

# 基于 RBFNN 分段在线优化的 VSR 无源控制<sup>①</sup>

高维士<sup>②\*</sup> 严运兵<sup>\*</sup> 马 强<sup>③\*\*</sup> 朱博文<sup>\*\*</sup> 王晓东<sup>\*\*</sup>

(<sup>\*</sup> 武汉科技大学汽车与交通工程学院 武汉 430065)

(<sup>\*\*</sup> 湖北文理学院汽车与交通工程学院 襄阳 441053)

**摘 要** 针对传统 L 型滤波器电压型脉冲宽度调制(PWM)整流器存在的入网电流波形总畸变率过高、稳定性差及控制精度低等问题,提出了基于径向基函数神经网络(RBFNN)分段在线优化的 LCL 型滤波器电压型 PWM 整流器无源控制策略,设计了 LCL 滤波电压型 PWM 整流器的内环无源控制器,和基于 RBFNN 的外环 PID 控制器。用粒子群优化算法(PSO)对初始注入阻尼及不同负载下的 RBFNN 学习率、动量因子及饱和函数的饱和值等参数进行离线优化,以负载电阻值作为 RBFNN 分段优化触发条件,根据负载变化使用 PSO 离线优化值对 RBF-PID 参数进行分段在线优化,实现最优动态调整。

**关键词** 径向基函数神经网络(RBFNN); 粒子群优化算法(PSO); 无源控制(PBC); LCL 型滤波器; 整流器

## 0 引 言

随着电力控制技术的发展,以 LCL 滤波的电压型脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)整流器(voltage source PWM rectifier, VSR) LCL-VSR,因其对高次谐波具有更好的滤除效果,不仅开关工作频率低,电感值小,同时能够有效降低入网电流波形总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD),而越来越得到研究人员的重视,但由于滤波电容的引入增加了谐振现象,导致系统不稳定。如不能有效解决谐振现象,则会进一步增加 THD,因此需采用合适的控制策略以保证系统稳定运行。对此一些新的控制策略应运而生,例如无阻尼控制策略<sup>[1]</sup>、滑模控制理论<sup>[2]</sup>、有源阻尼控制策略<sup>[3]</sup>、直接功率控制策略<sup>[4]</sup>等。

无源控制(passivity-based control, PBC)是从系

统的能量入手,设计的无源控制律可使能量函数按期望的能量函数分布,使得闭环系统满足无源性,以达到控制的目的。基于互联和阻尼分配无源控制(interconnection and damping assignment PBC, IDA-PBC)算法的无源控制策略可以按系统的控制要求确定系统的能量分布,以获得最佳的控制效果。对系统参数变化和外来摄动有较强的鲁棒性,通过注入阻尼和互联矩阵,可有效降低谐振现象,提高整流系统稳定性,同时系统结构简单,设计具有灵活性,设计出了众多优秀的控制器<sup>[5-6]</sup>。文献[7]基于有源电力滤波器(port controlled hamiltonian with dissipation, PCHD)的数学模型,采用 IDA-PBC 方法,设计了通过模糊控制实现注入阻尼在线调整的无源混合控制器。文献[8]提出准 Z 源间接矩阵变换器永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)无源控制系统,采用基于 IDA-PBC 的双级矩阵变换器作为 DC-AC 逆变端,通过准 Z 源间接矩阵

① 湖北省技术创新专项(2016AAA051, 2018AAA060),中央引导地方科技发展专项(2018ZY02027)和湖北省高等学校优秀中青年科技创新团队计划(T201815)资助项目。  
② 男,1986 年生,硕士生;研究方向:新能源汽车充电系统及变流控制技术;E-mail:1101865734@qq.com  
③ 通信作者,E-mail: richardkinbvle@163.com  
(收稿日期:2020-01-20)

变换器 AC-AC 变频装置,实现对 PMSM 的控制。

径向基函数神经网络(radial basis function neural network, RBFNN)是一种优良的前馈神经网络,具有良好的泛化能力,可以以任意精度逼近任意的非线性函数,具有全局逼近能力,且无局部极小值问题,从根本上解决了其他网络的局部最优问题,同时还具有网络结构简单、收敛速度快、逼近精度高等优点,已被广泛运用于各种控制系统中<sup>[9,10]</sup>。文献[11]提出了基于扩展卡尔曼滤波器(extended Kalman filter, EKF)和人工神经网络的无传感器 PMSM 转子位置估计与控制。将 RBFNN 和参数可调机构构造的神经网络应用于 PMSM 驱动器的速度控制回路,以应对系统动态不确定性和外部负载的影响。使用 EKF 估计转子位置和转子速度,并将估计值传递到磁场定向控制的电流环路和基于 RBFNN 自整定 PI 控制的速度环路。

本文以三相 LCL-VSR 为研究对象,结合粒子群优化算法(particle swarm optimization, PSO)的优点提出了一种基于 RBFNN 的分段优化无源控制策略。该策略首先构建了基于 IDA-PBC 算法的 PCHD 无源控制器,可有效降低入网电流波形 THD,提高系统精确度及鲁棒性;其次通过 PSO 算法对 RBFNN 中学习率、动量因子及 RBFNN 中饱和函数的饱和值等参数进行离线优化,以寻找适应不同负载的最佳收敛速度参数值,并进行分段;再次根据 PSO 算法所得离线优化参数值,运用 RBFNN 智能算法来

实现分段在线优化 PID 参数,充分发挥其最佳逼近性能和全局最优特性等优点。此策略与模糊控制等其他控制策略相比,其控制精度更高,鲁棒性更好。通过额定负载及负载突变等情况下的仿真实验验证了该控制策略的有效性。

## 1 LCL-VSR 的 PCHD 模型

$$\begin{cases} L_g \frac{di_{g,k}}{dt} = e_{g,k} - u_{c,k} \\ C_f \frac{du_{c,k}}{dt} = i_{g,k} - i_k \\ L \frac{di_k}{dt} = u_{c,k} - u_{dc} (s_k - \frac{1}{3} \sum_{i=a,b,c} s_i) \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = \sum_{k=a,b,c} i_k s_k - i_L \end{cases} \quad k = a, b, c \quad (1)$$

LCL-VSR 模型如图 1 所示。 $e_{ga}$ 、 $e_{gb}$ 、 $e_{gc}$  是幅值为  $U_m$  的交流电网电动势;0 为中性点; $L_g$  为电网侧等效电感; $u_{ca}$ 、 $u_{cb}$ 、 $u_{cc}$  为电容电压; $L$  为整流器侧等效电感;电网侧等效电阻  $R_g$  为电感  $L_g$ 、滤波电容  $C_f$  和电压源的等效电阻之和;整流器侧等效电阻  $R$  为电感  $L$  和开关器件的等效电阻之和;整流器输入端电压及电流分别为  $v_k$  和  $i_k$ ,  $k = a, b, c$ ;  $i_{gk}$  为电网侧输入电流;输出电压为  $u_{dc}$ ;电阻  $R_L$  为等效负载;直流电容为  $C$ 。

