

继电保护测试装置线性功率放大器的数字预畸

孙晓明¹, 秦亮², 刘涤尘²

(1. 重庆水利电力职业技术学院 电气工程系, 重庆 402160; 2. 武汉大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430072)

摘要:针对继电保护测试装置线性功率放大器(LPA)的非线性,提出一种基于自适应神经-模糊推理系统(ANFIS)的数字预畸器。ANFIS数字预畸器仅需修改软件,即可升级传统继电保护测试装置,不仅满足故障波形重现的精度要求,还能充分利用有限的频带宽度和输出容量。ANFIS数字预畸器对LPA及其负载的整体非线性进行自适应学习,故可降低对单一部件的精度要求,并修正任意部件引起的非线性失真。采用准在线学习方式,ANFIS数字预畸器可在普通微处理器上实现,从而保持传统继电保护测试装置的高性价比。

关键词:继电保护;继电保护测试装置;故障波形重现;线性功率放大器;自适应神经-模糊推理系统;数字预畸

中图分类号:TM 77

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.04.029

0 引言

继电保护测试装置是一种信号发生技术与继电保护技术相结合的产品,已成为整定校验继电保护及安全自动装置不可或缺的工具。为全面细致地分析继电保护及安全自动装置在电力系统真实故障下的动作细节,现代测试要求继电保护测试装置应能较精确地输出各种故障电压/电流波形,波形数据可来源于软件仿真或故障录波器^[1]。

一方面,因继电保护及安全自动装置接于电压和电流互感器的二次侧,故继电保护测试装置须将电压和电流放大到电压互感器的二次电压水平和电流互感器的二次电流水平,才能为被测装置提供“现场”的电压和电流。电压互感器的二次额定电压一般为100 V(有效值);对于新建项目,为降低损耗,电流互感器的二次额定电流一般为1 A(有效值)。在故障暂态下,故障电压(如铁磁谐振过电压)的基波周期分量可达额定电压的5倍,故障电流的基波周期分量可达额定电流的30倍,如考虑非周期分量和谐波,总电压和总电流还会更高。所以继电保护测试装置应能将电压和电流至少分别放大到500 V(有效值)和30 A(有效值),即电压动态范围至少为0~5 p.u.,电流动态范围至少为0~30 p.u。另一方面,为满足故障测距装置、谐波源监测定位装置、有源滤波器和静止无功补偿器等测试要求,要求输出波形的频带宽度至少为0~10 kHz。根据采样定

理,要求继电保护测试装置的频带宽度至少为0~20 kHz。综上所述,新一代继电保护测试装置需要在实现宽动态范围的同时实现宽频带,这一直是继电保护测试装置功率放大器设计的技术难点。

为克服这一技术难点,多数继电保护测试装置设计人员倾向于采用线性功率放大器LPA(Linear Power Amplifier),他们认为LPA的控制比开关型功率放大器^[2-4]简便,开环控制精度甚至可与开关型功率放大器的闭环控制精度媲美,这是LPA的“线性”对设计者造成的误解。实际上LPA的“线性”是一个相对概念,没有LPA能够完全消除非线性。这是因为为了获得足够的放大倍数,LPA需由若干放大级级联组成。每个放大级可视为1个LPA,一般由1个差动放大器实现。1个差动放大器的非线性容易控制,然而当若干个差动放大器级联后,各差动放大器的非线性会被逐级放大并彼此叠加,最终成为不易控制的非线性。

理论上,为减小级联后的非线性,每个放大级的硬件均须进行精密设计和调整,且电源和级间连接电路也须优化。文献[5-6]改用动态开关电源与LPA相连,通过特定调制降低传统直流电源波动引起的非线性。文献[7]为每个放大级均设计了模拟前馈电路,以提前修正各放大级的非线性。文献[8]通过分析传统Doherty放大器负载调制的原理,选取合适的峰值放大器负载阻抗和采用较高的偏置电压,增强了负载调制,获得了较好的线性度。文献[9]采用交叉耦合双差分对和源极退化电阻2项线性化措施实现跨导运算放大器的高线性响应。这些研究所取得的高线性度是以增加硬件的复杂程度为代价的,可能会降低可靠性,且方法的可移植性较差。

预先畸变(简称预畸)最初在通信系统的LPA设计中被提出,其使研究不再局限于提高LPA各部件的精度,可分为模拟预畸和数字预畸。因模拟预畸仍需增加额外的预畸电路^[10-12],故非研究重点。

收稿日期:2017-01-04;修回日期:2018-01-24

基金项目:国家自然科学基金青年科学基金资助项目(51207115);重庆市教育委员会科学技术研究项目(KJ1603605);永川区自然科学基金计划项目(Ycstc,2016nc3001)

Project supported by Young Scientists Fund of the National Natural Science Foundation of China(51207115), Chongqing Education Committee Science and Technology Research Project(KJ1603605) and Yongchuan District Science and Technology Committee Natural Science Fund Project(Ycstc,2016nc3001)

数字预畸一般仅需修改软件,而无需改变硬件电路,故受到更多关注。文献[13]采用有记忆多项式对2个多频带LPA进行建模,多项式的系数由递归最小二乘法确定,由多项式实现数字预畸。文献[14]采用若干分段线性函数估计LPA的非线性,并采用优化算法确定分段线性函数的系数,两者结合实现数字预畸。文献[15]提出一种可与迭代消噪技术结合的线性化方法,可较好地消除加性噪声的影响,使数字预畸器不依赖LPA的精确模型。综上所述,数字预畸的实现主要分为2个步骤:对LPA或其非线性进行数字建模和由正或逆模型(数字预畸器)产生预畸信号。以上数字预畸方法有较好的可移植性,但其基于多项式、线性滤波器和分段线性函数等线性数学工具,用于非线性估计虽然理论上可行,在实际应用中会受阶数限制,精度难以提高;另外,其在估计或调整参数和系数时,数值稳定性有时难以保证,可能导致系统失稳。

