

永磁直流无刷电机改进的单神经元 PID 自适应控制仿真研究

申 亮, 谢伟东*

(浙江工业大学 车辆工程研究所, 浙江 杭州 310014)

摘要: 电机的控制方法对充分发挥永磁直流无刷电机使用性能起着关键作用, 因此将智能控制方法应用到了永磁直流无刷电机的控制中。对永磁直流无刷电机的数学模型进行了分析, 在 Matlab R2008a + Simulink 中建立了永磁直流无刷电机控制系统的仿真模型, 为提高系统响应的快速性、稳定性和鲁棒性, 提出了将改进的单神经元 PID 控制方法应用在永磁直流无刷电机的外环控制中。在验证了电机仿真模型正确性的基础上, 对采用改进的单神经元 PID 控制算法的电机控制系统进行仿真研究, 并将其仿真结果与普通 PID 控制算法仿真结果进行比对。研究结果表明, 改进的单神经元 PID 控制方法具有较好的控制效果。

关键词: 永磁直流无刷电动机; Matlab; 改进的单神经元 PID; 仿真

中图分类号: TM351; TP391.9

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2011)03-0369-05

Simulation study on BLDCM control system using improved single-neuron adaptive PID control algorithm

SHEN Liang, XIE Wei-dong

(Vehicle Engineering Studio, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310014, China)

Abstract: In order to solve the problems of giving full play to the brushless DC motor (BLDCM) performance, intelligent control method was investigated, for control method is extremely important to the performance. After the analysis of the BLDCM mathematical model, the BLDCM control system model was established in Matlab R2008a + Simulink. The improved single-neuron PID control method used in the speed loop was presented to improve the system's responding, stability and robustness. Based on the correctness of BLDCM model that was proved by the running result, the BLDCM control system using the improved single-neuron PID control algorithm was evaluated by simulation. By contrasting the simulation results of PID control method and the improved single-neuron PID control algorithm, the comparison result shows that it has better control performance by using the improved single-neuron PID control algorithm in the BLDCM control system.

Key words: brushless DC motor (BLDCM); Matlab; improved single-neuron adaptive proportion-integral-derivative (PID); simulation

0 引 言

永磁无刷直流电机 (BLDCM) 由于其优良的性能, 在各个领域得到了广泛的应用。在工程实践中, 电机控制系统常采用传统的 PID 控制, PID 控制技术成熟且应用广泛, 在长期应用中积累了丰富的经验, 对大多数控制对象都能获得满意的控制效果, 但由于永磁直流无刷电机是一个多变量、非线性、强耦合的控制对

象, 对控制的实时性要求较高, 因此需要根据实际情况对 PID 控制参数进行调整。

由此, 一些智能控制算法已被研究并应用到了 BLDCM 的控制中, 文献 [1-3] 中均对 BLDCM 的智能控制算法进行了深入的研究, 文献 [1] 中, 电机的控制采用了自适应的神经网络控制算法, 文献 [2] 分别采用了模糊神经网络和 BP 神经网络控制算法, 文献 [3] 中采用了 BP 神经网络整定的 PID 控制算法, 此 3 篇

文献均通过仿真验证了智能控制算法在电机控制应用中的优越性。模糊控制系统的鲁棒性强,干扰和参数变化对控制效果的影响被大大减弱,尤其适合于非线性、时变及纯滞后系统的控制,但信息简单的模糊处理将导致系统的控制精度降低和动态品质变差。若要提高精度则必然增加量化级数,从而导致规则搜索范围扩大,降低决策速度,甚至不能实时控制。BP 网络虽然能够逼近任何一个非线性函数,能适应环境变化,具有自学习、自组织能力,但由于 BP 网络是全局逼近网络,每一次样本学习都要重新调整网络的所有权值,收敛速度慢、易陷入局部极小,较难满足控制系统的高度实时性要求。因此模糊控制和 BP 神经网络控制均存在控制的实时性问题,而具有自学习和自适应能力的单神经元构成的单神经元自适应智能 PID 控制器,不但结构简单,具有神经网络控制算法的优点,而且避免了神经网络计算量大的弊端,与上述两种控制方法相比更适用于电机的快速实时控制要求。

