

模糊自适应滑模变结构控制 及其在功率放大器中应用

赵 森^{1,2}, 肖 燕², 郝惟镛²

(1. 上海高桥石油化工公司 热电厂, 上海 200137;

2. 上海交通大学 电气工程系, 上海 200240)

摘要: 针对目前使用的电力电子器件构成的功率放大器, 提出一种新的基于模糊自适应的滑模变结构控制方法。该方法不仅充分体现了滑模控制的优势, 克服了其他控制方法动态响应性能不好、总谐波畸变率较大、鲁棒性差等缺陷, 而且因为增加了模糊自适应理论, 改善了滑模变结构控制方法中的切换控制所产生的抖振。模糊自适应控制器由模糊化、规则库、模糊推理和反模糊化 4 部分组成。选择可解决学习算法收敛速度慢问题的模糊基函数作为模糊自适应控制函数, 在非线性函数的基础上, 对系统进行一系列基函数展开, 通过参考值和反馈输出之间的误差不断修正基函数的权, 从而达到学习的目的。仿真和试验结果表明该控制策略对系统参数和负载扰动具有很强的鲁棒性, 系统动态、静态性能良好。

关键词: 滑模变结构控制; 模糊自适应控制; 抖振; 功率放大器

中图分类号: TP 273+.4

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2006)08-0040-05

0 引言

功率放大器 PA (Power Amplifier) 在电力系统中用于监测信号放大、设备仪器测试等方面。以往为了获得高性能而使用模拟功率放大器 (即线性 PA), 但是它一般由半导体构成, 功率级别很小, 并且具有无法改善的缺陷——高损耗^[1], 因此难以获得大功率和高效率。近年来, 人们逐渐开发出数字型放大器 (电力电子 PA), 虽然电力电子器件存在开关和导通损耗, 但是采用脉宽调制 (PWM) 技术后可使效率达到 90% 以上。同时, 电力电子功放要想具有放大倍数大、效率高和带负载能力强等特点, 除了在主拓扑结构上改善之外, 适当的闭环控制策略也非常重要。传统的 PID 控制只能满足稳态精度要求, 而对动态性能却无能为力, 并且不适用于系统参数变化较大的功率放大器的要求, 本文正是针对被控对象不确定的特点和传统控制策略的缺陷而提出的一种新型的模糊自适应滑模变结构控制策略。

滑模变结构控制 SMVSC (Sliding Mode Variable Structure Control) 是一种不连续的非线性控制方法^[2-3]。在闭环控制的瞬变过程中, 系统结构可以根据当时的状态以跃变的方式, 有目的地变化, 迫使系统沿预定的滑动模态轨迹运动。它对参数变化、外部扰动以及系统的不确定具有良好的鲁棒性, 并且具有快速响应、无须系统在线辨识和物理实现简单等优点^[4-6]。但是, SMVSC 也有缺陷^[7], 当切换状态从一种变成另一种时, 由于惯性作用, 切换开关的时间和

空间之后以及状态检测的误差等原因都会在光滑的滑动模态上叠加一个锯齿形的抖振。本文将模糊自适应控制引入闭环控制中, 对实际功放系统的不确定性因素进行在线学习, 再将学习结果进行模糊推理, 实时调整滑模切换控制的方向和幅值, 减小系统在通过滑模线时的冲击速度, 从根本上削弱系统的抖振。

1 功率放大系统的数学模型

功率放大器的整体拓扑结构以及它的输出滤波和负载阻抗如图 1 所示^[8], 本文研究对象是 PWM 逆变器和滤波电路的外环控制。

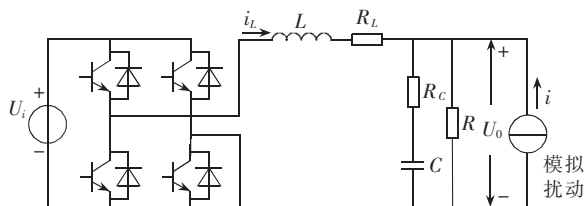


图 1 功率放大器的拓扑结构和滤波电路

Fig.1 Topological structure of power amplifier and filter circuits

将逆变器和滤波环节都考虑成被控环节 (在建模过程中暂不考虑模拟扰动 i), 可以获得一个有关 PWM 逆变系统的状态方程:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= -\frac{1}{L} \left(\frac{RR_c}{R+R_c} + R_L \right) i_L - \frac{1}{L} \frac{R}{R+R_c} u_c + \frac{U_i}{L} k_f \\ \frac{du_c}{dt} &= \frac{1}{C} \frac{R}{R+R_c} i_L - \frac{1}{C} \frac{1}{R+R_c} u_c \\ U_0 &= \frac{RR_c}{R+R_c} i_L + \left(\frac{R}{R+R_c} \right) u_c \end{aligned} \quad (1)$$

