_{n-1} - z_n - \tilde{f}_n(z_1, \dots, z_n) \quad (10)$$

由公式(9)和(10)可以得到:

$$\begin{cases} \dot{z}_n = -z_n - z_{n-1} \\ \dot{V}_n = -(z_1^2 + \dots + z_{n-1}^2 + z_n^2) \end{cases} \quad (11)$$

从式(11)可知,误差是指数渐近稳定的,因此在式(6)和式(11)下,此非线性系统是指指数渐近稳定的。

2 电流斩波的控制策略

当 SRM 处于低速运行的状态下,特别是刚开始启动时,此时因为旋转电动势较小,引起相电流的上升速度过快,可能会出现过电流或较大的电流尖峰^[12],所以需要采取一些方法来控制启动时候的电流的大小。

如图 1 所示,通过滞环比较器,来设定相电流的上下限值 i_H, i_L , 当转子位置角度处于 $\theta_{on} \leq \theta \leq \theta_{off}$ 时,某相功率变换器的开关开通,开始通电,电流开始上升,如果 $i - i_{ref} \geq \Delta i$ 时,则会关断相应的功率变换器,则此时的电流开始下降,当 $i - i_{ref} \leq -\Delta i$ 时,打开相应的功率变换器,电流

则会开始上升,这样往复,将会把电流限定在设定范围之间,其原理如图 1 所示。

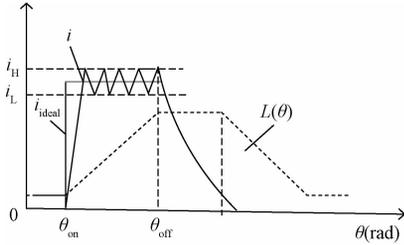


图 1 电流斩波控制时的相电流与理想电流的波形

3 反步控制设计

在忽略掉开关磁阻电机的相间电感的情况下,得到的电压为:

$$u = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (12)$$

磁链的误差为:

$$e_\psi = \psi^* - \psi \quad (13)$$

对公式(13)进行求导,然后代入到式(12)中,可得:

$$\frac{de_\psi}{dt} = \dot{\psi}^* - u + Ri \quad (14)$$

取 Lyapunov 函数: $V = \frac{1}{2}e_\psi^2$, 对其进行求导得:

$$\dot{V} = e_\psi \dot{e}_\psi \quad (15)$$

为了满足 $\frac{dV}{dt} < 0$, 取 $\frac{de_\psi}{dt} = -ke_\psi (k > 0)$, 则可得:

$$\dot{V} = -ke_\psi^2 \quad (16)$$

可得到期望电流为:

$$i^* = \frac{1}{R}(u - ke_\psi - \dot{\psi}^*) \quad (17)$$

由式(16)满足式(17), 实现磁链的全局渐进跟踪。

图 2 所示的通过反步法构造的反步控制框图是根据式(17)构成。

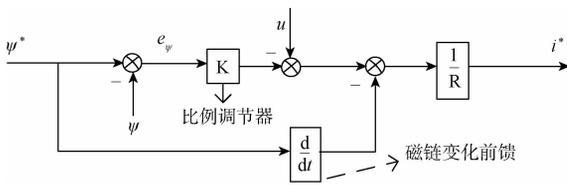


图 2 反步控制框图

4 MATLAB/Simulink 仿真

4.1 反步控制器的模型

反步控制器如图 3 所示, 其把开关磁阻电机的电压与磁链以及设定的磁链理想值作为输入, 输出的是理想电流, 从图中可知所需要调整的参数只有参数 K, 相比较常规

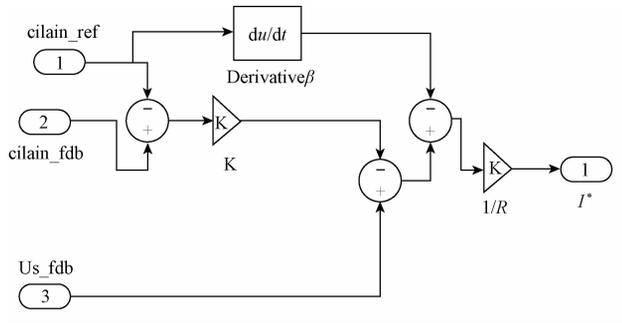


图 3 反步控制器的仿真模块

PID 调节参数固定, 不能在线调整, 且参数整定太过复杂^[13-15], 反步控制器的积分调节器没有了, 这样就会使得其能够获得更快的动态响应能力, 并会有很好的抑制超调的能力。