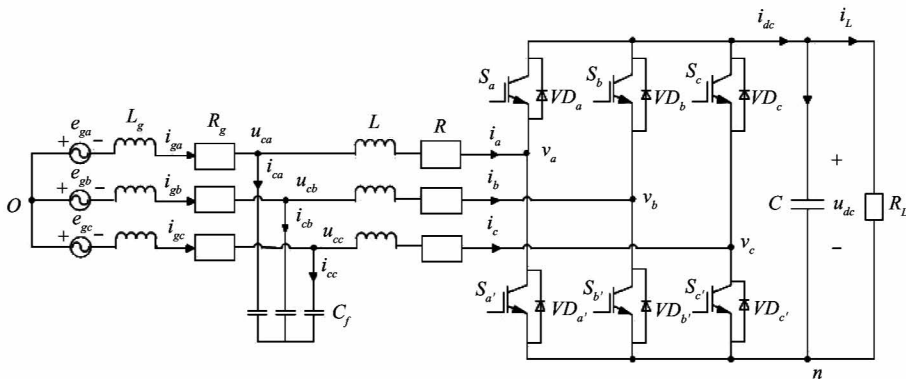


图 1 LCL-VSR 主电路

为建立模型需要,现做假设:(1)电源为对称电源、滤波电感物理特性相同;(2)开关管为理想状态。 $s_a$ 、 $s_b$ 、 $s_c$  为单极性二值逻辑整流器开关函数。

由图 1 可知,三相 VSR 在三相  $abc$  坐标系下的数学模型式(1),采用等功率变换后可获得同步旋转  $dq$  坐标系下的数学模型:

$$\begin{cases} L_g \frac{di_{gd}}{dt} = e_{gd} - i_{gd}R_g - u_{cd} + \omega L_g i_{gq} \\ L_g \frac{di_{gq}}{dt} = e_{gq} - i_{gq}R_g - u_{cq} - \omega L_g i_{gd} \\ L \frac{di_d}{dt} = u_{cd} - i_d R + \omega L i_q - s_d u_{dc} \\ L \frac{di_q}{dt} = u_{cq} - i_q R - \omega L i_d - s_q u_{dc} \\ C_f \frac{du_{cd}}{dt} = i_{gd} - i_d + \omega C_f u_{cq} \\ C_f \frac{du_{cq}}{dt} = i_{gq} - i_q - \omega C_f u_{cd} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = i_d s_d + i_q s_q - \frac{u_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (2)$$

令  $x_1 = L_g i_{gd}$ 、 $x_2 = L_g i_{gq}$ 、 $x_3 = Li_d$ 、 $x_4 = Li_q$ 、 $x_5 = C_f u_{cd}$ 、 $x_6 = C_f u_{cq}$ 、 $x_7 = Cu_{dc}$ ，系统总能量存储函数为

$$H(x) = \frac{x_1^2}{2L_g} + \frac{x_2^2}{2L_g} + \frac{x_3^2}{2L} + \frac{x_4^2}{2L} + \frac{x_5^2}{2C_f} + \frac{x_6^2}{2C_f} + \frac{x_7^2}{2C} \quad (3)$$

根据式(2)可得：

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = e_{gd} - \frac{x_1}{L_g}R_g - \frac{x_5}{C_f} + \omega L_g \frac{x_2}{L_g} \\ \frac{dx_2}{dt} = e_{gq} - \frac{x_2}{L_g}R_g - \frac{x_6}{C_f} - \omega L_g \frac{x_1}{L_g} \\ \frac{dx_3}{dt} = \frac{x_5}{C_f} - \frac{x_3}{L}R + \omega L \frac{x_4}{L} - s_d \frac{x_7}{C} \\ \frac{dx_4}{dt} = \frac{x_6}{C_f} - \frac{x_4}{L}R - \omega L \frac{x_3}{L} - s_q \frac{x_7}{C} \\ \frac{dx_5}{dt} = \frac{x_1}{L_g} - \frac{x_3}{L} + \omega C_f \frac{x_6}{C_f} \\ \frac{dx_6}{dt} = \frac{x_2}{L_g} - \frac{x_4}{L} - \omega C_f \frac{x_5}{C_f} \\ \frac{dx_7}{dt} = \frac{x_3}{L}s_d + \frac{x_4}{L}s_q - \frac{x_7}{R_L} \end{cases} \quad (4)$$

根据 PCHD 模型的状态方程的形式<sup>[8]</sup>如下：

$$\begin{cases} \dot{x} = [J(x) - R^*(x)] \frac{\partial H(x)}{\partial x} + g(x)u, u \in R^m \\ y = g^T(x) \frac{\partial H(x)}{\partial x}, y \in R^m \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $J = -J^T$  表示系统内部互联矩阵;  $R^* = R^{*T} \geq 0$  表示系统的耗散;  $u$  为输入;  $g(x)$  为反映系统控制

量对状态变量直接作用的结构矩阵。

由  $H(x)$  可将式(4)转换为

$$\dot{x} = (J(x) - R^*(x)) \frac{\partial H(x)}{\partial x} + u \quad (6)$$

各矩阵表达式为

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \end{pmatrix}, J = \begin{pmatrix} 0 & \omega L_g & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ -\omega L_g & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega L & 1 & 0 & -s_d \\ 0 & 0 & -\omega L & 0 & 0 & 1 & -s_q \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & \omega C_f & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & -\omega C_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_d & s_q & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, R^* = \begin{pmatrix} R_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_L} \end{pmatrix}, u = \begin{pmatrix} e_{gd} \\ e_{gq} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix},$$

$$\frac{\partial H(x)}{\partial x} = \begin{pmatrix} \frac{\partial H(x)}{\partial x_1} \\ \frac{\partial H(x)}{\partial x_2} \\ \frac{\partial H(x)}{\partial x_3} \\ \frac{\partial H(x)}{\partial x_4} \\ \frac{\partial H(x)}{\partial x_5} \\ \frac{\partial H(x)}{\partial x_6} \\ \frac{\partial H(x)}{\partial x_7} \end{pmatrix} \circ$$