式中 k_f 为 PWM 逆变器拓扑结构的放大系数; i_L 为流过电感 L 的电流; u_C 为电容 C 两端的电压。滤波电容的等效串联电阻 R_C 很小, 近似取为 0, 则式(1)可简化为

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u, \quad y = \mathbf{C}\mathbf{x} \tag{2}$$

其中

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R_L/L & -1/L \\ 1/C & -1/(CR) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}$$
$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1/R \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x} = [i_L \ u_C]^T, \quad u = U_i d, \quad y = i_R$$

2 控制器的设计

在上面公式的基础上, 可以得出整个控制系统和负载端的框图如图 2 所示。

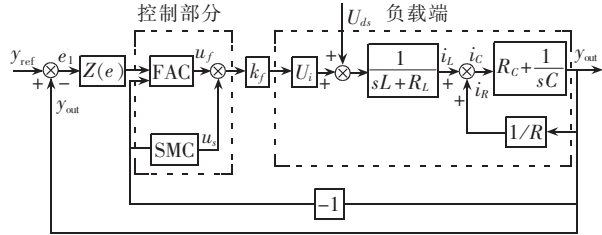


图 2 系统框图

Fig.2 Block diagram of system

在确定采样频率之后, 为便于仿真, 将模拟的功放系统进行离散化处理。系统离散方程为

$$\mathbf{x}(k+1) = \Phi \mathbf{x}(k) + \Gamma u(k) + \mathbf{f} i_d(k)$$
$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C} \mathbf{x}(k)$$
$$\Phi = e^{A^T}$$

其中

$$\Gamma = \left(\int_0^T e^{A^T s} ds \right) b, \quad \mathbf{f} = \left(\int_0^T e^{A^T s} ds \right) h$$

由于功率放大器中需要分别对电流和电压 2 个参数进行放大, 因此在闭环控制中也需要考虑 2 个自变量。将 $\mathbf{x}(k)$ 取为 i_L 和 u_C 的二维函数, 则离散方程变为

$$\begin{bmatrix} u_C(k+1) \\ i_L(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{11} & \phi_{12} \\ \phi_{21} & \phi_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_C(k) \\ i_L(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \end{bmatrix} u(k) \tag{4}$$

$$u(k) = u_f(k) + u_s(k) \tag{5}$$

即控制源由 2 部分组成: 模糊自适应控制源 u_f 和滑模控制源 u_s 。 u_f 是滑模控制的切换控制源, 在边界层内部通过它的高频切换控制来抑制功放系统中的不确定性部分, 以保证系统的鲁棒性, 而在边界层外部采用 u_s , 它取切换控制的平均值, 即控制功放系统的确定部分。

2.1 离散滑模变结构控制器设计

在单纯考虑 u_f 的情况下, u_C 和 i_L 参考值写成 u_C^* 和 i_L^* 。因为 u_C^* 和 i_L^* 也满足式(4), 可得:

$$\begin{bmatrix} u_C^*(k+1) \\ i_L^*(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{11} & \phi_{12} \\ \phi_{21} & \phi_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_C^*(k) \\ i_L^*(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \end{bmatrix} u_f(k) \tag{6}$$

式中 ϕ_{11} 、 ϕ_{12} 、 ϕ_{21} 、 ϕ_{22} 均为矩阵 Φ 中的元素; γ_1 和 γ_2 分别为矩阵 Γ 中的元素。

可通过消去 i_L^* 而推出 u_f 的离散值。取 $e_1(k) = u_C(k) - u_C^*(k)$ 和 $e_2(k) = i_L(k) - i_L^*(k)$, 为便于运算, 定义一组新的状态变量 $\mathbf{Z}(k)$:

$$\mathbf{Z}(k) = \begin{bmatrix} e_1(k) \\ e_1(k) - e_1(k-1) \end{bmatrix} \tag{7}$$

则控制源真正作用在 PWM 逆变器的是:

$$u_s(k) = \frac{1}{\gamma_1} [u_x(k) - (\phi_{12}\gamma_2 - \phi_{22}\gamma_1)u_s(k-1)] \tag{8}$$