鉴于单神经元自适应智能 PID 控制器在电动汽车^[4]、自动送钻装置^[5]等方面的工程实际应用验证了其适用性,本研究将此种控制方法的改进算法应用在永磁直流无刷电机的控制系统中,并通过仿真,验证此种控制方法具有较好的控制性能。

1 无刷直流电机本体的数学模型

1.1 电压方程

本研究采用两极三相永磁直流无刷电机,设定电机工作在两相导通星型三相六状态下,电机定子绕组为 Y 接集中整距绕组,无中线,并有以下假设:

- (1) 忽略电磁铁饱和,不计涡流损耗和磁滞损耗;
- (2) 不计电枢反应,气隙磁场分布近似认为是平顶宽度为 120°电角度的梯形波;
- (3) 忽略齿槽效应,电枢导体连续且均匀分布于电枢表面。

在以上假设的基础上得出的电压方程如下^[6-7]:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_a, u_b, u_c —三相定子电压; e_a, e_b, e_c —三相定子的反电动势; i_a, i_b, i_c —三相定子相电流; L_a, L_b, L_c —三相定子自感; $L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}, L_{ac}, L_{ba}, L_{cb}$ —三相绕组之间的互感; R_a, R_b, R_c —三相定子绕组的相电阻。

无刷直流电机的转子一般采用表面粘贴式隐极结

构,可以认为其绕组、电感都是不随时间变化的常量。由于定子三相绕组结构对称,每相绕组的自感相等,相绕组之间的互感也相等,即 $L_a = L_b = L_c = L, L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = L_{ac} = L_{ba} = L_{cb} = M, R_a = R_b = R_c = R$ 并由三相对称电机中,由于定子绕组为三相 Y 接,无中线,有 $i_a + i_b + i_c = 0$,式(1)可改写为:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

1.2 电磁转矩方程

电磁转矩方程为:

$$T_e = (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) / \Omega \quad (3)$$

机械运动方程为:

$$T_e - T_L = J d\Omega / dt \quad (4)$$

式中: T_L —负载转矩; J —转子惯性矩; Ω —机械角速度。

2 单神经元 PID 控制方法

2.1 单神经元 PID 控制方法

单神经元自适应 PID 控制的结构^[8]如图 1 所示。

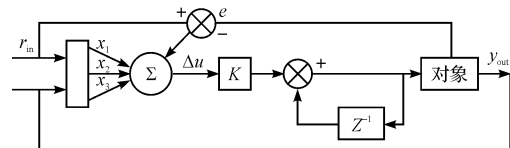


图 1 单神经元自适应 PID 控制的结构

单神经元控制器的自适应控制器是通过对加权系数的调整来实现自适应、自组织功能的,权系数的调整是按有监督的 Hebb 学习规则实现的。控制算法及学习算法为:

$$u(k) = u(k-1) + k \sum_{i=1}^3 w'_i(k) x_i(k) \quad (5)$$

$$w'_i(k) = w_i(k) / \sum_{i=1}^3 |w_i(k)| \quad (6)$$

$$w_1 = w_1(k-1) + \eta_I z(k) u(k) x_1(k) \quad (7)$$

$$w_2 = w_2(k-1) + \eta_P z(k) u(k) x_2(k) \quad (8)$$

$$w_3 = w_3(k-1) + \eta_D z(k) u(k) x_3(k) \quad (9)$$

式中: $x_1(k) = e(k); x_2(k) = e(k) - e(k-1); x_3(k) = \Delta^2 e(k) - 2e(k-1) + e(k-2); w_i$ —神经元连接权值; η_I, η_P, η_D —积分、比例、微分的学习速率; K —神经元的比例系数, $K > 0$ 。