4.2 相通断逻辑控制模块

三相 6/4 开关磁阻电机的转子极距角为 90°, 绕组通一次电的周期是 90°, 步进的间隔为 30°。电机刚开始运行的时刻, 转子角度为 0°, 如果假设 A 相定子正处于转子槽中心, 初始角度为 θ_A , 那么 B 相的初始角度为 $\theta_B = \theta_A + 30^\circ$, C 相的初始角度为 $\theta_C = \theta_A + 60^\circ$ 。当开关磁阻电机的转子转过角度 θ 后, 通过 rem 进行求余, 就可以求得周期变化的三相转子位置角度。

图 4 中的 rotor angle 表示是位置检测器反馈的转子旋转角度, Pa、Pb、Pc 输出的是三相的转子位置。

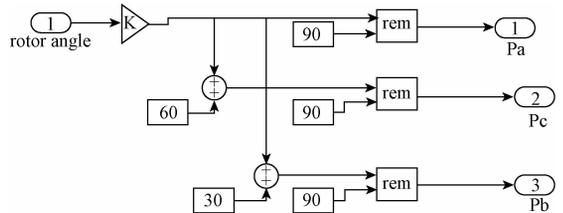


图 4 相通断逻辑控制仿真模块

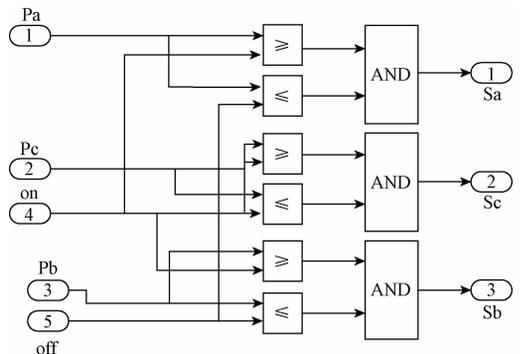


图 5 换相控制的仿真模块

图 5 为换相控制模块, 通过比较三相的转子位置与开通角和关断角来判断功率变换器的三相的开关, 合适的开

通角度和关断角度会使得电流处于一个合适的位置,产生所需要的转矩,本文中选用的开通角度为 59° ,关断角度为 87° 。

5 仿真结果

本文中选用的是的三相 6/4 开关磁阻电机,SRM 的相电

压 $U_d = 110 \text{ V}$,相绕组电阻 $R_s = 2 \Omega$,给定的理想磁链为 $\psi_{ref} = 0.3 \text{ Wb}$,转动惯量 $J = 0.0082 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$,粘滞系数 $B = 0.01 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$,给定负载转矩为 0,反步控制器比例调节系数是 $K = 10$,滞环比较器设定在 $\pm 5 \text{ A}$,其仿真控制模型如图 6 所示。