其中 $u_x(k)$ 为一个伪变量, 取:

$$u_x(k) = \frac{-1}{\alpha} \mathbf{g}^T (\Phi_x - \mathbf{I}) \mathbf{z}(k) + \Psi^T \mathbf{z}(k) - \varphi_0 s(k) =$$
$$m_1 z_1(k) + m_2 z_2(k) + \varphi_1 z_1(k) +$$
$$\varphi_2 z_2(k) - \varphi_0 s(k) \tag{9}$$

反馈增益 φ_1 和 φ_2 由以下定义确定:

$$\varphi_1 = \begin{cases} F_0 & \alpha z_i(k)s(k) < -\delta_i \\ 0 & -\delta_i \leq \alpha z_i(k)s(k) \leq \delta_i \\ -F_0 & \alpha z_i(k)s(k) > \delta_i \end{cases} \quad i=1,2 \tag{10}$$

这里:

$$\delta_i = \frac{F_0 \alpha^2}{2(1-\rho)} |z_i(k)| \sum_{j=1}^2 |z_j(k)| + \frac{\tau}{4(1-\rho)}$$
$$\rho = \varphi_0 \alpha$$
$$\tau = 2\bar{d}|s(k)| + 2\bar{d} \left[\sum_{j=1}^2 \alpha F_0 |z_j(k)| + \rho |s(k)| \right] + \bar{d}^2$$
$$\bar{d} = \max |\mathbf{g}^T d|$$

因为 F_0 应为正值, 且假定 α 为正值, 即可得:

$$0 < F_0 < \frac{4(1-\rho) |\alpha z_i(k)s(k)| -}{2 \sum_{j=1}^2 |z_j(k)| \times}$$
$$\leftarrow \frac{[2\bar{d}|s(k)| + 2d\rho|\bar{s}(k)|] - \bar{d}^2}{[\alpha^2 |z_i(k)| + a\bar{d}]} \tag{11}$$

$$\bar{d}^2 + [2|s(k)| + 2\rho|s(k)|] \bar{d} -$$
$$4(1-\rho) |\alpha z_i(k)s(k)| < 0 \quad i=1,2 \tag{12}$$

不等式(12)从式(11)的右侧为正而得来的。因为 $\bar{d}$ 是与负载扰动幅值有关的量, 所以, 它也应该是负值。因此, 可以得到负载扰动的上下限:

$$0 \leq \bar{d} < -(1+\rho)|s(k)| +$$
$$\sqrt{(1+\rho)^2 |s(k)|^2 + 4(1-\rho) |\alpha z_i(k)s(k)|} \tag{13}$$

$i=1,2$

滑模控制器中定义滑动曲线为 $s(k) = \mathbf{g}^T \mathbf{z}(k) = g_1 z_1(k) + g_2 z_2(k)$, 通过忽略扰动及设置 $s(k+1) = s(k)$, 推导出它的等效控制准则:

$$u_{eq} = \frac{-1}{\alpha} \mathbf{g}^T (\Phi_x - \mathbf{I}) \mathbf{z}(k) \tag{14}$$

其中, α 是调试出的参数, 二维矩阵 $\mathbf{z}(k)$ 是定义的一对转换变量, 它与参考值和反馈值的误差有关。

滑动曲线可以选作： $s(k)=[n\ 1]Mz(k)$,通过计算,可得 n 和 M 。

由此,通过判断 $\alpha z_i(k)s(k)$ 与某一确定值的大小之比较,来定义加在 $u_x(k)$ 上比例系数的正负,然后就可以随时改变系统的结构,即可实现变结构控制。

2.2 模糊自适应控制器设计

自适应控制系统作为整个电力电子功率放大器闭环控制中的一部分,主要作用是削弱抖振现象,减少静差,提高系统的控制精度和鲁棒性^[9]。

本文选择使用可解决学习算法收敛速度慢问题的模糊基函数作为模糊自适应控制函数。它在非线性函数的基础上,对系统进行一系列基函数的展开,通过参考值和反馈输出之间的误差不断地修正基函数的权,从而达到学习的目的。模糊控制器(FC)的结构包括模糊化、规则库、模糊推理和反模糊化 4 个部分,如图 3 所示。