考虑到额定容量限制,LPA的输出被限制在有限范围内,从泛函分析的角度,可将之定义为一个在紧致集上的未知非线性泛函。理论证明^[16]自适应神经-模糊推理系统ANFIS(Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System)经有限次数的训练和学习后,可无限逼近紧致集上的任意非线性函数。故ANFIS较前述的线性数学工具更加适合对非线性建模。另外,可证明^[16]当采用梯度下降法与最小二乘法相结合的混合学习算法代替单一的梯度下降法时,将不再存在数值稳定问题。

鉴于ANFIS的优良特性,本文提出一种新的基于ANFIS的数字预畸器(下文简称ANFIS数字预畸器),将数字预畸思想从通信系统领域移植到继电保护测试领域。ANFIS数字预畸器从整体上考虑了LPA从数模转换器到各放大级(包括直流电源)再到负载的所有可能的非线性,对各放大级的精度不再苛求。这使通用型LPA从传统继电保护测试装置沿用到新一代继电保护测试装置成为可能,且通用型LPA技术成熟、可靠性高且成本较低,故可保持新一代继电保护测试装置的性价比。ANFIS的参数可采用准在线方式进行训练和学习,故无需更换高速微处理器来满足实时控制要求,进一步提高了继电保护测试装置的性价比。借助ANFIS的自适应能力,ANFIS数字预畸器还能自动适应不同特性和数值的负载(即不同继电保护及安全自动装置的输入特性)。

1 ANFIS的基本原理

1.1 通用结构

1.1.1 结构图

因Takagi-Sugeno(T-S)模糊模型^[17]便于分析和

计算,故ANFIS多建立在T-S模糊模型基础上。设输入向量 $\mathbf{x}=[x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_M]^T$,其中 x_i 为模糊语言变量, M 为 $\mathbf{x}$ 的维数, T 表示向量转置。设:

$$T(x_i) = \{A_i^1, A_i^2, \dots, A_i^j, \dots, A_i^{N_i}\} \quad i=1, 2, \dots, M \quad (1)$$

其中, $A_i^j(j=1, 2, \dots, N_i)$ 为 x_i 的第 j 个模糊语言值(模糊集合); N_i 为模糊语言值的个数。定义 A_i^j 的隶属函数为 $\mu_{A_i^j}(x_i)$,则T-S模糊规则为:

$$\text{If}(x_1 \text{ is } A_1^j) \text{ and } (x_2 \text{ is } A_2^j) \text{ and } \dots \text{ and } (x_M \text{ is } A_M^j), \\ \text{then } y_j = p_{j0} + p_{j1}x_1 + \dots + p_{jM}x_M \quad j=1, 2, \dots, N \quad (2)$$

其中,对 j 进行了拓展, $N \leq \prod_{i=1}^M N_i$; $p_{j0}, p_{j1}, \dots, p_{jM}$ 为 x_i 的线性组合系数。由以上定义设计ANFIS的通用结构见图1,其由前向网络和后向网络两部分组成。

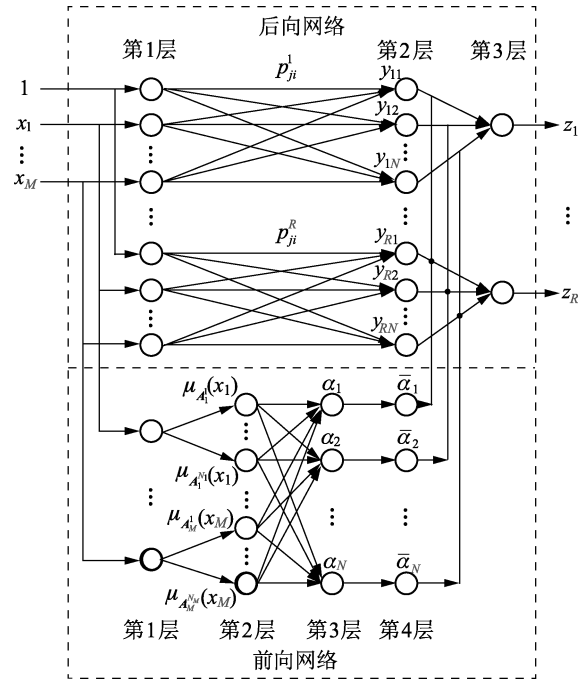


图1 ANFIS的通用结构

Fig.1 General architecture of ANFIS

1.1.2 前向网络

前向网络用于与T-S模糊规则的前件相匹配,由4层组成。

a. 第1层为输入层,直接将各 x_i 传送到下一层,故该层有 M 个节点。

b. 第2层的每个节点代表1个模糊语言值,功能是通过 $\mu_{A_i^j}(x_i)$ ($j=1, 2, \dots, N_i$)计算 x_i 对 A_i^j 的隶属度,该层有 $\sum_{i=1}^M N_i$ 个节点。

c. 第3层的每个节点代表1条模糊规则的1个前件,该层有 N 个节点,功能是按照式(3)或式(4)计算每条模糊规则的适用度:

$$\alpha_j = \mu_{A_1^j}(x_1) \wedge \mu_{A_2^j}(x_2) \wedge \dots \wedge \mu_{A_M^j}(x_M) =$$