2.2 改进的单神经元 PID 自适应控制方法

本研究采用改进的单神经元 PID 自适应控制方法,在大量的实际应用中,实践表明,PID 参数在线学

习主要与 $e(k)$ 和 $\Delta e(k)$ 有关。基于此,可将单神经元自适应 PID 控制算法中的加权系数学习修正部分进行修改,即将其中的 $x_i(k)$ 改为 $e(k) + \Delta e(k)$,改进后算法如下:

$$u(k) = u(k-1) + k \sum_{i=1}^3 w'_i(k) x_i(k) \tag{10}$$

$$w'_i(k) = w_i(k) / \sum_{i=1}^3 |w_i(k)| \tag{11}$$

$$w_1 = w_1(k-1) + \eta_I z(k) u(k) (e(k) + \Delta e(k)) \tag{12}$$

$$w_2 = w_2(k-1) + \eta_P z(k) u(k) (e(k) + \Delta e(k)) \tag{13}$$

$$w_3 = w_3(k-1) + \eta_D z(k) u(k) (e(k) + \Delta e(k)) \tag{14}$$

式中: $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$, $z(k) = e(k)$ 。

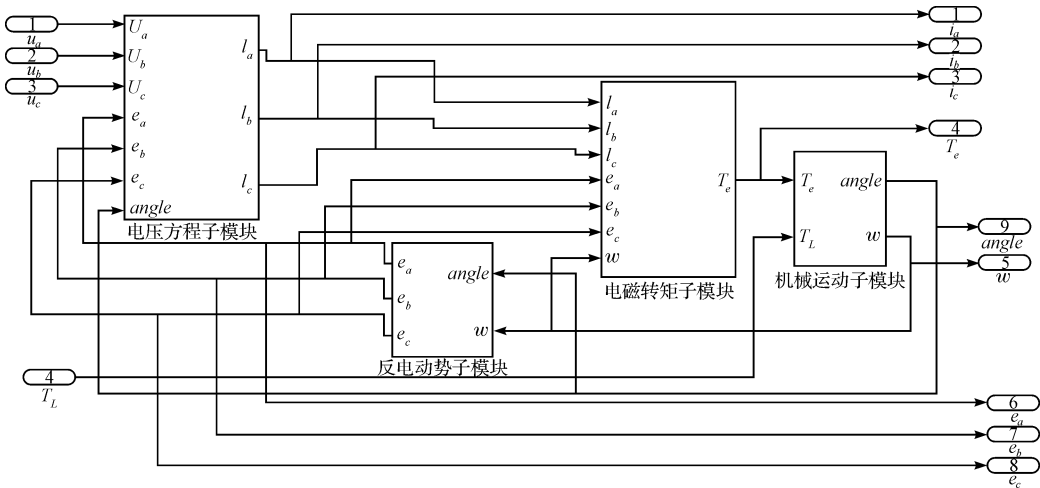


图2 电机子模块

3.2 PWM 产生模块仿真模型

本研究采用 PWM 电压控制方式,逆变器同时承担换向控制和 PWM 电压调节两种功能。位置-逻辑开关状态表如表 1 所示,根据表 1,利用 M 文件编写开关控制子模块的 S 函数。由电流环得出的占空比 D 和锯齿波相与,产生最终的 PWM 方波控制信号,如图 3 所示。

表 1 位置-逻辑开关状态表

转子位置	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
$0 \sim \pi/3$	1	0	0	0	0	1
$\pi/3 \sim 2\pi/3$	1	1	0	0	0	0
$2\pi/3 \sim \pi$	0	1	1	0	0	0
$\pi \sim 4\pi/3$	0	0	1	1	0	0
$4\pi/3 \sim 5\pi/3$	0	0	0	1	1	0
$5\pi/3 \sim 2\pi$	0	0	0	0	1	1

注:1 表示闭合,0 表示关断

3.3 逆变器模块

逆变器采用 Simulink 中的 universal bridge 模块,根据 PWM 模块产生的触发信号控制功率开关的通

3 仿真模型的建立

3.1 电机本体仿真模型

根据永磁直流无刷电机的数学模型公式,如永磁直流无刷电机的电压方程、电磁转矩方程和机械运动方程,在 Simulink 中利用其中的基本模块搭建永磁直流无刷电机本体子模块的仿真模型、电磁转矩子模块和机械运动子模块的仿真模型,其中在电机本体模型中,利用 M 文件编写电动势子模块的 S 函数^[9],再将 4 个子模块按照输入输出的逻辑顺序进行连接,从而组成电机子模块,如图 2 所示。