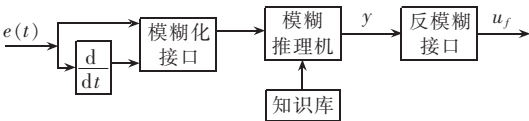


图 3 模糊控制器的结构图

Fig.3 Structure of fuzzy controller

首先,将参考值与输出值之间的误差 e 以及它的导数 $de(t)/dt$ 模糊化,得到其模糊量 E 和 DE ,再经过模糊推理过程得到输出控制量的模糊值 y ,经过反模糊化后得到实际的输出 u_f 。将模糊控制器的 2 个输入变量分别取 7 个等级的语言变量,经过计算和调整,取隶属度函数如表 1 所示(表中数据为输出控制量的模糊值)。

表 1 模糊函数的隶属度表

Tab.1 Membership degrees of fuzzy function

E	DE						
	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	-0.75	-0.75	-0.50	-0.25	0	0.25	0.50
NM	-0.75	-0.75	-0.50	-0.25	0	0.25	0.50
NS	-0.75	-0.50	-0.25	0	0.25	0.50	0.75
Z	-0.75	-0.50	-0.25	0	0.25	0.50	0.75
PS	-0.75	-0.50	-0.25	0	0.25	0.50	0.75
PM	-0.50	-0.25	0	0.25	0.50	0.75	0.75
PB	-0.50	-0.25	0	0.25	0.50	0.75	0.75

在确定了隶属度函数的基础上,就可以得到新的模糊关系:

$$\tilde{R}=\{f_{i,j}(*)/u_{i,j}\ i,j=1,2,\cdots,7\}$$
 (15)

式中 $\tilde{R}$ 代表模糊关系; $f_{i,j}$ 为规则 Rule(i,j) 的成立度; $u_{i,j}$ 为表 1 中 i 行 j 列所对应的隶属度值。

$$f_{i,j}(e,de)=u_i(e)\wedge u_j(de)$$

其中, u_i 表示表 1 中第 i 行所对应的隶属度的数值 $u_i=\sum_j u_{i,j}$;同理 u_j 表示表 1 中第 j 行所对应的隶属度的数值 $u_j=\sum_i u_{i,j}$ 。

反模糊化的作用是从输出空间 Ψ 中的模糊集合映射于 Ψ 中的精确点。本文采用加权平均判决法(WMM),反模糊化的结果 u_f 为

$$u_f=\sum_{i,j\leq 7}f_{i,j}*u_{i,j}/\sum_{i,j\leq 7}f_{i,j}$$
 (16)

通过以上分析可知:基于模糊自适应的滑模变结构控制方法在电力电子功率放大器中的应用在理论上是可行的。通过下面的仿真试验,可以得出所需的滤波参数和变化曲线。

3 仿真及实验结果

针对自行研制的电力电子功率放大器的实际参数,在上面公式推导和模糊训练的基础上,利用 Matlab 中的 Simulink 仿真软件对所设计的模糊自适应滑模变结构控制器进行系统仿真。系统参数为 $U_{dc}=250\text{ V}$, $L=3\text{ mH}$, $C=10\text{ }\mu\text{F}$, $R=50\text{ }\Omega$ (为验证鲁棒性可改变负载值),采样频率为 10 kHz ;滑模控制器参数为 $\alpha=2$, $m_1=0.251$, $m_2=-0.426$, $F_0=0.1$, $\varphi_0=0.28$ 。构造出整个系统的仿真模型如图 4 所示。

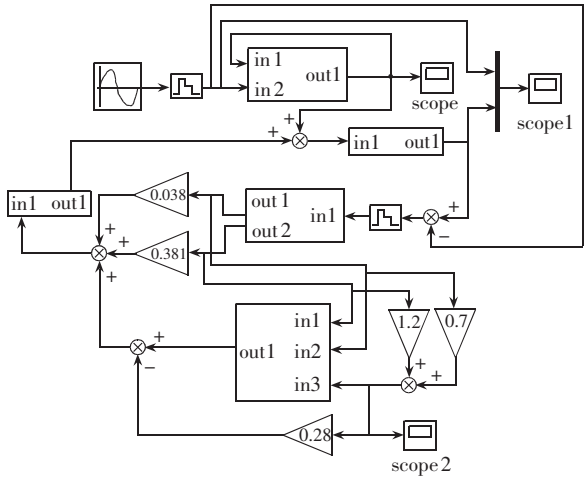


图 4 滑模变结构控制方法的 Simulink 仿真模型

Fig.4 The SMVC model of Simulink simulation

模糊自适应滑模变结构控制的目的是使系统的输出波形能够实时准确地追踪输入的参考信号。图 5 验证了该控制方法的鲁棒性,当负载的阻值范围在 $23.5\sim 1\text{ 000 }\Omega$ 之间变化时都可以得到理想的追踪输出波形(图中 1 为输入电压;2、3 分别是负载为 $100、200\text{ }\Omega$ 时的输出电压)。