根据能量存储函  $H(x)$  可以证明, 用 PCHD 模型描述的 LCL-VSR 具有严格无源性<sup>[12]</sup>。

## 2 VSR 无源控制策略

### 2.1 IDA-PBC 无源控制器设计方法

对基于 PCHD 方程的控制策略有基于无源性的

互联控制、标准反馈互联控制和基于循环无源性的互联控制等。考虑到实际需要及控制器设计实现难易程度,可以采用互联和阻尼分配无源控制 IDA-PBC 方法进行设计,不仅可以处理系统的稳定性同时也使系统动态性能有一定提高,从而获得最佳的控制效果。

IDA-PBC 的控制思想是确定一个控制律  $u$ , 使系统的闭环 PCHD 模型为

$$\dot{x} = [J_d(x) - R_d(x)] \frac{\partial H_d(X)}{\partial X} \quad (7)$$

式中,  $J_d(x) = J(x) + J_a(x)$  为新的互联矩阵;  $R_d(x) = R^*(x) + R_a(x)$  为新的耗散矩阵,  $R_a(x)$  为阻尼注入矩阵;  $H_d(x) = H(x) + H_a(x)$  为总能量存储函数, 同时满足  $x_{ref} = \operatorname{argmin} H_d(x)$ ,  $x_{ref}$  为期望的平衡状态。

由式(6)和式(7), 并利用 IDA-PBC 方法进行无源控制器设计可得:

$$[J_d(x) - R_d(x)] \frac{\partial H_d(X)}{\partial X} + (J_a(x) - R_a(x)) \frac{\partial H(x)}{\partial x} - u = 0 \quad (8)$$

由于阻尼注入, 直接影响系统响应快慢, 则可通过注入适当阻尼方式, 实现能量存储函数快速收敛到期望的平衡点。取  $J_d(x) = J(x)$ 、 $R_d(x) = R^*(x) + R_a(x)$  (阻尼注入矩阵),  $R_a(x) = \operatorname{diag}\{r_{a1} \ r_{a2} \ r_{a3} \ r_{a4} \ r_{a5} \ r_{a6} \ 1/r_{a7}\}$ , 则式(8)变为

$$[J(x) - R_d(x)] \frac{\partial H_d(x)}{\partial X} - R_a(x) \frac{\partial H(x)}{\partial x} - u = 0 \quad (9)$$

令

$$K(x) = \begin{bmatrix} k_1(x) \\ k_2(x) \\ k_3(x) \\ k_4(x) \\ k_5(x) \\ k_6(x) \\ k_7(x) \end{bmatrix} = \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial H_d}{\partial x_1} \\ \frac{\partial H_d}{\partial x_2} \\ \frac{\partial H_d}{\partial x_3} \\ \frac{\partial H_d}{\partial x_4} \\ \frac{\partial H_d}{\partial x_5} \\ \frac{\partial H_d}{\partial x_6} \\ \frac{\partial H_d}{\partial x_7} \end{bmatrix}$$

则可得无源控制方程:

$$\begin{cases} -(\mathbf{R}_g + r_{a1})k_1 + \omega L_g k_2 - k_5 - r_{a1}(x_1/L_g) - e_{gd} = 0 \\ -\omega L_g k_1 - (\mathbf{R}_g + r_{a2})k_2 - k_6 - r_{a2}(x_2/L_g) - e_{gq} = 0 \\ -(\mathbf{R}_g + r_{a3})k_3 + \omega L k_4 + k_5 - s_d k_7 - r_{a3}(x_3/L) = 0 \\ -\omega L k_3 - (\mathbf{R}_g + r_{a4})k_4 + k_6 - s_q k_7 - r_{a4}(x_4/L) = 0 \\ k_1 - k_3 - r_{a5}k_5 + \omega C_f k_6 - r_{a5}(x_5/C_f) = 0 \\ k_2 - k_4 - \omega C_f k_5 - r_{a6}k_6 - r_{a6}(x_6/C_f) = 0 \\ s_d k_3 + s_q k_4 - ((1/r_L) + (1/r_{a7}))k_7 \\ - (1/r_{a7})(x_7/C) = 0 \end{cases} \quad (10)$$

## 2.2 期望稳定平衡点确定

根据 VSR 系统在期望功率因数下运行时, 直流电压值  $u_{dcr}$  可按式(11)给定。

$$\begin{cases} u_{dcr} > \sqrt{3}U_m \\ i_{dref} = i_{gdref} = \sqrt{3/2}I_m \\ u_{cd} = \sqrt{3/2}(U_m - R_g I_m) \\ i_{qref} = i_{gqref} = 0 \\ u_{cq} = 0 \end{cases} \quad (11)$$

式中,  $U_m$  为电源相电压幅值,  $I_m$  为稳定运行时交流相电流幅值。

则有

$$x_{ref} = \begin{pmatrix} x_{1ref} \\ x_{2ref} \\ x_{3ref} \\ x_{4ref} \\ x_{5ref} \\ x_{6ref} \\ x_{7ref} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (\sqrt{3/2})L_g I_m \\ 0 \\ (\sqrt{3/2})LI_m \\ 0 \\ (\sqrt{3/2})C_f(U_m - R_g I_m) \\ 0 \\ Cu_{dcr} \end{pmatrix} \quad (12)$$

## 2.3 控制器的设计

对于电网平衡电源, 根据能量成型<sup>[13,14]</sup> 和 PCHD 控制原理<sup>[15]</sup> 构建 IDA-PBC 无源控制器, 由式(9)可知,  $u$  为定值, 可将开关函数  $s_d$ 、 $s_q$  作为整流器控制量。根据式(10), 利用 IDA-PBC 确定出系统在期望平衡点  $x_{ref}$  处的最小能量的  $s_d$ 、 $s_q$ 。

$$\begin{cases} s_d = \frac{-(R_g + r_{a3})k_3 + \omega Lk_4 + k_5 - r_{a3}(x_3/L)}{k_7} \\ s_q = \frac{-\omega Lk_3 - (R_g + r_{a4})k_4 + k_6 - r_{a4}(x_4/L)}{k_7} \end{cases} \quad (13)$$

为解决因采用部分变量的控制律所造成的控制效果不佳问题,本文采用包含全部控制变量的比例偏差形式控制算法。

假设  $k_1 = k_1(x_1), k_2 = k_2(x_2), k_3 = k_3(x_3), k_4 = k_4(x_4), k_5 = k_5(x_5), k_6 = k_6(x_6), k_7 = k_7(x_7)$ 。依据可积性和 IDA-PBC 控制理论的条件则有:

$$\begin{cases} k_1(x_1) = -\frac{x_{1ref}}{L_g} + \alpha_1(x_1 - x_{1ref}) \\ k_2(x_2) = \alpha_2(x_2 - x_{2ref}) \\ k_3(x_3) = -\frac{x_{3ref}}{L} + \alpha_3(x_3 - x_{3ref}) \\ k_4(x_4) = \alpha_4(x_4 - x_{4ref}) \\ k_5(x_5) = -\frac{x_{5ref}}{C_f} + \alpha_5(x_5 - x_{5ref}) \\ k_6(x_6) = \alpha_6(x_6 - x_{6ref}) \\ k_7(x_7) = -\frac{x_{7ref}}{C} + \alpha_7(x_7 - x_{7ref}) \end{cases} \quad (14)$$

