

Boost变换器的变论域模糊自适应PID控制研究

Boost电路的动态模型为非最小相位系统，其动态特性受电路参数和动态模型的影响较大。实际的Boost电路与建立的模型之间存在误差，使PID调节很难达到更优的效果。模糊自适应PID控制在输入量变化时其规则的利用率低，控制准确度变差。变论域模糊自适应PID控制通过伸缩因子提高被控系统的控制准确度，加快响应速度。将该控制方式用于Boost变换器闭环控制中，经仿真和实验表明，变论域模糊自适应PID控制具有快速响应、高准确度等优势。

杨超 苑红 余岱玲 丁新平/青岛理工大学自动化工程学院

0 引言

Boost电路作为经典的升压变换器，广泛应用于光伏发电系统、新能源应用和电能转换等场合。在实际应用中为了提高控制系统的抗干扰能力，需要对Boost电路建立相应的闭环回路。但Boost变换器以电容电压作为输出量进行反馈控制时，是一个非最小相位系统，表现为小信号数学模型中存在复平面右半平面的一个零点，该零点会使系统的动态品质变差。且Boost电路的动态特性受电路参数的影响较大，而电路中存在不可避免的寄生参数^[1]。因为PID控制需建立在准确的数学模型上，但实际电路中存在较多无法准确测量的寄生参数，因此建立的模型与实际电路之间存在误差，使PID调节很难达到满意的效果。传统的模糊控制方式不需要对被控对象建立

准确的数学模型，利用专家经验建立模糊控制规则，就能实现对被控对象的控制^[2]。但是模糊子集的划分不能太密，控制规则有限，导致被控系统在稳态时存在静差。模糊自适应PID控制方式既解决了PID参数不能在线整定的问题^[3]，又解决了模糊控制本身消除系统稳态误差的性能较差和控制准确度低的问题。但是模糊自适应PID控制一旦设计确定，其结构就不能在线修改，因而自适应能力有限^[4]。

文献[5-7]首次提出了变论域模糊控制的思想，在规则形式不变的前提下，论域随着误差变小而收缩（亦可随着误差增大而扩展）。局部地看，论域收缩相当于增加系统的模糊规则，也即插值结点加密，从而提高了控制准确度。在模糊自适应PID控制的基础上增加伸缩因子构成变论域模糊自适应PID控制，使其论域跟随输入的变化而变化，充分利用其模糊规则，提高系统的控制准确度。

本文把变论域模糊自适应PID控制用于Boost电路的闭环控制中，通过伸缩因子使模糊部分的自适应性能提高，增强了系统的抗扰性能，提高了响应速度。而且与模糊自适应PID控制方式相比，其模糊规则设计简单，不需要太多的专家知识，只要知道规则的大致趋势即可^[6]。仿真和实验的结果表明，变论域模糊自适应PID控制对开关电源的闭环控制效果更佳。



杨超/硕士研究生

关键词/Keywords

变论域模糊自适应PID控制 ·
PID控制 ·
模糊自适应PID控制 ·
伸缩因子 ·

国家自然科学基金资助项目（51477079），山东省自然科学基金（ZR2013EEM020），中国博士后科学基金资助项目（2013M531598）。

1 变论域模糊自适应PID控制器的设计

1.1 模糊控制器设计

文中以误差 e 和误差变化率 ec 为输入量，并以 E 和 EC 分别为其语言变量；而PID参数的修正量 ΔK_p 、 ΔK_i 和 ΔK_d 为输出量，用 K_p 、 K_i 、 K_d 分别为其语言变量。模糊输入 E 和 EC 的论域是 $[-3, 3]$ ，模糊输出 K_p 和 K_i 的论域是 $[-0.5, 0.5]$ ， K_d 的论域是 $[-3, 3]$ 。每个论域都划分为7个模糊子集，分别为NB、NM、NS、ZO、PS、PM和PB，其中对输入与输出论域的划分为 $E=EC=K_d=[-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3]$ ， $K_p=K_i=[-0.5, -0.3, -0.15, 0, 0.15, 0.3, 0.5]$ 。控制器的输出用相同的模糊规则，如表1所示。