断,从而控制三相输出电压的幅值,universal bridge 模块属于电力电子模块,无法与 Simulink 中的电机子模块直接相连接,因此需要用电压或电流表作为连接的桥梁。并在直流电压源和功率开关之间加入电流表,测量母线电流作为内环控制的电流环反馈量,如图 4 所示。

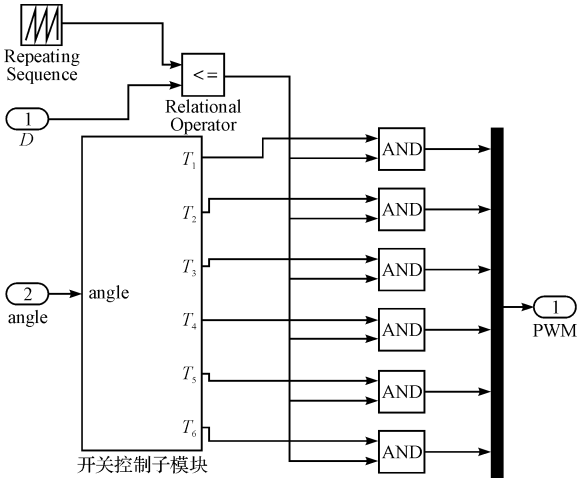


图3 PWM 产生子模块

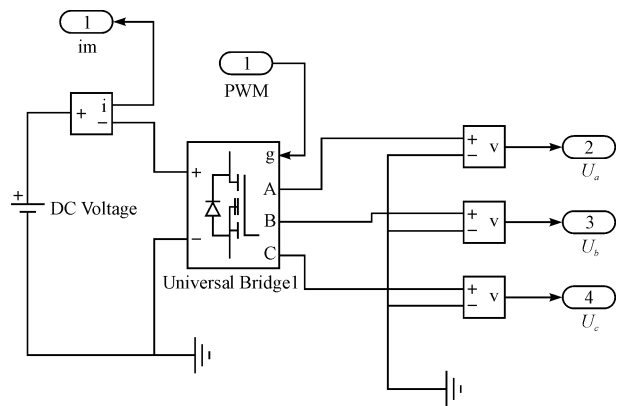


图 4 逆变器模块

3.4 控制器模型

速度环控制器采用单神经元 PID 控制器,控制器的输入为参考速度和实际速度的差值,输出为参考电流值,参考电流与实际测量的电流差值经过积分控制器输出结果用于调制 PWM 脉宽的占空比 D ,控制器采用 S 函数模块,用 M 文件编写。速度控制环等效被控对象的传递函数为 $2.6/[s(0.0019s+1)]$ 。

3.5 控制系统仿真模型

将上述子模块分别建立完毕后,将各子模块搭建

成控制系统仿真模型,本研究采用的是双闭环控制,外环为速度环,内环为电流环。直流无刷电机单闭环直流调速系统可以在保证系统稳定的前提下实现转速无静差。但是,如果对系统的动态性能要求较高,例如:要求快速起制动,突加负载动态速降小等等,单闭环系统就难以满足需要。因为在单闭环系统中不能随心所欲地控制电流和转矩的动态过程。为了实现在允许条件下的最快起动,关键是要获得一段使电流保持为最大值 I_{dm} 的恒流过程,采用电流负反馈就可以得到近似的恒流过程。因此必须实现既存在转速和电流两种负反馈,又使它们只能分别在不同的阶段里起作用,转速、电流双闭环直流调速系统很好地解决了这个问题。

另外在电机启动后,根据位置传感器的信号变动以及电机设定转速与实际转速的差值来确定功率管的导通顺序和导通时间的长度以进行速度调节。若速度没有达到设定转速,则加长导通时间,即提高占空比的值,通过脉宽调制来实现,本研究采用脉宽调制来控制永磁直流无刷电机的转速。综上所述,为了达到系统超调量小、抗外界扰动能力强、快速响应好的要求,该电机控制系统采用转速、电流双闭环控制策略,具体仿真框图如图 5 所示。