式中,  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, \alpha_7$  为比例参数,且大于 0。

根据条件可验证在期望平衡点  $x_{ref}$  处 IDA-PBC 控制算法是渐进稳定的,点  $x_{ref}$  是系统的全局渐近稳

$$\begin{cases} S_d = \frac{(R_g + r_{a3})[\alpha_3 Li_d - \sqrt{3/2}I_m(1 + \alpha_3 L)] - \omega L^2 \alpha_4 i_q + C_f \alpha_5 (\sqrt{3/2}U_m - R_g i_d) + \sqrt{3/2}(U_m - I_m R_g)(1 + C_f \alpha_5) + \sqrt{3/2}I_m r_{a3}}{u_{dcr} + \alpha_7 C(u_{dcr} - u_{dc})} \\ S_q = \frac{\omega L[\alpha_3 Li_d - \sqrt{3/2}I_m(1 + \alpha_3 L)] + (R_g + r_{a4})L\alpha_4 i_q - C_f \alpha_6 (\sqrt{3/2}U_m - R_g i_q)}{u_{dcr} + \alpha_7 C(u_{dcr} - u_{dc})} \end{cases} \quad (15)$$

### 3.1 基于 RBF-PID 的在线分段优化控制

#### 3.1.1 RBFNN 基本结构

RBFNN 有 3 层,分别为输入层、隐含层和输出层。隐含层的神经元激活函数由径向基函数构成,隐含层包含多个节点数组运算单元。每个隐含层节点包含一个中心向量  $\mathbf{c}$ ,  $\mathbf{c}$  和输入参数向量  $\mathbf{x}$  具有相同的维数,二者之间的欧氏距离定义为  $\|\mathbf{x}(t) - \mathbf{c}_j(t)\|$ 。

隐含层的输出为非线性激活函数  $h_j(x)$  构成

定点。

综上将式(12)、(14)代入式(13),可得基于 IDA-PBC 的无源控制器的改进开关函数式(15)。

### 3 优化控制策略

式(11)中的  $i_{dref}$  通常可通过 2 种方法得到。

一是功率守恒式(16)得  $I_m$  后进一步得到。

$$\frac{3}{2}(U_m I_m - (R + R_g)I_m^2) = \frac{u_{dcr}^2}{R_L} \quad (16)$$

二是期望值  $u_{dcr}$  与  $u_{dc}$  的差值经 PI 调节器输出而得。但以上 2 种方法都会因注入阻尼及 PI 参数为定值而带来不利影响,造成系统在非额定负载情况下出现超调量过大、鲁棒性变差及调整速度慢等问题。为使控制器的控制效果进一步提高,稳定性和暂态性能有所改善,文中提出通过运用 RBFNN 智能控制算法来实现对 PID 参数在线优化,即 RBF-PID 在线优化。能够较好地弥补传统 PID 控制器难以满足非线性复杂系统的不足,同时针对 RBFNN 中的学习率、动量因子及 RBFNN 中饱和函数的饱和值等参数通常为定值,导致不同负载时网络的收敛速度不佳,不能很好地满足动态需要,通过 PSO 进行离线分段优化,可以加快收敛速度,有效消除局部最优。

$$h_j(x) = \exp\left(-\frac{\|\mathbf{x}(t) - \mathbf{c}_j(t)\|^2}{2b_j^2}\right), \quad j = 1, \dots, m \quad (17)$$

式中,  $b_j$  为一个正的标量,表示高斯基函数的宽度;  $m$  是隐含层的节点数。

网络的输出为

$$y_m(t) = \sum_{j=1}^m \omega_j h_j(t), \quad i = 1, \dots, n \quad (18)$$

式中,  $\omega$  是输出层的权值;  $n$  是输出层节点个数;  $y_m$

是神经网络输出。

### 3.1.2 RBF-PID 参数在线优化

RBF-PID 参数在线优化<sup>[16]</sup>是通过节点中心向量  $c_j$  及节点基宽  $b_j$  不断迭代,算法的实现具体如下:

RBFNN 性能指标函数为

$$J = 1/2(y(t) - y_m(t))^2 \quad (19)$$

式中,  $y(t)$  为非线性系统输出,  $y_m(t)$  为 RBFNN 输出。

输出权值  $\omega_j$ :

$$\begin{aligned} \omega_j(t) = & \omega_j(t-1) + \eta(y(t) - y_m(t))h_j \\ & + \alpha(\omega_j(t-1) - \omega_j(t-2)) \end{aligned} \quad (20)$$

式中,  $\eta$  为学习率;  $\alpha$  为动量因子。

节点中心  $c_j$ :

$$\Delta c_{ji} = (y(t) - y_m(t))\omega_j h_j \frac{x_i - c_{ji}}{b_j^2} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} c_{ji}(t) = & c_{ji}(t-1) + \eta \Delta c_{ji} + \alpha(c_{ji}(t-1) \\ & - c_{ji}(t-2)) \end{aligned} \quad (22)$$

节点基宽  $b_j$ :

$$\Delta b_j = (y(t) - y(t-1))\omega_j h_j \frac{\|x - c_j\|^2}{b_j^3} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} b_j(t) = & b_j(t-1) + \eta \Delta b_j + \alpha(b_j(t-1) \\ & - b_j(t-2)) \end{aligned} \quad (24)$$

PID 参数调整如图 2 所示。

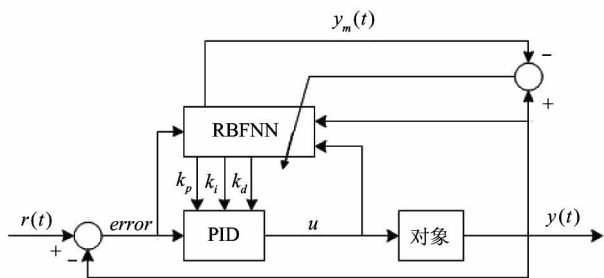


图 2 RBF-PID 参数调整控制框图

其中,  $r(t)$  为给定期望值;  $u$  为 PID 控制输出;  $k_p$  为比例系数;  $k_i$  为积分系数;  $k_d$  为微分系数。