$$\min \{ \mu_{A_1^i}(x_1), \mu_{A_2^i}(x_2), \dots, \mu_{A_M^i}(x_M) \} \quad (3)$$

$$\alpha_j = \mu_{A_1^i}(x_1) \mu_{A_2^i}(x_2) \cdots \mu_{A_M^i}(x_M) \quad (4)$$

d. 第 4 层有 N 个节点,其功能是计算归一化的适用度,即每条模糊规则的权重:

$$\bar{\alpha}_j = \alpha_j / \sum_{j=1}^N \alpha_j \quad (5)$$

1.1.3 后向网络

后向网络用于与 T-S 模糊规则的后件相匹配,由 3 层组成。

a. 第 1 层为输入层,用于直接将各 x_i 传送到下一层,其中 $x_0=1$ 用于产生式(6)中 y_{mj} 的常数项 p_{j0}^m ,设 ANFIS 有 R 个输出,根据需要该层可设置 $(M+1) \times R$ 个节点。

b. 第 2 层计算每条模糊规则的输出如式(2)所示,则该层有 $R \times N$ 个节点。

$$y_{mj} = p_{j0}^m + p_{j1}^m x_1 + \cdots + p_{jM}^m x_M = \sum_{i=0}^M p_{ji}^m x_i \quad (6)$$

其中, $m=1, 2, \dots, R$ 。

c. 第 3 层为有 R 个节点的输出层,用于对第 2 层的输出进行综合:

$$z_m = \sum_{j=1}^N \bar{\alpha}_j y_{mj} \quad m=1, 2, \dots, R \quad (7)$$

1.2 学习算法

选取最小方均根误差 (RMSE) 为学习目标:

$$\min \varepsilon = \min \sqrt{\frac{1}{R} \sum_{m=1}^R (d_m - z_m)^2} = \min \frac{\|d_m - z_m\|_2}{\sqrt{R}} \quad (8)$$

其中, d_m 为理想输出; $\|\cdot\|_2$ 表示 2-范数。

根据反向传播理论,首先按式(9)所示的学习算法调整后向网络的系数:

$$p_{ji}^m(k+1) = p_{ji}^m(k) - \beta \frac{\partial \varepsilon}{\partial p_{ji}^m} = p_{ji}^m(k) - \beta \frac{\partial \varepsilon}{\partial z_m} \frac{\partial z_m}{\partial y_{mj}} \frac{\partial y_{mj}}{\partial p_{ji}^m} \quad (9)$$

其中, k 表示第 k 次调整, $k=0, 1, 2, \dots$; $\beta > 0$ 为学习速率。

经 1 次调整后, p_{ji}^m 将暂时固定,然后调整前向网络的参数。不同的隶属度函数有不同的参数,为不失一般性,假设 $\mu_{A_i^i}(x_i)$ 有 2 个参数 a_{ij} 和 b_{ij} ,其学习算法与式(9)类似:

$$a_{ij}(l+1) = a_{ij}(l) - \gamma \frac{\partial \varepsilon}{\partial a_{ij}} = a_{ij}(l) - \gamma \frac{\partial \varepsilon}{\partial z_m} \frac{\partial z_m}{\partial \alpha_j} \frac{\partial \alpha_j}{\partial \mu_{A_i^i}} \frac{\partial \mu_{A_i^i}}{\partial a_{ij}} \quad (10)$$

$$b_{ij}(l+1) = b_{ij}(l) - \gamma \frac{\partial \varepsilon}{\partial b_{ij}} = b_{ij}(l) - \gamma \frac{\partial \varepsilon}{\partial z_m} \frac{\partial z_m}{\partial \alpha_j} \frac{\partial \alpha_j}{\partial \mu_{A_i^i}} \frac{\partial \mu_{A_i^i}}{\partial b_{ij}} \quad (11)$$

其中, l 表示第 l 次调整, $l=0, 1, 2, \dots$; $\gamma > 0$ 为学习速率。

式(9)~(11)为经典梯度下降法,将 $p_{ji}^m(k+1)$ 、 $a_{ij}(l+1)$ 和 $b_{ij}(l+1)$ 与输入数据组成矩阵 $\mathbf{A}$, $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ 组成未知向量 $\boldsymbol{\alpha}$, $d_1, d_2, \dots, d_R$ 组成理想输出向量 $\mathbf{d}$,则得到超定矩阵方程 $\mathbf{A}\boldsymbol{\alpha}=\mathbf{d}$ 。用最小二乘法估计最优解 $\boldsymbol{\alpha}$,可得最小二乘解为:

$$\boldsymbol{\alpha}_{LS} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{d} \quad (12)$$

由此便构成了具有良好数值稳定性和快速收敛性的混合学习算法^[16]。

2 LPA 的数字模型

2.1 获取方法

数字模型不同于数学模型,前者通过试验获得,采用输入/输出数据对表示,最贴近实际情况;后者通过引入一定的近似条件由理论推导获得,可用数学公式表示,但可能与实际情况存在误差。故为获得高精度,应采用 LPA 的数字模型。

LPA 的数字模型可由以下步骤获得:

a. 按实际测试接线将继电保护测试装置与被测继电保护及安全自动装置连接;

b. 分别控制电压型、电流型 LPA 输出频率为 10 kHz 的正弦电压和正弦电流,平滑调节其幅值,使之从 0 分别增大到最大值 $500\sqrt{2}$ V 和 $30\sqrt{2}$ A;

c. 采样、记录渐变的电压、电流幅值;

d. 将指令信号(输入信号)的幅值与输出电压、电流的幅值一一对应排列成输入/输出数据对。

当输出波形幅值一定时, LPA 的非线性会随输出波形频率的增加而增加,而故障电压/电流谐波分量的频率一般不超过 10 kHz,故在 10 kHz 下测得的数字模型兼容 10 kHz 以下的情况。