表1 模糊规则

$EC \backslash E$	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	ZO	NS	NM	NM	NM	NB	NB
NM	PS	ZO	NS	NM	NM	NM	NB
NS	PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NM
ZO	PM	PM	PS	ZO	NS	NM	NM
PS	PM	PM	PM	PS	ZO	NS	NM
PM	PB	PM	PM	PM	PS	ZO	NS
PB	PB	PB	PM	PM	PM	PS	ZO

变论域模糊自适应PID控制由变论域模糊控制与PID控制构成，变论域模糊控制是在模糊控制的输入和输出上加伸缩因子构成。

1.2 变论域模糊控制的原理

模糊模型可以等效为一种插值函数，而插值点越多则控制的准确度越高。插值点数可认为是模糊论域的划分个数，对于2输入3输出的模糊系统，当划分模糊论域为 n 个子集，则需要 $3n^2$ 条规则。因此不可能把论域分得足够细，否则系统执行起来太麻烦。变论域模糊控制即在模糊规则数不变的条件下，输入论域随着输入量（误差和误差变化率）的减小而减小，反之随着输入的增大而增大。对论域的伸缩变化，也即相当于增加了模糊规则。图1为变论域的伸缩原理，论域是 E 大小， $\alpha_1(x)$ 和 $\alpha_2(x)$ 为论域伸缩因子。

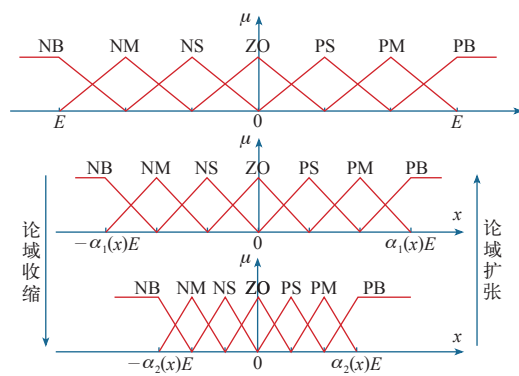


图1 变论域原理

1.3 变论域伸缩因子

通过在模糊控制器的输入和输出部分增加变论域伸缩因子，使论域完成伸缩变化。伸缩因子即为由当前控制指标值对语言控制变量论域的调整^[8]。构造伸缩因子 $\alpha(x)$ 时，要满足以下条件^[7]

- 1) 正规性。 $\alpha(\pm E) = 1$ 。
- 2) 协调性。 $\forall x \in X, x \leq \alpha(x)E$ 。
- 3) 单调性。 $\alpha(x)$ 在 $[0, E]$ 上严格单调增。
- 4) 对偶性。 $(\forall x \in X)$ ，有 $\alpha(x) = -\alpha(-x)$ 成立。

- 5) 避零性。 $\alpha(0) = \varepsilon$ ， ε 为充分小的正数。

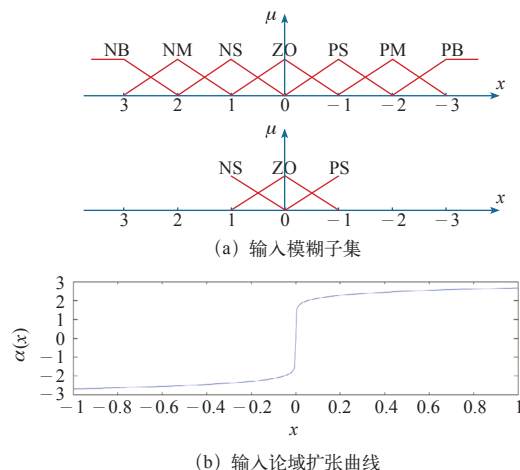
应用较多的伸缩因子为

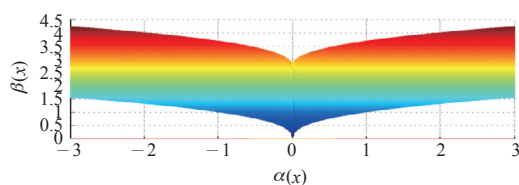
$$\alpha(x) = \left(\frac{|x|}{E} \right)^\tau + \varepsilon \quad (1)$$

$$\beta(x) = \left(\frac{|e|}{E} \right)^{\tau_1} + \left(\frac{|ec|}{EC} \right)^{\tau_2} + \varepsilon \quad (2)$$