### 3.2 基于 PSO 离线参数优化

对于离线优化过程有多种方法,如蚁群算法、遗传算法等,但由于 PSO 结构简单、易于使用、高收敛率及满足最小存储要求,特别是 PSO 更少依赖于初始点的集合,促使其收敛算法稳健性好,得到了学术

界的高度重视<sup>[17-19]</sup>。

#### 3.2.1 基本粒子群算法

输出性能指标函数<sup>[20]</sup>为

$$F = \int_0^t |u_{der} - u_{dc}| t dt \quad (25)$$

在一个  $D$  维空间,有  $n$  个粒子的种群中,寻找这 2 个最优值时,粒子根据如下的公式来更新自己的速度和位置:

$$\begin{aligned} V_{id}^{k+1} = & \sigma V_{id}^k + c_1 r_1 (pbest_{id}^k - X_{id}^k) \\ & + c_2 r_2 (gbest_{id}^k - X_{id}^k) \end{aligned} \quad (26)$$

$$X_{id}^{k+1} = X_{id}^k + V_{id}^{k+1} \quad (27)$$

式中,  $\sigma$  为惯性权重;  $d = 1, \dots, D$ ,  $i = 1, \dots, n$ ;  $k$  为当前迭代次数;  $V_{id}$  为粒子的速度;  $X_{id}^k$  为当前粒子的位置;  $r_1, r_2$  为介于  $[0, 1]$  之间的随机数;  $c_1, c_2$  为非负常数加速度因子;  $pbest$  为个体极值;  $gbest$  为群体极值。

#### 3.2.2 离线参数优化

上述 PSO 寻优的初始化粒子  $p$  即为包含学习率、动量因子及 RBFNN 饱和函数饱和值的一组 3 维向量,其输出性能指标为适应度值。通过以上更新当适应度值满足所设定的性能指标时,即终止寻优,得到  $gbest$ 。针对不同负载条件可得到多组最优值,从而构建 RBFNN 的分段优化控制数据库。 $\sigma$  取 0.6,  $c_1, c_2$  均取 2,最大迭代次数 1 600,粒子群规模取 100,最小适应度值为 0.0003。

经过优化后可得:

当  $R_{Li} = 25 \Omega$ , 则有  $\eta = 1.082$ ,  $\alpha = 0.111$ ,  $U\_m = 38.551; \dots$ 。

当  $R_{Li} = 50 \Omega$ , 则有  $\eta = 0.201$ ,  $\alpha = 0.929$ ,  $U\_m = 19.145; \dots$ 。

当  $R_{Ln} = 100 \Omega$ , 则有  $\eta = 0.066$ ,  $\alpha = 0.748$ ,  $U\_m = 9.561; \dots$ 。

其中,  $R_{Li}$  为负载阻值;  $U\_m$  为 RBFNN 对应饱和函数的饱和值;  $\eta$  为学习率;  $\alpha$  为动量因子。

### 3.3 分段在线优化控制

首先在系统运行时通过传感器采集的直流输出侧电压、电流数据计算出负载电阻值并做适当范围取值作为分段优化控制的触发条件,其次将 PSO 离线参数优化得到的  $\eta, \alpha$  及 RBFNN 中饱和函数的饱和值等传给 RBF-PID 的控制参数用来在线优化 PID

值,通过 C 程序来实现分段优化控制:

```
if (  $R_{Li} \geq 48 \&\& R_{Li} < 52$  )
{  $\eta = 0.201$ ;  $\alpha = 0.929$ ;  $U\_m = 19.145$ ; }
sys = [  $\eta$ ;  $\alpha$ ;  $U\_m$  ];
.....
```

4 仿真分析

4.1 仿真设计

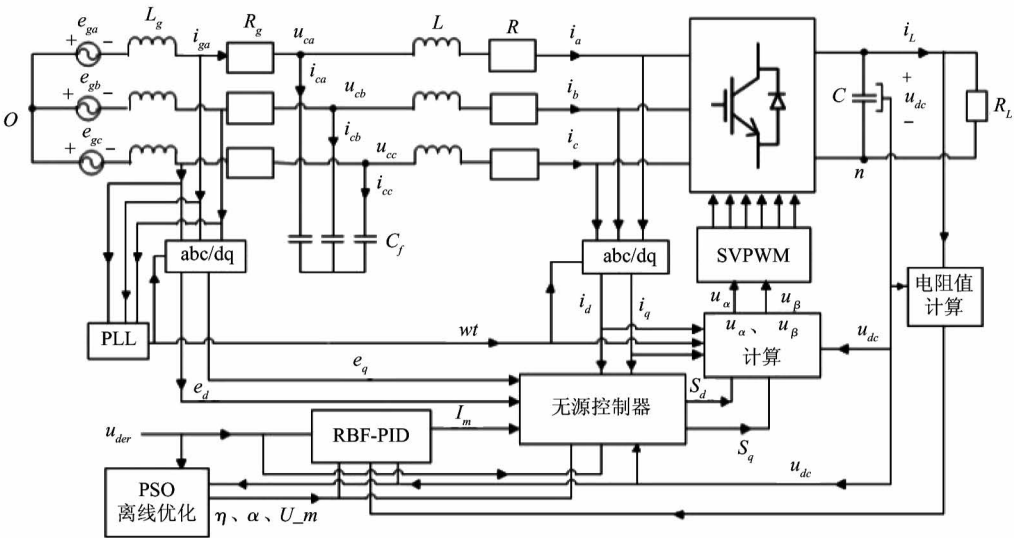


图 3 基于 RBFNN 分段在线优化无源控制 LCL-VSR 框图

利用 Matlab-Simulink 中电力电子元件及以上优化算法,搭建了如图 3 所示基于 RBFNN 分段在线优化无源控制 LCL-VSR 仿真模型。

仿真实验的主要参数如表 1 所示,其中注入阻尼及优化参数由 PSO 在额定负载下离线优化所得,相对通过试凑法所得在控制精度上已有较大提高。额定负载电阻  $R_L = 50 \Omega$ ,过载时  $R_L = 25 \Omega$ ,轻载时  $R_L = 100 \Omega$ 。

表 1 仿真实验的主要参数

| 参数                                         | 数值              |
|--------------------------------------------|-----------------|
| 期望输出直流电压 $u_{der}(V)$                      | 600             |
| 输出直流电压 $u_{dc}(V)$                         | 600             |
| 额定相电压 $e(V)$                               | 220             |
| 开关频率 $f_{sw}(kHz)$                         | 4               |
| 整流器侧等效电阻 $R(\Omega)$                       | 0.1             |
| 电网侧等效电阻 $R_g(\Omega)$                      | 0.1             |
| 等效负载 $R_L(\Omega)$                         | 50              |
| 电网侧等效电感 $L_g(mH)$                          | 3               |
| 整流器侧等效电感 $L(mH)$                           | 4               |
| 滤波电容 $C_f(\mu F)$                          | 4.7             |
| 直流电容 $C(mF)$                               | 2               |
| 注入阻尼 $r_{a1}、r_{a2}、r_{a3}、r_{a4}(\Omega)$ | 0、0.80 000、236  |
| 注入阻尼 $r_{a5}、r_{a6}、r_{a7}(\Omega)$        | 0、0、0           |
| 比例参数 $\alpha_1、\alpha_2、\alpha_3、\alpha_4$ | 0、0、1.015、229.5 |
| 比例参数 $\alpha_5、\alpha_6、\alpha_7$          | 1、1、1           |