2.2 正数字模型

考虑到电压型和电流型 LPA 的控制方法可简单互换,而电流型 LPA 的非线性较电压型 LPA 显著,电流精度控制较电压精度控制困难,故下文仅研究电流型 LPA。由 2.1 节中的步骤获得的某电流型 LPA 的数字模型可以输入数据为横轴、输出数据为纵轴绘制成如图 2 所示的曲线,图中,横轴数据为标么值。由图 2 可见,虽然按额定电流 30 A(有效值)计算,最大输出电流可达 42 A,但实际的线性段因非线性被压缩到了 $-30 \sim 30$ A,且正向曲线与负向曲线不是关于原点对称的,损失了近 10 A 的资源。从函数的角度看,电流型 LPA 的数字模型是常见的“输

入→输出”映射,即正映射,故称之为正数字模型。

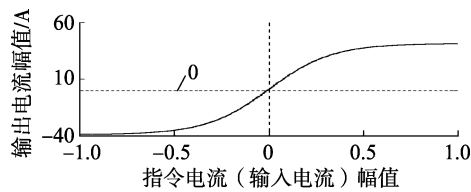


图2 电流型 LPA 的正数字模型曲线

Fig.2 Forward digital model curve of current-mode LPA

2.3 逆数字模型

对于正数字模型,当指令电流(输入电流)的放大倍数超过 30 倍时,输出电流就将产生非线性失真。显然,在理想状态,即 LPA 始终保持线性的状态下,当放大倍数达到 40 倍(额定放大倍数)时也不应出现非线性失真。为获得理想输出电流,可将正映射变换为逆映射,即“输出→输入”映射,相应地将正数字模型转换为逆数字模型。由逆数字模型求得与理想输出电流相对应的输入电流(指令电流),将该输入电流(指令电流)通过正数字模型(LPA)即可得到理想输出电流。逆数字模型可通过将输入/输出数据对简单交换位置变为输出/输入数据对得到。

3 ANFIS 数字预畸器

3.1 实现方法

利用经过训练和学习后的 ANFIS 逼近紧致集上的电流型 LPA 的非线性逆数字模型,从而取代逆数字模型产生与理想输出电流相对应的指令电流(输入电流),即可实现数字预畸。之所以称为数字预畸,是因为与理想输出电流相对应的指令电流(输入电流)不同于原指令电流(输入电流),外观上看像是原指令电流(输入电流)发生了畸变,且是在进入电流型 LPA 前预先发生的。由此,与理想输出电流相对应的指令电流(输入电流)也称为预畸指令电流(预畸输入电流),而相应地,经训练和学习后的 ANFIS 就称为数字预畸器,合称为 ANFIS 数字预畸器。将预畸指令电流(预畸输入电流)输入电流型 LPA 将得到理想输出电流。ANFIS 数字预畸器的训练、学习和使用步骤如下:

- a. 将 LPA 逆数字模型的输出/输入数据对作为 ANFIS 的输入/输出数据对,即训练数据;
- b. 选取隶属度函数的类型和个数;
- c. 生成 ANFIS 的初始结构;
- d. 选择训练参数,即最大训练批次、初始步长和目标误差;
- e. 按 1.2 节学习算法完成训练,生成 ANFIS 数字预畸器;
- f. 将理想输出经 ANFIS 数字预畸器产生预畸指令(预畸输入);
- g. 回采预畸指令控制下 LPA 的实际输出;

h. 计算实际输出与理想输出的 RMSE,确认 ANFIS 数字预畸器的性能。

3.2 参数优选

3.2.1 仿真算例

为使 ANFIS 数字预畸器的性能达到最优,需经仿真实验对隶属度函数的类型和个数、最大训练批次、初始步长及目标误差进行优选。下文以图 3 所示的仿真故障电流为算例对 ANFIS 数字预畸器的参数进行优选,该仿真故障电流含有高达 9.75 kHz 的谐波分量,可用于行波测试。

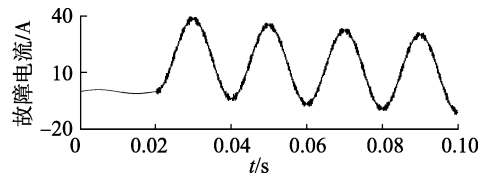


图3 仿真故障电流(理想输出电流)

Fig.3 Simulation fault current(ideal output current)

3.2.2 隶属度函数的类型

因仿真故障电流是双极性的,即有正、有负,故应选择双边隶属度函数而非单边隶属度函数,否则训练将出错。其次,不应选择有线性段的双边隶属度函数,因为 ANFIS 不是用于“是/非(1/0)”判断,而是用于输出波形精度的控制,故应采用连续的曲线形的隶属度函数。综上所述,隶属度函数应在双 S 形函数(分为差函数和积函数)、联合高斯函数、单高斯函数、广义钟形函数和 Π 形函数中选择。在隶属度函数个数为 6、最大训练批次为 100、初始步长为 0.1、目标误差为 0 的情况下,采用不同类型隶属度函数时,实际输出电流与理想输出电流的 RMSE 如表 1 所示。由表 1 可见,广义钟形函数对应的 RMSE 最小,故首先选择隶属度函数类型为广义钟形函数。