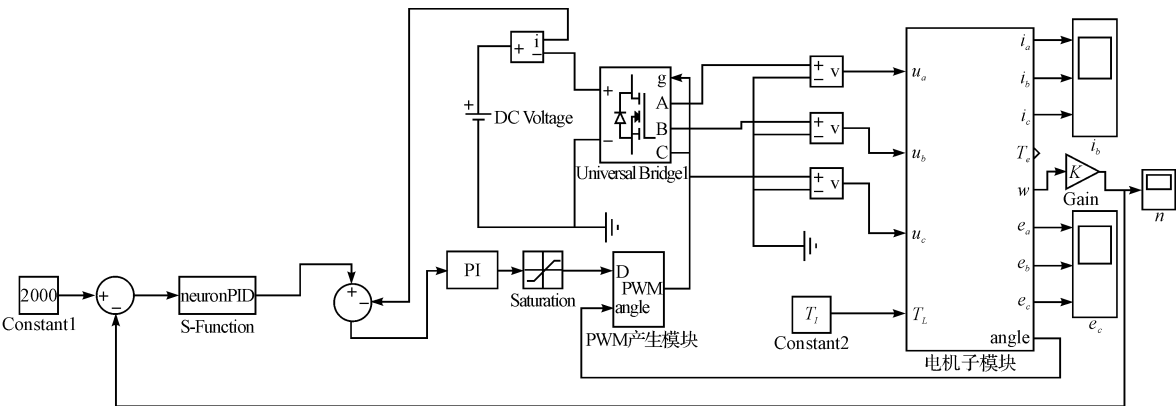


图 5 控制系统仿真模块

3.6 仿真结果

本仿真系统用的无刷直流电机参数为:额定电压 $U=97\text{ V}$,定子绕组电阻 $R=1.1\text{ }\Omega$,定子绕组自感 $L=5.7\text{ mH}$,额定转速 $n=2\text{ }000\text{ r/min}$,反电动势系数 $Ke=0.0475\text{ V/rad}$,转动惯量 $J=0.00169\text{ kg}\cdot\text{m}^2$ [10]。

仿真结果显示三相电流为正弦波,三相反电动势为梯形波,与理论上电机的电流、反电动势波形相符,证明电机模型建立的正确性。将传统 PID 控制方法的仿真速度波形图和改进的单神经元 PID 控制方法仿真波形图进行比对,后者的速度仿真波形能更快达到稳定状态,达到目标转速的过渡时间短,无超调,证明了

改进的单神经元 PID 控制方法的优越性,如图 6~图 9 所示。

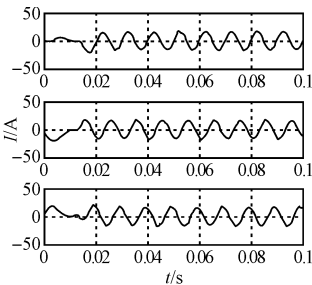


图 6 三相电流仿真波形

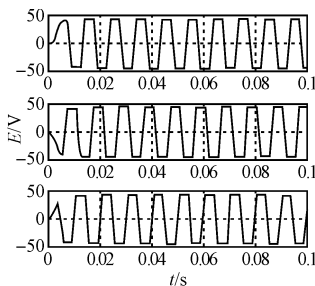


图7 三相反电动势仿真波形

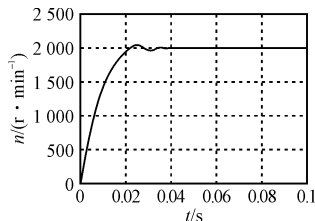


图8 传统PID控制方法速度仿真波形

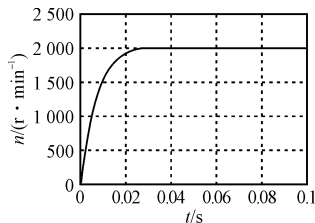


图9 改进的单神经元PID控制方法转速仿真波形

4 结束语

根据永磁直流无刷电机的数学模型,在 Matlab/Simulink 中搭建了仿真模型,模型运行结果与理论基本一致,从而验证了电机模型的正确性。电机控制系统外环采用改进的单神经元PID控制算法,并搭建了电机控制系统的仿真模型。