4.2 仿真结果及分析

4.2.1 额定负载时的 PID 参数动态调整分析

图 4 为额定负载时的  $k_p$ 、 $k_i$  及  $k_d$  动态调整波形图,从图上可以看出三者均非恒定值,由 RBFNN 智能控制算法根据 PSO 离线优化所得  $\eta$ 、 $\alpha$  及饱和函数的饱和值等对 PID 参数在线优化,在开始阶段 PID 参数动态调整幅度较大,进入稳态后,则保持恒定。通过 RBFNN 算法在线优化 PID 参数值具备动态调整能力,调整速度较快,稳定性较好。

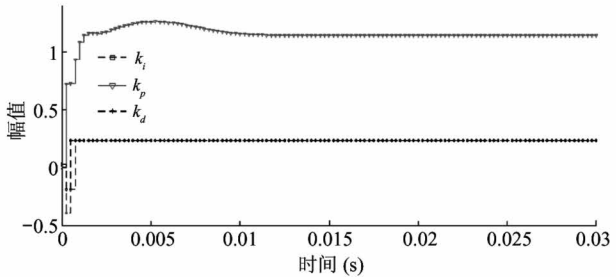


图 4  $k_p$ 、 $k_i$  及  $k_d$  动态调整波形



图 5 为额定负载下的网侧 a 相电流谐波含量。其中图 5(a)为基于 RBFNN 分段在线优化无源控制 LCL-VSR 所得,图 5(b)作为对比则为电压前馈解耦控制 L-VSR 所得,除不含有滤波电容  $C_f$ 、总电感与 LCL-VSR 总电感相等外,其他参数未做任何修改。

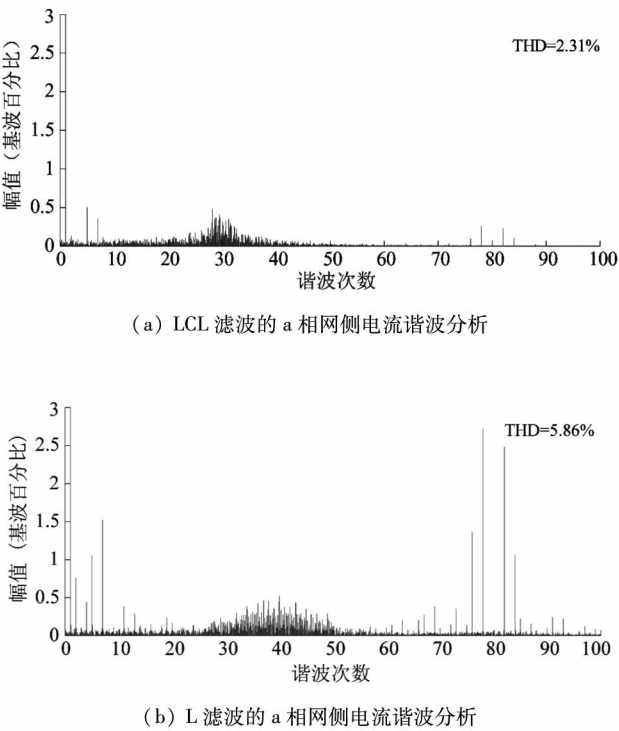


图 5 额定负载时的 a 相网侧谐波分析

由图 5(a)与图 5(b)相比,各次幅值及 THD 都有较大降低,THD 由 5.86% 下降到 2.31%,同时图 5(a)中分段 RBF-PID 在线优化控制所得与直接通过式(15)所得已有 0.25% 降低,符合 5% 以内的国家标准。

对于 LCL 型滤波器,一般要求其滤波器的谐振频率设计在 10 倍基频和 0.5 倍开关频率之间,从图 5(a)可以观察 10~40 次谐波段并无谐振频率出现,特别是在 1.83 kHz 处无谐振点,这说明基于 RBFNN 分段在线优化无源控制 LCL-VSR 对谐振有良好的抑制作用。

4.2.2 额定负载时的稳态性能及功率因数分析

图 6(a)、(b)为额定负载时的直流侧输出电压和电流值,其中 RBF-PID 表示基于 RBFNN 分段在线优化的 LCL 滤波无源控制控制器;Formula 代表

基于式(15)的 LCL 滤波无源控制器;PI 则表示基于 PI 的 LCL 滤波无源控制器,其 PI 参数值分别为 0.015 和 4.62,由额定负载状态下由 PSO 离线优化所得。由数据可得以上 3 种控制器在额定负载时控制精度都较高,其中 RBF-PID 与 Formula 的电压、电流均在 15.8 ms 即进入稳定状态,Formula 电压、电流分别保持 0.04 V 和 0.01 A 的最大误差稳定运行,PI 的电压、电流则在 18 ms 后进入稳态,此后与 RBF-PID 均保持 0 V 和 0.01 A 的最大误差稳定运行。

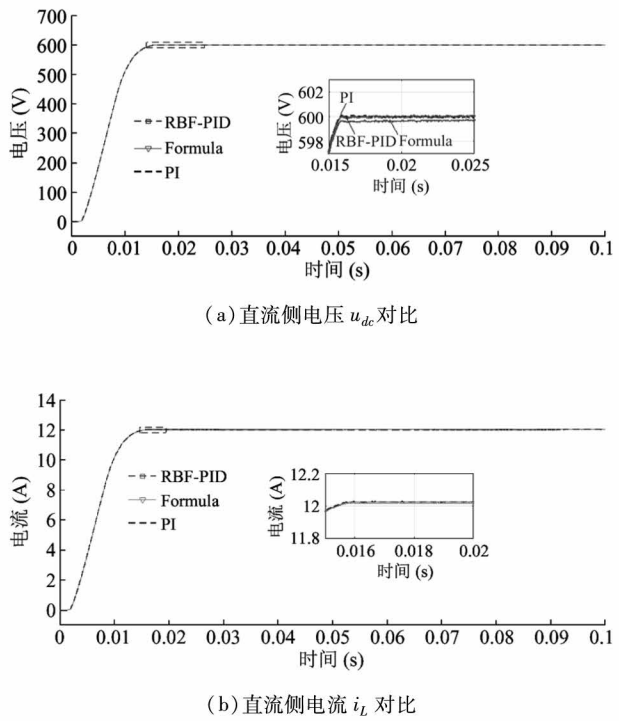
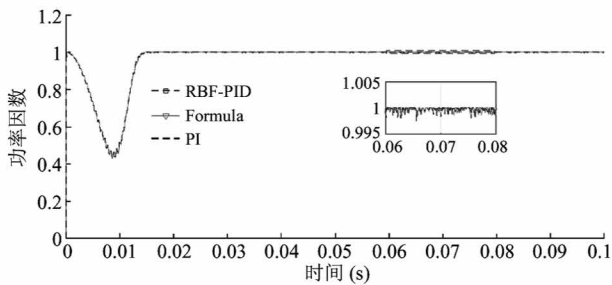