表1 采用不同类型隶属度函数时实际输出电流与理想输出电流的 RMSE

Table 1 RMSEs of actual and ideal output currents with different types of membership functions

隶属度函数	RMSE/A	隶属度函数	RMSE/A
双 S 形差函数	0.346 3	单高斯函数	1.339 3
双 S 形积函数	0.213 0	广义钟形函数	0.085 1
联合高斯函数	0.601 6	Π 形函数	0.598 9

3.2.3 隶属度函数个数

采用广义钟形隶属度函数,在最大训练批次为 100、初始步长为 0.1、目标误差为 0 的情况下,不同隶属度函数个数对应的实际输出电流与理想输出电流的 RMSE 见表 2。由表 2 可见,初始阶段(隶属度函数个数为 2、3),RMSE 随隶属度函数个数的增加不断下降,说明增加 ANFIS 结构的复杂程度有利于提高精度;但当隶属度函数个数增加到 4 以后,

RMSE 不仅不再下降反而逐渐增加,说明出现了“过拟合”现象,这是需要避免的。另外,当隶属度函数个数为 3 时 RMSE 最小,故应选择隶属度函数个数为 3。只有 3 个隶属度函数时,ANFIS 结构简单,训练和学习时间大幅缩短,对实时控制十分有利。

表 2 不同隶属度函数个数下实际输出电流与理想输出电流的 RMSE

Table 2 RMSEs of actual and ideal output currents under different number of membership functions

隶属度函数个数	RMSE/A	隶属度函数个数	RMSE/A
2	0.083 8	5	0.078 7
3	0.031 1	6	0.085 1
4	0.077 4		

3.2.4 最大训练批次

采用广义钟形隶属度函数,在隶属度函数个数为 3、初始步长为 0.1、目标误差为 0 的情况下,不同最大训练批次对应的实际输出电流与理想输出电流的 RMSE 见表 3。由表 3 可见,并非训练批次越大越好,当训练批次达到 100 次后,再增加训练批次,RMSE 的差别已不明显,说明训练 100 次后,ANFIS 已可靠收敛。这也验证了采用混合学习算法后,ANFIS 具有快速收敛性。训练时间越短越好,故选择最大训练批次为 100 最适宜。

表 3 不同最大训练批次下实际输出电流与理想输出电流的 RMSE

Table 3 RMSEs of actual and ideal output currents under different maximum training epochs

最大训练批次	RMSE/A	最大训练批次	RMSE/A
50	0.102 6	200	0.028 6
100	0.031 1	250	0.028 9
150	0.027 0		

3.2.5 初始步长

采用广义钟形隶属度函数,在隶属度函数个数为 3、最大训练批次为 100、目标误差为 0 的情况下,不同初始步长对应的实际输出电流与理想输出电流的 RMSE 如表 4 所示。由表 4 可见,初始步长不宜太大或太小,最佳数值在 0.01~0.1 之间,为简便起见,可取初始步长为 0.1。

表 4 不同初始步长下实际输出电流与理想输出电流的 RMSE

Table 4 RMSEs of actual and ideal output currents under different initial steps

初始步长	RMSE/A	初始步长	RMSE/A
0.001	4.257 4	0.1	0.031 1
0.010	0.100 3	1.0	0.208 3

实际应用中目标误差 RMSE 越小越好,故应设目标误差为 0,而实际中仅能接近 0,无法等于 0。

综上,ANFIS 数字预畸器的优选参数为:隶属度函数类型为广义钟形隶属度函数,隶属度函数个数为 3,最大训练批次为 100,初始步长为 0.1,目标误差为 0。

4 仿真和试验验证

4.1 仿真结果

本节给出采用优选参数时 3.2.1 节算例的仿真实验结果。图 4 为 ANFIS 数字预畸器对电流型 LPA 的逆数字模型进行训练和学习前后,3 个广义钟形隶属度函数的变化情况。可见,广义钟形隶属度函数在双边范围内的拉伸或压缩较其他类型的隶属度函数连续平缓,故精度较高。

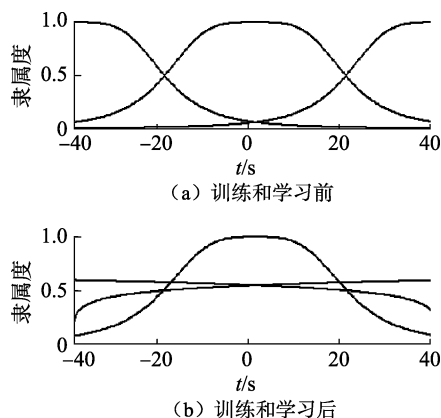


图 4 隶属度函数的变化

Fig.4 Changes of membership functions

将算例的仿真故障电流(理想输出电流)除以理想放大倍数 40,得到指令电流(输入电流)的标么值,将其通过电流型 LPA 的正数字模型,可得到未经数字预畸的实际输出电流,如图 5 所示。对比图 3 可见,图 5 中实际输出电流的正向波形出现了削顶且毛刺被抹平,说明当放大倍数超过 30 倍且含有高次谐波时,电流型 LPA 的非线性很显著,造成了幅值失真和频率失真。定量计算表明,实际输出电流与理想输出电流的 RMSE 高达 11.019 9 A。