其中， $0 < \tau < 1$ ， $0 < \tau_1$ ， $\tau_2 < 1$ 。

输入输出伸缩因子的变化曲线如图2所示。





(c) 模糊输出
图2 输入输出伸缩因子的变化曲线

当偏差 x 为 $[-1, 1]$, 输入论域为 $[-3, 3]$, 输入伸缩因子选择 $\alpha(x) = (|x|/3)^{0.9} + 10^{-5}$ 时, 则偏差经过输入伸缩因子后取值范围如图2b所示。由图2a知, 当偏差在 $[-1, 1]$ 内变化时, 传统的模糊控制能够适用的模糊规则只有3个, 而偏差经过输入伸缩因子后可以辐射到整个输入论域, 也即对于任意在 $[-1, 1]$ 内的值, 都有模糊规则进行精密的控制。

当误差和误差变化率经过输入伸缩因子后的变化范围是 $[-3, 3]$, 输出伸缩因子选择 $\beta(x) = (|e|)^{0.9}(|ec|)^{0.4} + 10^{-5}$ 时, 则经过输出伸缩因子后的取值范围如图2c所示。该值对模糊输出进行放大或者缩小处理, 与经过输入伸缩因子后的值共同形成系统的论域收缩和放大。

2 三种控制方式在Boost电路闭环控制中的比较

2.1 PID控制

对Boost电路建立小信号模型时, 采用了状态空间平均法^[9], 以得到输出到占空比的传递函数 $G_{vd}(s)$ 。由于电路中电感、电容和Mosfet分别存在寄生电阻 r_l 、 r_c 和 r_{gs} , 为使 $G_{vd}(s)$ 较为准确, 应该把这些寄生电阻计算在内。则 $G_{vd}(s)$ 的表达式

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-(Ls + r_l + r_{gs})(R + r_c)RI + k_3}{LC(R + r_c)^2 s^2 + k_1 s + k_2} \quad (3)$$

其中

$$\begin{aligned} k_1 &= (R + r_c)\{L + C \times [r_l + D \times r_{gs} + (1 - D)Rr_c]\} \\ k_2 &= (R + r_c)[r_l + D \times r_{gs} + (1 - D)Rr_c] + R^2(1 - D)^2 \\ k_3 &= (1 - D)(R + r_c)R(V_o + V_d) \end{aligned}$$

表2列出了系统额定工作时各个器件的参数值。

表2 系统额定工作参数

参数	取值	参数	取值
V_g/V	12	r_l/Ω	0.03
V_o/V	24	r_{gs}/Ω	0.05
f_s/kHz	50	r_c/Ω	0.08
D	0.5	R/Ω	20
$L/\mu H$	150	$R_l/k\Omega$	51
$C/\mu F$	470	$R_2/k\Omega$	7.5
V_d/V	0.7	V_m/V	3.3

由表2和式(3), 则 $G_{vd}(s)$ 为

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-0.1397s + 4656}{2.843 \times 10^{-5}s^2 + 2.099 \times 10^{-2}s + 101.9} \quad (4)$$

Boost电路的闭环控制由主电路、补偿网络、PWM脉冲调制器和反馈分压网络组成, 开环回路由PWM脉冲调制器、主电路和反馈分压网络构成, 而补偿网络为系统的控制器。 $G_o(s)$ 为系统开环回路的增益传递函数, 由 $H(s)$ 、 $G_m(s)$ 和 $G_{vd}(s)$ 构成, 则 $G_o(s)$ 为

$$G_o(s) = G_m(s)G_{vd}(s)H(s) = G_{vd}(s) \frac{1}{V_m} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (5)$$