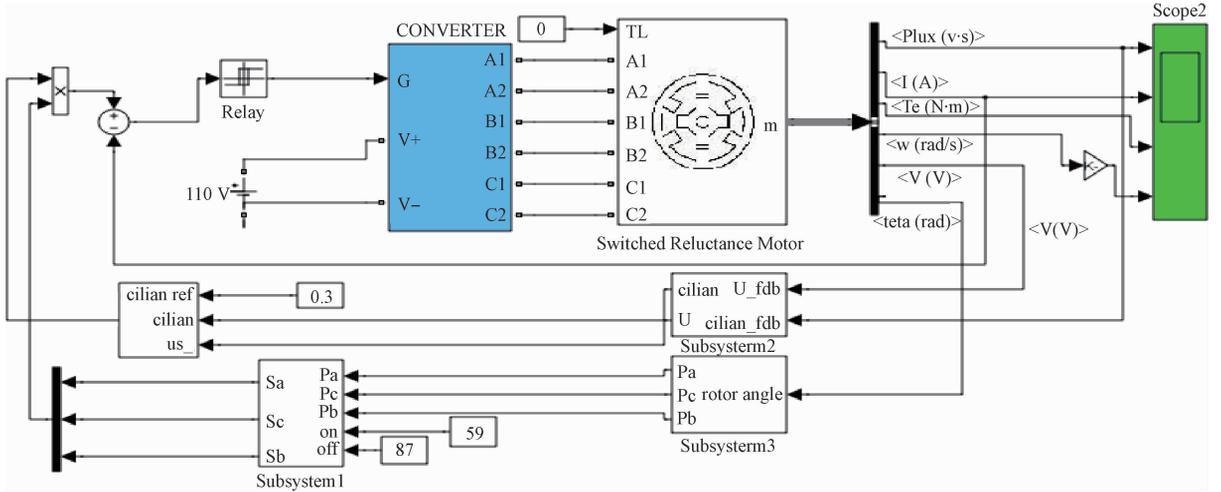


图 6 开关磁阻电机 Simulink 电流斩波仿真控制模型

图 7 所示反步控制模块输出电流曲线,可以看出电机刚启动时候,磁链控制器输出的电流为 80 A。

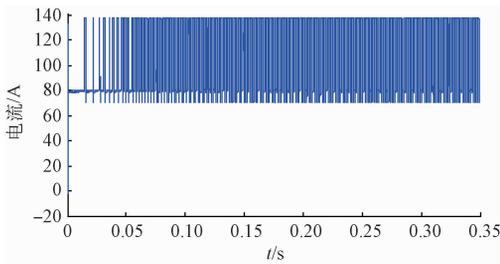


图 7 反步控制器输出的电流曲线

图 8 是空载状态下的电流曲线在,SRM 相电流被限制 80 A,可以看出一开始其不断的在上下浮动,形成了平顶波,这样就预防了电机刚开始起动的時候,由于电流过大而对电机所会造成的损害。随着电机转速不断上升,相电流也开始逐渐的往下降。

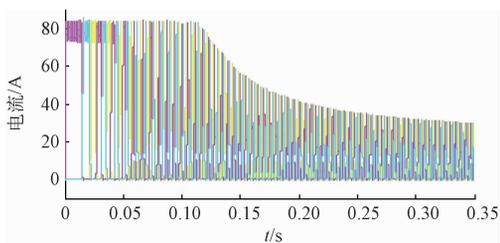


图 8 电机空载状态下电流曲线

图 9 为空载状态下的转速曲线。

图 10 表示的是空载状态下的电磁曲线。

图 11 表示的是电机空载状态下的转矩曲线,从图中可以看出,电机刚启动的时候,电机转矩达到 $45 \text{ N} \cdot \text{m}$,然后会逐渐下降到 $10 \text{ N} \cdot \text{m}$ 左右。