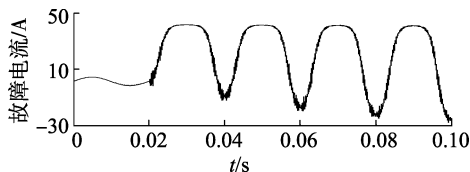


图 5 未经预畸的实际输出电流

Fig.5 Nonpredistorted actual output current

为消除电流型 LPA 非线性造成的失真,将理想输出电流通过 ANFIS 数字预畸器得到预畸指令电流(预畸输入电流),如图 6 所示,图中指令电流(输入电流)为标么值。由预畸指令电流(预畸输入电流)通过电流型 LPA 的正数字模型即得到经数字预畸的实际输出电流,因其与图 3 几乎相同,仅从视觉角

度已难以分辨出差异,故不再给出曲线图。经计算,采用 ANFIS 数字预畸器后,实际输出电流与理想输出电流的 RMSE 仅有 0.031 1 A,定量说明了两者的非常接近。

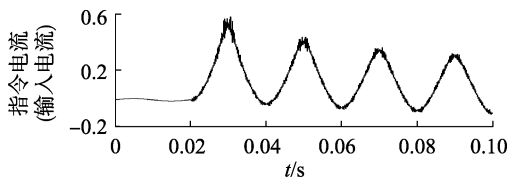


图6 预畸指令电流(预畸输入电流)

Fig.6 Predistorted command current
(predistorted input current)

仿真实验结果表明,ANFIS 数字预畸器较好地消除了电流型 LPA 的非线性,保证了实际输出电流的精度,使电流型 LPA 的非线性段也得以利用。

4.2 试验结果

4.2.1 电流型 LPA 试验

本文电流型 LPA 的数字模型来源于某通用型继电保护测试装置产品,为保护厂商利益,略去产品型号,仅列出技术参数:额定容量为 2 kV·A,额定输出电流为 0~30 A(有效值);输出电流小于 0.2 A(有效值)时,绝对误差小于 0.4 mA(有效值);输出电流在 0.2~30 A(有效值)时,相对误差小于 0.2%;额定输出频率为 0~2.5 kHz;额定放大倍数为 40。需指出,这些技术参数仅能满足现行规程^[18]规定的传统测试的要求。而现行规程发布于 10 年前,侧重工频量测试,有待补充当前新的测试内容和要求。故以上技术参数均是对工频量即 50 Hz 正弦电流而言的,虽然精度已经很高,但这仅是在 50 Hz 正弦电流下的精度,如果用其输出谐波成分复杂、放大倍数超过 30 倍的故障电流,则所得精度将大相径庭。此外,以上精度指标(绝对误差和相对误差)仅能简单地评估正弦电流的有效值,不能深入波形内部评估点对点的误差,对含有非持续性的直流分量和谐波分量的故障电流完全不适用^[19]。因此,本文以计及点对点误差的 RMSE(式(8))为目标训练 ANFIS 数字预畸器,同时也以 RMSE 评估实际输出电流的精度。

将 ANFIS 数字预畸器应用于上述继电保护测试装置的电流型 LPA,通过试验验证其有效性。试验选用图 7 所示的由故障录波器记录的真实故障电流。

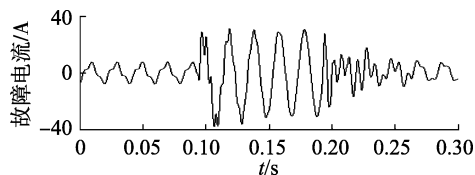


图7 真实故障电流

Fig.7 Actual fault current

将以上真实故障电流(理想输出电流)除以理想放大倍数 40,得到指令电流(输入电流)的标么值,用其控制电流型 LPA 放大重现,得到未经数字预畸的实际输出电流,如图 8 所示。对比图 7 可见,该实际输出电流的故障段存在明显的失真,这是因为故障段中含有非持续性的直流分量和谐波分量^[19],使电流型 LPA 呈现出显著的非线性,放大倍数随之改变。定量计算表明,该实际输出电流与理想输出电流的 RMSE 为 10.795 5 A。

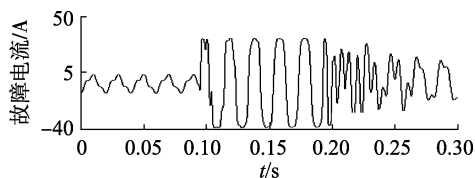


图8 未经预畸的实际输出电流

Fig.8 Nonpredistorted actual output current

将理想输出电流通过 ANFIS 数字预畸器得到预畸指令电流(预畸输入电流),如图 9 所示,图中指令电流(输入电流)为标么值。由预畸指令电流(预畸输入电流)控制电流型 LPA 放大重现,得到经数字预畸的实际输出电流,因其与图 7 几乎相同,故不再给出曲线图。经计算,实际输出电流与理想输出电流的 RMSE 仅为 0.037 2 A,定量说明了实际输出电流的精度已非常高,ANFIS 数字预畸器对于实际装置同样有效。

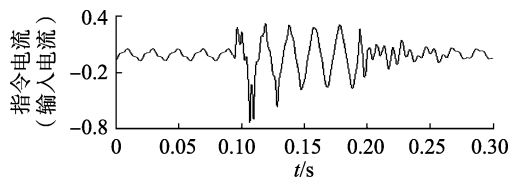


图9 预畸指令电流(预畸输入电流)

Fig.9 Predistorted command current
(predistorted input current)

4.1 节和本节经数字预畸后的 RMSE 分别为 0.031 1 A 和 0.037 2 A,两者比较接近。这说明仿真和试验虽然分别采用模型和实际装置以及针对不同的故障电流进行,但其精度具有较好的一致性。