为了得到PID参数, 本文用伯德图法对该系统做PID校正。由式(5)得 $G_o(s)$ 的伯德图如图3所示, 可明显看出 $G_o(s)$ 的相角裕度偏小且在截止频率处斜率大约为 -40 dB/dec, 此时系统的超调量和调节时间较大, 并导致较差的动态性与稳定性。为满足Boost闭环系统对稳定性的要求, 应对系统校正以使其相角裕度在 45° 左右, 而幅值裕度在 10 dB左右, 截止频率处的幅频曲线斜率升高至 -20 dB/dec^[9]。

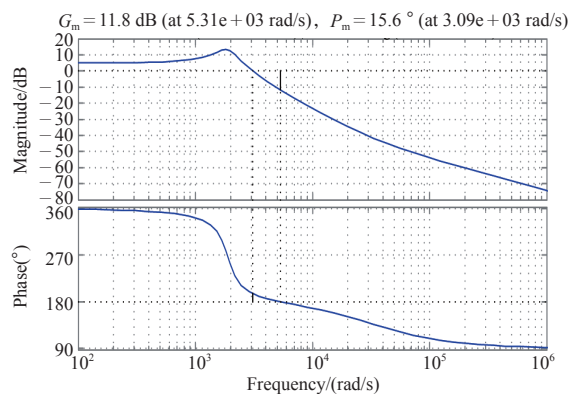


图3 开环回路增益函数伯德图

对图3采用PID补偿网络进行校正,而PID补偿网络的传递函数 $G_c(s)$ 为

$$G_c(s) = \frac{(1+R_2C_2s)(1+R_1C_1s)}{R_1C_2s} = \frac{K\left(1+\frac{s}{\omega_{z1}}\right)\left(1+\frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{s} \quad (6)$$

由于系统的开关频率 $f_s = 50 \text{ kHz}$ ($\omega_s = 2\pi f_s$), 所以补偿后系统幅频曲线的截止频率 $\omega_p \approx \omega_s/10 = 3.14 \times 10^4 \text{ rad/s}$, 此频率下的相位裕量约为 -42° , 故而 $G_c(s)$ 于 ω_p 处的相位补偿裕量可设成 85° , 令积分转折频率 $\omega_{z1} = 100 \text{ rad/s}$, 由式(7)得到滞后环节的转折频率 $\omega_{z2} = 2.65 \times 10^3 \text{ rad/s}$, 即

$$\omega_{z2} = \frac{(\omega_p - \omega_{z1} \tan \theta) \omega_p}{\omega_{z1} + \omega_p \tan \theta} \quad (7)$$

根据式(5)和式(6)得校正后系统的闭环传递函数

$$G_c(s)G_o(s) = G_{vd}(s) \frac{K\left(1+\frac{s}{\omega_{z1}}\right)\left(1+\frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{s} \frac{1}{V_m} \frac{R_2}{R_1+R_2} \quad (8)$$

把表2中的参数值带入式(8), 得到式(9), 并画 $G_c(s)G_o(s)/K$ 的伯德图, 如图4中虚线所示。根据图4中虚线得 ω_p 处的幅频增益为 -59.5 dB , 因此需要对系统添加增益, 使系统的幅频特性曲线穿越 0 dB 线时, 并恰好落在 ω_p 处, 即

$$G_c(s)G_o(s)/K = \frac{-1.937 \times 10^{-5} s^3 + 0.5821 s^2 + 1767 s + 1.708 \times 10^5}{2.843 \times 10^{-5} s^3 + 0.02099 s^2 + 101.9 s} \quad (9)$$

$$20 \log K = \left| \frac{G_o(s)G_c(s)}{K} \right| = 59.5 \text{ dB} \quad (10)$$

由式(10)得 $K = 944$, 则由式(6)得PID的参数 $K_p = 9.797$, $K_i = 944$, $K_d = 0.003567$ 。把 K 值