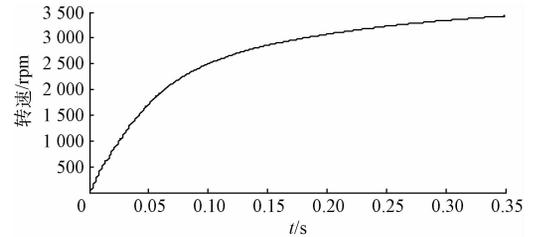


图 9 电机空载状态下转速

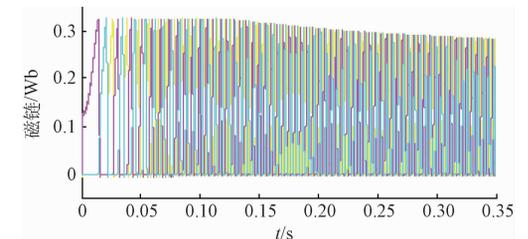


图 10 电机空载状态下磁链曲线

6 结 论

本文采用的是通过反步法来设计的反步控制器,把开

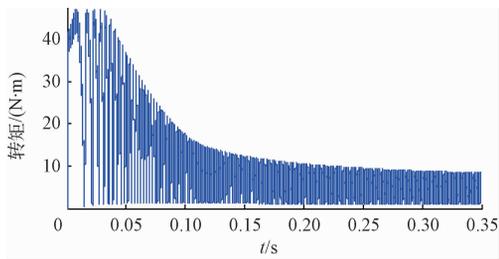


图 11 电机空载状态下转矩曲线

关磁阻电机的磁链与电压的值作为输入值,来获得需要的电流,然后用之与 SRM 输出的相电流做比较,实现 SRM 电流斩波控制,仿真结果表明了该策略的合理性和可行性,为实际 SRM 电流斩波控制系统的设计提供了新的思路,想要反步控制更加深入的在 SRM 上获得应用,还需要继续深入的研究与探索。

参考文献

- [1] 宋雪桦,吴和生,刘锦娟,等. 混合电动汽车电池管理系统设计[J]. 电子测量与仪器学报,2011,25(9): 787-792.
- [2] 张炳力,戚永武,徐国胜. 基开关磁阻电机直接瞬时转矩控制的优化研究[J]. 电子测量与仪器学报,2014,28(6): 591-596.
- [3] 高益深,陈力. 空间机械臂关节轨迹跟踪的自适应反演滑模控制[J]. 力学季刊,2009,30(3): 445-450.
- [4] 鲍雪,王大志,胡明. 基于自适应模糊的旋转弹反演滑模控制律设计[J]. 仪器仪表学报,2016,37(6): 1333-1339.
- [5] 李晓丽. 基于后推法的一类非线性系统控制设计[D]. 青岛:青岛大学,2009.
- [6] 郭全民,雷蓓蓓. 半主动悬架 PID 控制的研究和优化[J]. 国外电子测量技术,2015,34(4): 60-63.
- [7] 王秋生,杨浩,袁海文. 基于粒子群优化的数字多频陷波滤波器设计[J]. 仪器仪表学报,2012,33(7): 1661-1667.
- [8] 王宏华. 开关磁阻电动机调速控制技术[M]. 北京:机械工业出版社,2014:48-54.
- [9] 肖勇. 开关磁阻电机反步控制方法的研究[D]. 成都:电子科技大学,2015.
- [10] 高有涛. 卫星编队飞行动力学建模与控制技术研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2010.
- [11] 李光春,王璐,王兆龙,等. 基于四元数的四旋翼无人飞行器轨迹跟踪[J]. 应用科学学报,2012,30(4): 415-422.
- [12] 王俊利. 开关磁阻电机的电流斩波控制[J]. 电子技术与软件工程,2013(18): 130-131.
- [13] 谢宏,杨鹏,陈海滨,等. 遗传优化模糊 PID 融合算法的 5 自由度机械手控制[J]. 电子测量与仪器学报,2015,29(1): 21-30.
- [14] WANR CH S, WU M. Hierarchical intelligent control system and its application to the sintering process [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(1): 190-197.
- [15] 任亚奇,滕召胜,黄强,等. 电子分析天平模糊自适应 PID 平衡调节方法研究[J]. 仪器仪表学报,2015,36(6): 1424-1432.

作者简介

刘攀,1961 年出生,硕士,副教授,硕士生导师,研究方向为电子技术及嵌入式技术应用。

E-mail:liuliu2702@163.com

陈轩(通讯作者),1990 年出生,在读硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail:709790462@qq.com

王文江,1992 年出生,在读硕士研究生,研究方向为电力电子应用。

E-mail:847013172@qq.com