控制结果表明,系统具有较好的动态和静态响应特性,系统进入稳态用时短,无超调,改进的单神经元PID控制器应用于永磁直流无刷电动机中具有较好的控制效果,为进一步在实践中应用提供了参考。

参考文献(References):

- [1] RUMMAAIAND A, KOTARN R. Onlilne identification and control of a DC motor using learning adaptation of neural networks[J]. **IEEE Transactions on Industry Application**, 2000,36(3):936-942.
- [2] 柏璐. 无刷直流电动机智能控制器的研究[D]. 兰州: 兰州理工大学电气工程与信息工程学院,2007:14-22.
- [3] 戴莹. 基于BP神经网络的无刷直流电机PID控制方法的研究[D]. 合肥:合肥工业大学电气与自动化工程学院,2007:15-18.
- [4] CAO Jian-bo, CAO Bing-gang, CHEN Wen-zhi, et al. Neural Network Control of Electric Vehicle based on Position-Sensorless Brushless DC Motor [C]//Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics. Portugal: [s. n.], 2007:1900-1905.
- [5] REINHOLD W B, CLOSE D A. Drilling optimization-the driller's role [J]. **SPE Drilling & Completion**, 1997, 12(1):5-12.
- [6] 夏长亮,张茂华,王迎发,等. 永磁无刷直流电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报,2008,28(6):104-109.
- [7] 刘刚. 永磁无刷直流电机控制技术与应用[M]. 北京:机械工业出版社,2008.
- [8] 刘金琨. 先进PID控制及其MATLAB仿真[M]. 2版. 北京:电子工业出版社,2003.
- [9] 解后循,高翔. 基于S-函数的无刷直流电动机自适应控制系统建模[J]. 微电机,2009,42(3):68-72.
- [10] 龙驹. 永磁无刷直流电动机转速控制系统的优化设计[M]. 成都:西南交通大学出版社,2006.

[编辑:李辉]

(上接第364页)

于小型中央空调控制系统。该方法同时也适用于利用其他厂商型号PLC构成的控制系统,具有一定的通用性。

参考文献(References):

- [1] 徐萍. 可编程序控制器外接模拟量模块的方法[J]. 电子技术应用,1997(12):63-64.
- [2] 马潮. AVR单片机嵌入式系统原理与应用实践[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2007.
- [3] 朱正中,胡亚非,杨柱,等. PT100铂热电阻线制与二次仪表的采集误差[J]. 仪表与计量技术,2005(6):43-45.
- [4] 曹柏荣,徐冠杰. 提高热敏电阻在温度测量中精度的研究[J]. 计量技术,2005(10):27-30.

- [5] 曹彬,饶进军. 小型潜水器信号采集系统设计[J]. 机电工程,2010,20(2):11-13.
- [6] Microchip Technology Inc.. DS21290D [EB/OL]. [2007-01-01]. <http://www.lzmcu.com/>.
- [7] Microchip. Analog-to-Digital Converter Design Guide [EB/OL]. [2004-06-01]. <http://ww1.microchip.com/>.
- [8] 陈励华,袁晓峰,张利,等. PLC多路模拟量采集方法研究[J]. 工业控制计算机,2004,17(10):24-25.
- [9] STEINHART J S, HART S R. Calibration Curves for Thermistors [M]. Deep Sea Research,1986.
- [10] 倪秀辉,张琳琳,任国兴. 基于MSP430的热敏电阻高精度测温设计[J]. 仪表技术与传感器,2009(3):100-101.
- [11] 马玉春,刘杰民,孙长圣. 数据包校验算法与网关技术研究[J]. 控制工程,2007,5(14):112-114.

[编辑:李辉]