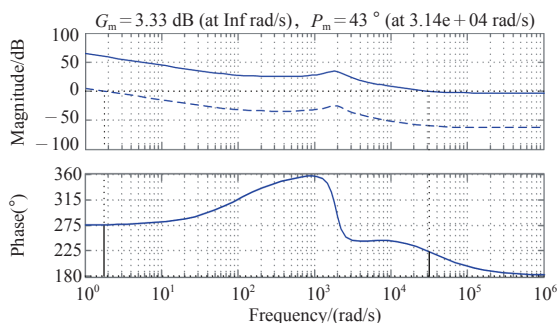


图4 闭环网络传递函数的伯德图

带入式(8), 并画出 $G_c(s)G_o(s)$ 的伯德图。

图4中实线是Boost闭环系统伯德图, 由图4中实线知校正后系统的相角裕度 $r = 43 \text{ deg}$, 而截止频率 $\omega_c = 3.14 \times 10^4 \text{ rad/dec}$, 幅值裕度 $A(\omega) = 3.33 \text{ dB}$, 符合控制系统的静、动态特性要求。

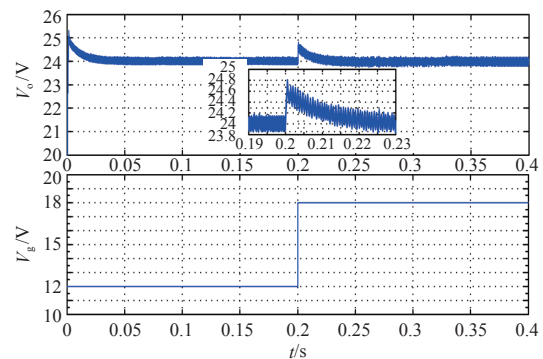
2.2 模糊自适应PID控制

模糊自适应PID控制由参数可调的PID控制和模糊控制器两部分组成^[10], 其中模糊控制器的设计是在1.3节介绍的基础上加入输入量化因子 K_e , K_{ec} , 输出比例因子 K_{UP} , K_{UI} , K_{UD} 。

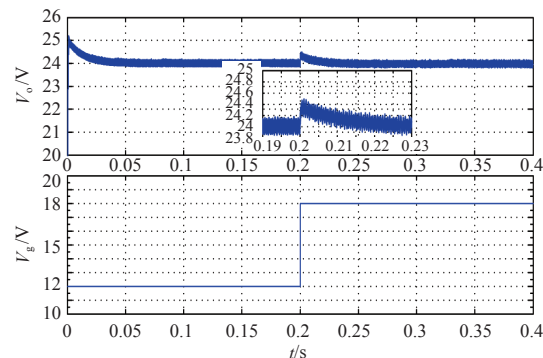
当系统误差和误差变化率变化时, 模糊自适应PID控制的模糊控制部分在线输出PID参数的修正量, 该修正量调节PID参数使之能够实现对控制系统的实时、快速控制。

3 仿真和实验

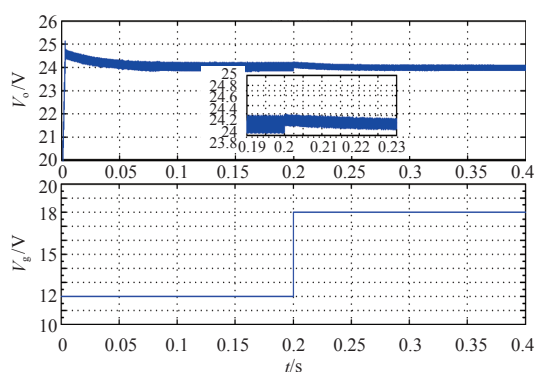
在Matlab的Simulink中搭建Boost电路的闭环仿真模型, 设置仿真时间为 0.4 s , 当输入电压从 12 V 突变到 18 V 时, 仿真获得三种控制方式下, Boost电路的输出电压波形, 如图5所示。



(a) PID控制时Boost电路的输入输出电压波形



(b) 模糊自适应PID控制时Boost电路的输入输出电压波形



(c) 变论域模糊自适应PID控制时Boost电路的输入输出电压波形

图5 仿真波形

图5a为PID控制的闭环仿真波形,其参数为 $K_p=9.797$, $K_I=944$, $K_D=0.003\ 567$,仿真和实验用的都是位置式PID控制。