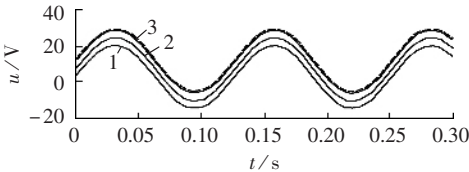


图 5 负载不同时的输出波形

Fig.5 Output waveforms of different loads

由图 6 可知:在阶跃激励的情况下,系统在 1.6 ms 后达到稳定状态,并且上升沿达到 90% 时仅用了不到 0.7 ms ,并且没有超调量,因此,这种控制方法在暂态控制时,可获得尽可能小的超调量和快速上升沿。图 7 给出阶跃响应下的 $s(k)$ 滑动曲线。

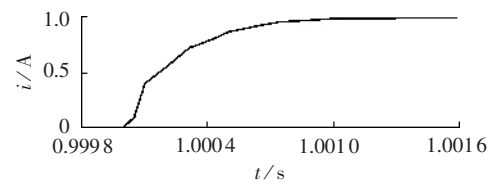


图 6 阶跃激励下的响应

Fig.6 Step response

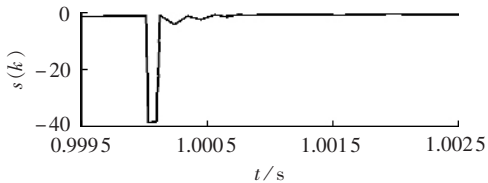


图 7 阶跃响应的 $s(k)$ 滑动曲线

Fig.7 The $s(k)$ sliding curve of step response

为了说明加入模糊自适应控制器的作用,图 8 显示了只有滑模变结构控制作为闭环控制时系统的输入与输出的差别(图中 1、2 分别为输入、输出电压)。

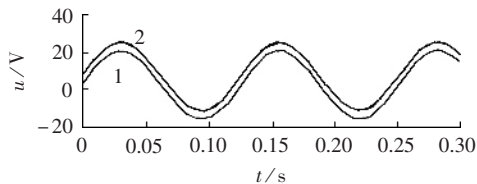


图 8 无模糊自适应控制器的仿真

Fig.8 Simulation without fuzzy adaptive controller

利用 1 台两电平单相桥式电压型放大器对该控制算法的性能进行实验检测。此功放的输出电压最大有效值为 100 V,能高精度放大 0~1000 kHz 频率范围内各种波形的输入信号,负载取纯电阻。开关功率器件选取 IGBT,调制方法采取传统的 SPWM,载波频率为 45 kHz。功放的滤波电路采用二阶 LC 低通滤波器,电感取 3 mH,电容值为 10 μ F。在 500 Hz 时,对输出电压波形作 FFT 分析,以测定其基波和各次谐波的幅值,如图 9 所示(图中 A_p 为功率谱密度)。

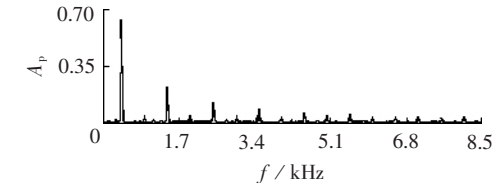


图 9 输入信号频率为 500Hz 时的输出电压 FFT 分析图

Fig.9 FFT analysis with $f=500$ Hz

根据总谐波畸变率(THD)公式,分别对各种频率情况做实验,可以得出表 2 和结论。

表 2 输入频率与输出波形幅值和畸变率关系
Tab.2 The relationship among input frequency, output amplitude and output THD

输入频率 /Hz	输出基波幅值 /V	输出 THD /%
50	81.6	0.87
100	80.9	0.79
500	80.0	0.92
1000	76.0	1.14
2000	68.4	8.97

从以上的数据分析和实验结果可以看出:当基波幅值约为 80 V、输入信号的频率增加时,波形畸变率是随之增加的;并且在基波幅值增大的情况下,同频率的波形畸变率也随之增加。在频率达到 2000 Hz 后,输出波形的畸变率会显著增加。