图 6 额定负载情况仿真结果

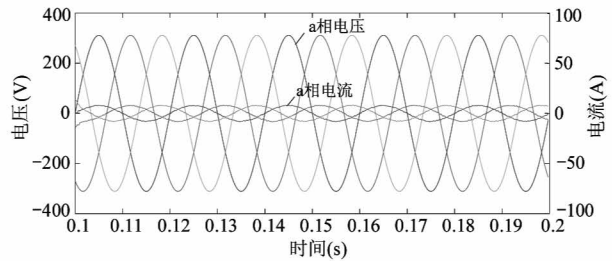
图 7 为 LCL-VSR 的功率因数、网侧电压、电流相位关系图。对于 PWM 整流,网侧电压与电流的相位关系极大地决定了控制效果,其能否始终保持高功率因数运行,将直接决定控制策略成败。图 7(a)中 3 种控制器的功率因数值均在 0.998 以上,满足 0.99 的国家标准;图 7(b)中为 RBF-PID 的 a 相网侧电压、电流相位图,图中电压与电流相位保持同步。

以上 3 种控制器在额定负载时的谐波含量、稳态性能及功率因数分析均表明基于 RBFNN 分段在线优化无源控制 LCL-VSR 性能较好。





(a) LCL-VSR 的功率因数



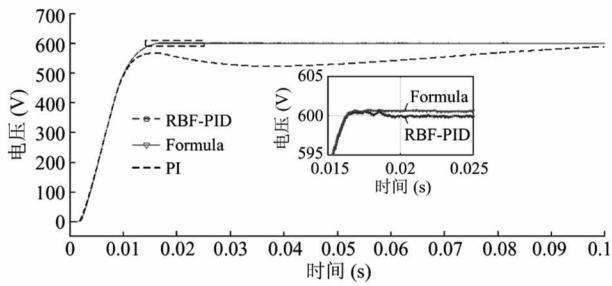
(b) LCL-VSR 的 a 相网侧电压、电流相位图

图 7 LCL-VSR 的功率因数,网侧电压、电流相位关系

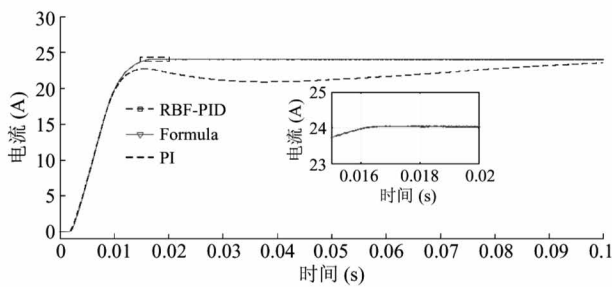
4.2.3 过载情况下的稳态性能分析

过载情况下由于 PI 的 LCL 滤波无源控制器控制精度不高,波动幅度较大,这里不再做细节表述,只在图中给出以作对比之用。

图 8(a)、(b)为过载时的直流侧输出电压和电流值,图8(a)中RBF-PID在18 ms后保持0误差稳



(a) 直流侧电压  $u_{dc}$  对比



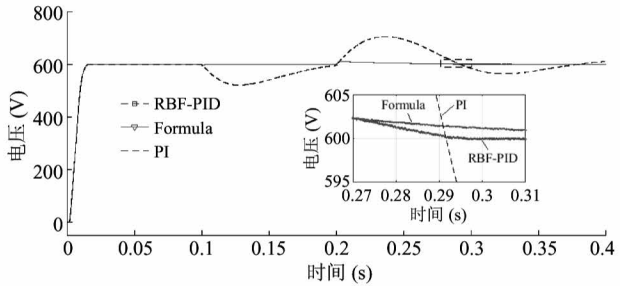
(b) 直流侧电流  $i_L$  对比

图 8 过载情况仿真结果

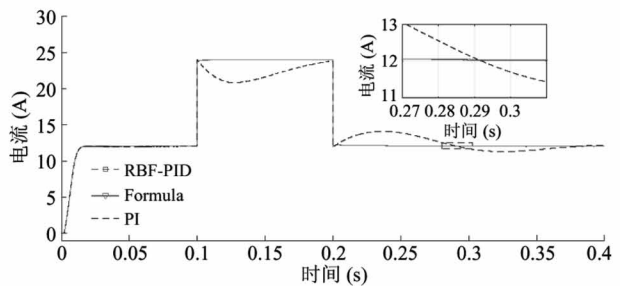
定运行,而 Formula 则保持 0.5 V 最大误差进入稳定状态,电流值的趋势基本相同。

4.2.4 负载突变情况下的暂态性能分析

图 9(a)、(b)为由额定负载到过载再到额定负载的突变过程的直流侧输出电压和电流值,其突变时间点为 0.1 s 由额定负载突变为过载和在 0.2 s 则由过载变为额定负载。在 0.1 s 突变时 RBF-PID 和 Formula 电压最大误差均为 5.41 V,误差比例为 0.90%,电流最大误差均为 0.20 A,误差比例为 0.83%,且均在 15 ms 后进入稳定状态。在 0.2 s 突变时 Formula 电压最大误差为 10.35 V,误差比例为 1.73%,电流最大误差为 0.23 A,误差比例为 1.92%,在 200 ms 后进入稳定状态,而 RBF-PID 电压最大误差为 9.95 V,电流最大误差为 0.22 A,且提前 110 ms 进入 0 误差稳定状态。