图5b为模糊自适应PID控制的闭环仿真波形,其中 $K_e=K_{ec}=3$, $K_{UP}=2$, $K_{UI}=1$, $K_{UD}=0.1$ 。

图5c为变论域模糊自适应PID控制的闭环仿真波形,其中误差和误差变化率的输入伸缩因子

$$\alpha(x) = \left(\frac{|x|}{3} \right)^{0.9} + 10^{-5} \quad (11)$$

模糊输出修正量的输出伸缩因子

$$\beta(x) = (|e|)^{0.9} (|ec|)^{0.4} + 10^{-5} \quad (12)$$

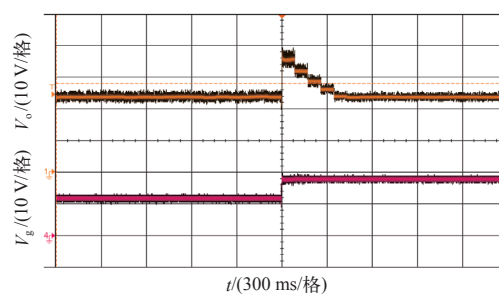
由图5知,变论域模糊自适应PID控制的抗扰性更强,调整时间更短。

为进一步验证所持理论的正确性,以STM32为主控芯片,在实验室搭建了Boost试验样机,实验结果如图6所示。

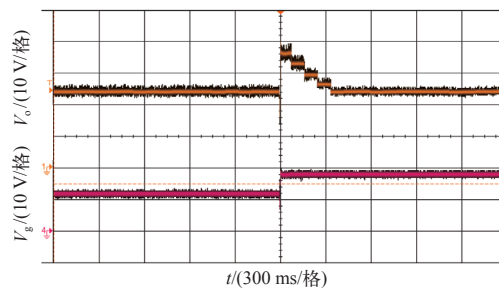
对比图6a、图6b和图6c可知,实验结果证明了理论的正确性,变论域模糊自适应PID控制在Boost电路中的闭环控制上性能优于另外两种控制方式,其抗扰性能更强,动态响应更快。在输入电压从12 V突变到18 V后,三种控制方法都能快速使输出稳定在24 V,但是变论域模糊自适应PID控制的动态性能(260 ms)远优于PID控制(420 ms)和模糊自适应PID控制(330 ms)。

4 结束语

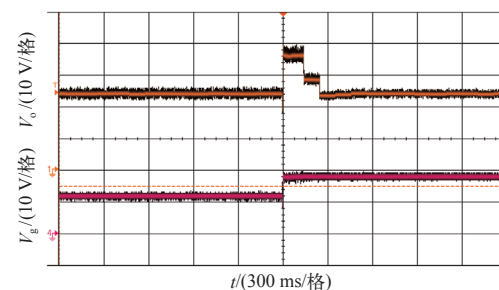
变论域模糊自适应PID控制就是在模糊自适应PID控制的基础上,引入模糊论域伸缩因子,使模



(a) PID控制时Boost电路的输入输出电压波形



(b) 模糊自适应PID控制时Boost电路的输入输出电压波形



(c) 变论域模糊自适应PID控制时Boost电路的输入输出电压波形

图6 实验波形

糊论域随输入的变化而伸缩变化,充分利用了模糊规则,使系统的控制准确度更高,反应速度更快,抗扰性能更强。而Boost电路属于典型的非最小相位系统,导致控制系统动态响应慢,产生超调、负调和动态品质差等缺点。变论域模糊自适应PID控制对Boost电路的闭环控制,其控制效果与模糊自适应PID控制和PID控制相比,动态响应更快,电源电压发生突变时其自适应性能与抗扰性能明显更强。

参考文献

- [1] 皇金峰,刘树林. Boost变换器的参数选择与非最小相位分析[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(7): 51-59.