4.2.2 电压型 LPA 试验

将 ANFIS 数字预畸器直接用于 4.2.1 节所述的继电保护测试装置的电压型 LPA,以验证电压型 LPA 和电流型 LPA 的控制方法可简单互换,并进一步显示 ANFIS 数字预畸器的适应性。电压型 LPA 的技术参数为:额定容量为 200 V·A,额定输出电压为 0~500 V(有效值);输出电压在 0~5 V(有效值)时,绝对误差小于 4 mV(有效值);输出电压在 5~500 V(有效值)时,相对误差小于 0.2%;额定输出频率为 0~2.5 kHz;额定放大倍数为 10。ANFIS 数字预畸器参数同 4.2.1 节。

试验选用图 10 所示的由故障录波器记录的真实故障电压(铁磁谐振过电压)。将该真实故障电压(理想输出电压)除以理想放大倍数 10,得到指令电压(输入电压)的标么值,用其控制电压型 LPA 放大重现,得到未经数字预畸的实际输出电压,如图 11 所示。对比图 10 可见,图 11 中的实际输出电压与真实故障电压的波形在外观上非常接近,无法直观地看出非线性失真。定量计算表明,该实际输出电压与理想输出电压的 RMSE 为 1.590 7 V,比 4.2.1 节得到的 RMSE 小得多。这说明,因电压型 LPA 的额定容量比电流型 LPA 的额定容量小很多,输出电流随输出电压升高而减小,其非线性远不如电流型 LPA 显著,所以其实际输出电压的精度较高,仅存在很小的非线性误差。

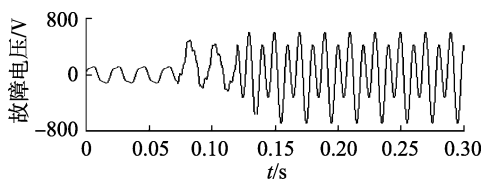


图 10 真实故障电压

Fig.10 Real fault voltage

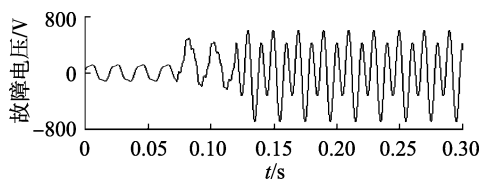


图 11 未经预畸的实际输出电压

Fig.11 Nonpredistorted actual output voltage

将理想输出电压通过 ANFIS 数字预畸器得到预畸指令电压(预畸输入电压),如图 12 所示,图中指令电压(输入电压)为标么值。

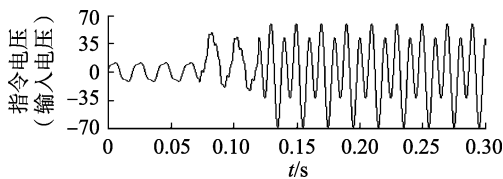


图 12 预畸指令电压(预畸输入电压)

Fig.12 Predistorted command voltage (predistorted input voltage)

由预畸指令电压(预畸输入电压)控制电压型 LPA 放大重现,得到经数字预畸的实际输出电压,因其与图 10 和图 11 几乎相同,故不再给出曲线图。经计算,实际输出电压与理想输出电压的 RMSE 仅为 0.005 5 V,表明实际输出电压的精度得到了进一步提高,已非常精确,精度几乎比 4.2.1 节中提高了一个数量级,这说明 ANFIS 数字预畸器也可消除电压型 LPA 较小的非线性误差。

最后应指出,在试验或实际应用中,LPA 的数字

模型可由继电保护测试装置在输出故障电压/电流前根据 2.1 节的方法自行测试并记录。当前继电保护及安全自动装置的电压/电流输入接口大多采用仪用电压/电流互感器,不同型号仪用电压/电流互感器的特性不存在本质差异,故试验表明,不同输入特性的继电保护及安全自动装置的 LPA 的数字模型均与图 2 类似,仅具体数值有差别。所以 3.2 节给出的 ANFIS 数字预畸器的优选参数依然适用且仍为最优,差别仅在于所生成的 ANFIS 结构的具体数值。这些 ANFIS 结构的数值可存入数据库作为备用(所需存储的数据量远小于 LPA 的数字模型的数据量,可视为对后者的压缩处理),减少重复训练和学习的次数。对同一厂家的同类产品,ANFIS 数字预畸器一般可沿用数据库数值而无需重新训练和学习,仅当在其他情况下发现 RMSE 明显增大时,才需重新训练和学习。即使重新训练和学习,在当前广泛采用的微处理器上也仅需 5~10 s 的时间。因此,仅需在输出故障电压/电流前预留 5~10 s,即可保证 ANFIS 数字预畸器重新适应新的被测装置,而无需边测试边调整。本文将以上过程及其描述定义为实现 ANFIS 数字预畸器的准在线方式。

5 结论

a. 本文提出的 ANFIS 数字预畸器可大幅提高通用型 LPA 的输出精度,故仅需修改软件,即可将传统继电保护测试装置升级为新一代的装置,并使其硬件资源得到较充分的利用。

b. ANFIS 数字预畸器可对 LPA 及其负载整体的非线性(数字模型)进行自适应学习,降低了对单一部件精度的要求。

c. 数字模型可由继电保护测试装置在输出故障电压/电流前自行测试并记录,并为 ANFIS 数字预畸器的训练和学习留出足够时间,采用这种准在线方式后,可在大部分原有的微处理器上实现 ANFIS 数字预畸器,无需升级。

参考文献:

- [1] 孙晓明,高孟平,刘涤尘,等. 电力故障波形重现技术及其关键问题[J]. 电力自动化设备,2012,32(3):135-144.
SUN Xiaoming, GAO Mengping, LIU Dichen, et al. Electrical fault waveform regeneration technology and its key problems[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(3): 135-144.
- [2] SUN Xiaoming. Adaptive quasi-PID control method for switching power amplifiers[J]. Journal of Power and Energy Engineering, 2017, 5(2): 19-44.
- [3] THYAGARAJAN S V, NIKNEJAD A M. Efficient switching power amplifiers using the distributed switch architecture[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2013, 60(10): 2774-2787.
- [4] 孙晓明,高孟平,刘涤尘,等. 开关型功率放大器缓冲电路的多

- 目标优化设计[J]. 电力系统及其自动化学报, 2011, 23(1): 6-16.
- SUN Xiaoming, GAO Mengping, LIU Dichen, et al. Multiobjective optimization design of snubbers for switching power amplifier[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2011, 23(1): 6-16.
- [5] LIU S C, ZHOU L W, LIU X D, et al. Design and analysis of high efficiency linear power amplifier[J]. International Journal of Electronics, 2011, 98(10): 1421-1432.
- [6] VASIC M, GARCIA O, OLIVER J A, et al. Efficient and linear power amplifier based on envelope elimination and restoration[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 5-9.
- [7] 王双喜. 基于前馈技术的高线性功率放大器设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2012.
- WANG Shuangxi. Design of high linear power amplifiers based on feedforward technology[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2012.
- [8] 夏景, 朱晓维. 改进负载调制的 GaN Doherty 功率放大器及其线性化[J]. 微波学报, 2014, 30(1): 43-46.
- XIA Jing, ZHU Xiaowei. Load modulation improvement and linearization of GaN Doherty power amplifier[J]. Journal of Microwaves, 2014, 30(1): 43-46.
- [9] REZAEI F, AZHARI S J. Analysis and design procedure of a novel low power highly linear operational transconductance amplifier[J]. Journal of Circuits, Systems and Computers, 2015, 24(5): 48-55.
- [10] HUANG Y Y, WOO W Y, JEON H H, et al. Compact wideband linear CMOS variable gain amplifier for analog-predistortion power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, 60(1): 68-76.
- [11] JHANG J Y, HSUE T, JANG S L. Bias-free analog predistorters with L-type attenuator for RF power amplifiers[J]. Micro-wave and Optical Technology Letters, 2012, 54(4): 920-923.
- [12] JIN B S, LI L W, WU Q, et al. A highly linear fully integrated CMOS power amplifier with an analog predistortion technique[J]. Journal of Semiconductors, 2011, 32(5): 47-58.
- [13] MKADEM F, ISLAM A, BOUMAIZA S. Multi-band complexity-reduced generalized-memory-polynomial power-amplifier digital predistortion[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(6): 1763-1774.
- [14] MAGESACHER T, SINGERL P, MATA LN M. Optimal segmentation for piecewise RF power amplifier models[J]. IEEE Micro-wave and Wireless Components Letters, 2016, 26(11): 909-911.
- [15] JEON S, KIM J, LEE J, et al. Adaptive digital predistortion with iterative noise cancellation for power amplifier linearization[J]. IEICE Transactions on Communications, 2012, 95(3): 943-949.
- [16] JANG J S R. ANFIS; adaptive-network-based fuzzy inference system[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, 1993, 23(3): 665-685.
- [17] TAKAGI T, SUGENO M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, 1985, 15(1): 116-132.
- [18] 中华人民共和国国家发展和改革委员会. 继电保护和电网安全自动装置检验规程: DL/T 995—2006[S]. 北京: 中国电力出版社, 2006.
- [19] 孙晓明, 高孟平, 刘涤尘, 等. 采用改进自适应 Prony 方法的电力故障信号的分析与处理[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(28): 80-87.
- SUN Xiaoming, GAO Mengping, LIU Dichen, et al. Analysis and processing of electrical fault signals with modified adaptive Prony method[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(8): 80-87.

作者简介:



孙晓明

孙晓明(1980—),男,云南昆明人,高级工程师,中国电机工程学会会员,IEEE Member,博士后,研究方向为电力系统稳定计算、继电保护、电力电子、嵌入式系统及现代信号处理(E-mail: xmsun.whu@163.com);

秦亮(1980—),男,湖北黄石人,副教授,博士,研究方向为电力电子、电能质量和新能源;

刘涤尘(1953—),男,湖北红安人,教授,博士研究生导师,博士,研究方向为电力系统自动监控、电力系统稳定与控制、电力电子及灵活交流输电系统。

Digital predistortion of linear power amplifier for relay protection test devices

SUN Xiaoming¹, QIN Liang², LIU Dichen²

(1. Department of Electrical Engineering, Chongqing Water Resources and Electric Engineering College, Chongqing 402160, China;

2. School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: Aiming at the nonlinearity of LPA (Linear Power Amplifier) in relay protection test devices, a digital predistorter based on ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System) is proposed. The ANFIS digital predistorter can upgrade the traditional relay protection test devices only by modifying the software, which can not only satisfy the accuracy requirement of fault waveform regeneration, but also make full use of limited bandwidth and output capacity. Also, the ANFIS digital predistorter adaptively learns the total nonlinearity of both LPA and the load, so the accuracy requirement of a single element is reduced and the nonlinear error caused by any element can be modified. With the quasi-online learning mode, the ANFIS digital predistorter can be realized on general microprocessors, thus maintaining the high cost effective ratio of traditional protection relay test devices.

Key words: relay protection; relay protection test device; fault waveform regeneration; linear power amplifier; adaptive neuro-fuzzy inference system; digital predistortion