(a) 直流侧电压  $u_{dc}$  对比



(b) 直流侧电流  $i_L$  对比

图 9 过载突变情况仿真结果

通过过载情况下的稳态性能分析和负载突变情况下的暂态性能分析,均可得出 RBF-PID 的收敛速度及控制精度较其他 2 种方法都有所提高的结论。

5 结 论

本文针对非线性负载存在的较高入网电流波形

THD 及 LCL 型滤波器使用中存在的谐振现象等问题,提出了一种 RBFNN 分段在线优化 LCL-VSR 无源控制策略,即 LCL-VSR 有源阻尼控制策略,构建了 IDA-PBC 无源控制器,同时运用 PSO 离线优化及 RBF-PID 分段在线优化。结果表明,所提出的控制策略与传统 L 滤波器控制策略相比 THD 有较大降低,与非 RBFNN 分段在线优化 LCL 滤波无源控制相比,精确性、稳定性及鲁棒性都有一定提高。所以基于 RBFNN 分段在线优化无源控制策略提供了优越的控制性能,达到了控制系统鲁棒性好、稳定性高等效果,满足了整流器的高精度、智能化需要,同时保证了 LCL-VSR 高功率因数运行。

## 参考文献

- [ 1 ] Fan B, Song F L, Song S Z, et al. The undamped control for PWM rectifier based on LCL filter[J]. *Journal of Vibroengineering*, 2018, 20 ( 1 ) :718-731
- [ 2 ] Alali M, Barbot J. A first order sliding mode controller for grid connected shunt active filter with a LCL filter [J]. *IFAC Papers on Line*, 2017, 50 ( 1 ) :14812-14817
- [ 3 ] Sad-romdhane R, Naouar M W, Slama-belkhdja I. Systematic design method for PI controller with virtual resistor-based active damping of LCL filter[J]. *Global Energy Interconnection*, 2018,12(4) :319-329
- [ 4 ] 丁博文, 范波, 廖志明, 等. 基于 LCL 滤波的三相 PWM 整流器新型 DPC 策略[J]. *电力电子技术*, 2017,51(8) :112-115, 120
- [ 5 ] 程启明, 张强, 程尹曼, 等. 基于 PCHD 模型的光伏 Z 源并网逆变器无源控制[J]. *高电压技术*, 2016,42 ( 9 ) :2723-2732
- [ 6 ] 李坤鹏, 张巧杰. 基于 PCHD 模型的二次型 Boost 变换器无源混合控制[J]. *北京信息科技大学学报(自然科学版)*, 2016,31(2) :78-83
- [ 7 ] 郑成才, 王久和, 慕小斌, 等. 基于 PCHD 模型的 APF 自适应模糊无源控制研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2018,46(2) :8-15
- [ 8 ] 程启明, 魏霖, 程尹曼, 等. 基于准 Z 源矩阵变换器的永磁同步电机无源控制驱动系统[J]. *中国电机工程学报*, 2019, 39(22) : 6746-6756
- [ 9 ] Kerdphol T, Qudaih Y, Watanabe M, et al. RBF neural network-based online intelligent management of a battery energy storage system for stand-alone microgrids[J]. *Energy, Sustainability and Society*, 2016(6) : 1-16
- [ 10 ] Khan S, Naseem I, Malik M A, et al. A fractional gradient descent-based RBF neural network[J]. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 2018,37(12) : 5311-5332
- [ 11 ] Than H, Kung Y S. FPGA-realization of an RBF-NN tuning PI controller for sensorless PMSM drives[J]. *Microsystem Technologies*, 2019, doi: 10.1007/s00542-019-04347-w
- [ 12 ] 王久和, 张巧杰, 李萍, 等. 基于 PCHD 模型的三相四线电压型 PWM 整流器无源控制[J]. *电工技术学报*, 2015,30(14) :354-361
- [ 13 ] 辛平, 白晶, 王潮泉, 等. 三相电流型 PWM 整流器的能量成型控制[J]. *煤矿机械*, 2016,37(8) :132-134
- [ 14 ] Shchur I, Rusek A, Biletskyi Y. Energy-shaping optimal load control of PMSG in a stand-alone wind turbine as a port-controlled Hamiltonian system[J]. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2014, 21(5) : 50-55
- [ 15 ] Shchur I, Lozinskyi A, Kopchak B, et al. Passive stall control systems of power limitation modes for vertical axis wind turbines (VAWT) [J]. *Analysis and Simulation of Electrical and Computer Systems*, 2017,21 ( 10 ) :131-159
- [ 16 ] 施建洪, 徐吉辉. 基于支持向量机回归和 RBF 神经网络的 PID 整定[J]. *海军航空工程学院学报*, 2015,30 ( 4 ) :310-314
- [ 17 ] Tang B, Xiang K, Pang M. An integrated particle swarm optimization approach hybridizing a new self-adaptive particle swarm optimization with a modified differential evolution[J]. *Neural Comput and Applic*, 2018, doi: 10.1007/s00521-018-3878-2
- [ 18 ] Xu L S, Yang W, Tian H X. Design of wideband CIC compensator based on particle swarm optimization[J]. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 2019,38(4) : 1833-1846
- [ 19 ] Ding S F, Du W, Zhao X Y, et al. A new asynchronous reinforcement learning algorithm based on improved parallel PSO[J]. *Applied Intelligence*, 2019, doi: 10.1007/s10489-019-01487-4
- [ 20 ] 张相胜, 陆书燕, 潘丰. 蚁群算法在油库发油 PID 控制中的应用[J]. *测控技术*, 2019,38(2) :61-64

# VSR passivity control based on RBFNN segmented online optimization

Gao Weishi<sup>\*</sup>, Yan Yunbing<sup>\*</sup>, Ma Qiang<sup>\*\*</sup>, Zhu Bowen<sup>\*\*</sup>, Wang Xiaodong<sup>\*\*</sup>

(<sup>\*</sup> College of Automobile and Traffic Engineering, Wuhan University of Science and Technology, Wuhan 430065)

(<sup>\*\*</sup> College of Automobile and Traffic Engineering, Hubei University of Arts and Science, Xiangyang 441053)

## Abstract

Aiming at the shortcomings of the traditional L-filtered voltage-type pulse width modulation (PWM) rectifier with high total distortion rate, poor stability and low control precision, a voltage source PWM rectifier (VSR) passive control strategy based on radial basis function neural network (RBFNN) segmentation online optimization LCL filtering is proposed, the inner loop passive controller of LCL voltage type PWM rectifier and the outer loop PID controller based on RBFNN are designed. The particle swarm optimization algorithm (PSO) is used to optimize the initial injection damping, RBFNN learning rate, momentum factor and saturation function saturation value under different loads, and the load resistance value is used as the RBFNN segmentation optimization trigger condition. Using the PSO offline optimization value under different loads performs segmental online optimization of the RBF-PID parameters to achieve optimal dynamic adjustment.

**Key words:** radial basis function neural network (RBFNN), particle swarm optimization (PSO), passivity-based control (PBC), LCL type filter, rectifier