该控制策略的最大优势是带负载能力很强,因此做了在不同频率下改变负载阻值后的输出负载电压,如图 10 所示。

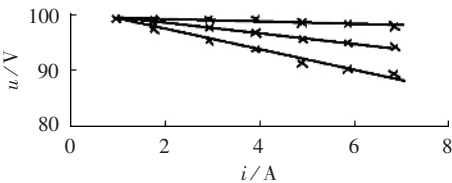


图 10 负载特性实验曲线

Fig.10 Experimental load characteristic curves

分析上图可知,随着负载的增大和频率的提高,输出电压会有小幅度的下降,在负载取为最大值,频率取为 1000 Hz 时,电压的下降不到 10%,说明该控制策略的强鲁棒性。

4 结语

本文提出一种新的基于模糊自适应的滑模变结构控制方法,并且将其应用于电力电子功率放大器。在滑模变结构控制的基础上增加了模糊自适应,更好地改善了控制系统的动态响应,消除了滑模控制方法中的抖振现象,使其同时具备高鲁棒性和高动态性能。通过其在电力电子功率放大器中的应用,仿真和实验表明该方法对于系统参数的改变和负载扰动具备很强的鲁棒性,动、静态性能均良好,适用于系统参数不确定及扰动很大的系统。

参考文献:

[1] JEONG J H,KIM G H,MIN B R,et al. A high efficiency class a amplifier accompanied by class d switching amplifier[C]// Proceedings of the 1997 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Piscataway,USA:IEEE,1997:1210-1216.

[2] 王丰尧. 滑模变结构控制[M]. 北京:机械工业出版社,1998.

[3] 高为炳. 变结构控制的理论及设计方法[M]. 北京:科学出版社,1998.

[4] JUNG S L,TZOU Y Y. Sliding mode control of a closed-loop regulated PWM inverter under large load variations[C]// Proceedings of the 1993 IEEE 24th Annual Power Electronic Specialists Conference. Piscataway,USA:IEEE,1993:616-622.

[5] KAZMI M P, MALESANI L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters:a survey[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics,1998,45(5):691-703.

[6] CARPITA M,MARCHESONI M. Experimental study of a power conditioning system using sliding mode control[J]. IEEE Trans on Power Electronics,1996,11(5):731-742.

[7] 宋立忠,陈少昌,姚琼芸. 自适应离散变结构控制及其在电力系统中的应用[J]. 中国电机工程学报,2002,22(12):97-100.

SONG Li-zhong,CHEN Shao-chang,YAO Qiong-hui. Adaptive discrete variable structure control and its application to power system[J]. Proceedings of the CSEE,2002,22(12):97-100.

- [8] JUNG Shih-liang. Discrete sliding-mode control of a PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis with optimal sliding curve[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1996, 11(4): 567-577.
- [9] 王立新. 自适应模糊系统与控制[M]. 北京:国防工业出版社, 1995.
- [10] WONG L K, LEUNG F H F, TAM P K S. A fuzzy sliding controller for nonlinear systems[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2001, 48(1): 32-37.

(责任编辑: 柏英武)

作者简介:

赵 森(1978-), 男, 江苏徐州人, 工程师, 硕士研究生, 主要从事电厂继电保护与自动化技术研究与应用工作;

肖 燕(1973-), 女, 辽宁沈阳人, 博士, 主要从事控制理论和高压电气设备的在线监测研究工作(E-mail: xiaoyan1030@163.com);

郁惟镛(1940-), 男, 上海人, 教授, 博士研究生导师, 主要从事电力系统继电保护技术的研究。

Fuzzy adaptive sliding mode variable structure control and its application in power amplifier

ZHAO Sen^{1,2}, XIAO Yan², YU Wei-yong²

(1.Shanghai Gaoqiao Petrochemical Corporation Thermal Power Division, Shanghai 200137, China; 2.Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: A control strategy based on fuzzy adaptive SMVSC (Sliding Mode Variable Structure Control) is proposed for power amplifier composed of power electronics. It makes full use of advantages of SMVSC, such as excellent dynamic response, lower THD (Total Harmonic Distortion) and better robustness, and also effectively eliminates the chattering caused by SMVSC during switching by introducing the fuzzy adaptive theory. The fuzzy controller consists of fuzzy, rules, fuzzy reasoning and de-fuzzy. A series of fuzzy basis functions, being effective to improve the slow convergence speed of learning algorithms, are adopted as the control functions and expanded based on nonlinear functions. The error between the reference and the feedback output is used to correct the weight of the basis function for learning. Simulation and experiment results show its good static and dynamic performance, as well as robustness against system parameter variations and load disturbances.

Key words: sliding mode variable structure control; fuzzy adaptive control; chattering; power amplifier