(下转第78页)

出的雷电激励信号相比,其峰后电流变换率较为缓慢。但是仿真和实验获得的波形均在波峰处发生明显振荡,因此可以认为,在实验室条件下其结果与仿真结果一致。

5 结束语

通过建立杆塔分块模型,对雷击杆塔响应进行仿真,得到杆塔影响下的雷电波在波峰处发生明显振荡。

基于此波形,本文提出振荡雷电流陡度、峰值及振荡时间这三个特征,用于雷电检测系统中雷电流的检测识别,并且通过实验验证了检测系统的实用性。

参考文献

- [1] 陈林. 雷电全时空监测系统在超高压电网应用中的关键技术研究 [D]. 重庆: 重庆大学, 2011.
- [2] 杜林, 戴斌, 司马文霞, 等. 架空输电线路雷电流过压识别 [J]. 高电压技术, 2010, 36 (12): 590-598.
- [3] 汪涛, 周文俊, 易辉, 等. 架空输电线路雷电流波形实时监测系统 [J]. 高电压技术, 2008, 34 (5): 961-965.
- [4] 王辉, 刘俊, 何金良, 等. 输电线路杆塔对雷电流监测结果的影响 [J]. 高电压技术, 2008, 34 (9): 1910-1914.
- [5] 杨勇. 架空输电线路雷电监测及雷击杆塔暂态特

性分析 [D]. 重庆: 重庆大学, 2012.

- [6] Gutierrez J A, Moreno P, Naredo J L. Nonuniform transmission tower model for lightning transient studies [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2004, 19 (2): 490-496.
- [7] Jordan E C. Electromagnetic waves and radiating systems [J]. American Journal of Physics, 1951, 19 (8): 477-478.
- [8] 叶齐政, 孙敏. 电磁场 [M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2007.
- [9] Hara T, Yamamoto O. Modeling of a transmission tower for lightning surge analysis [J]. IEE Proc Gener Trans Distrib, 1996, 143 (3): 283-289.
- [10] 金丹, 徐春营, 岳鑫桂, 等. 输电线路雷电流测量用Rogowski线圈低频失真校正技术 [J]. 电力系统自动化, 2013 (22): 96-100.
- [11] 邱关源, 罗先觉. 电路 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2006.
- [12] Stanley B Lippman, Josée Lajoie, Barbara E Moo. C++ Primer中文版 [M]. 李师贤, 蒋爱军, 梅晓勇, 等译. 北京: 人民邮电出版社, 2006.
- [13] Jeff Prosise. MFC Window程序设计 [M]. 北京博彦科技发展有限公司, 译. 北京: 清华大学出版社, 2001.
- [14] 杨宝初, 刘晓波, 戴玉松. 高电压技术 [M]. 重庆: 重庆大学出版社, 2001.

(收稿日期: 2015-09-07) **EA**

(上接第57页)

- [2] 蒋雪峰, 黄文新. 基于模糊控制的新型异步电动机直接转矩控制系统 [J]. 电气应用, 2012, 31 (20): 82-86.
- [3] 石成柱, 郑金吾. 基于DSP的电压无功模糊控制器研制 [J]. 电气应用, 2011, 30 (15): 52-55.
- [4] 李红伟. 变论域模糊控制的无刷直流电机控制系统 [J]. 控制工程, 2010, 17 (5): 599-602.
- [5] 李洪兴. 模糊控制的插值机理 [J]. 中国科学: E辑, 1998, 28 (3): 259-267.
- [6] 李洪兴. 变论域自适应模糊控制器 [J]. 中国科

学: E辑, 1999, 29 (1): 32-42.

- [7] 李洪兴. 非线性系统的变论域稳定自适应模糊控制 [J]. 中国科学: E辑, 2002, 32 (2): 211-223.
- [8] 古超. 基于变论域模糊控制的温控器的研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2008.
- [9] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [10] 李萍. 模糊自整定PID控制器的设计和仿真 [J]. 仪器与仪表学报, 2004, 25 (4): 264-267.

(收稿日期: 2015-10-10) **EA**