

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.211361

基于 RBF 神经网络的电压外环滑模控制的 Vienna 整流器

杨旭红¹, 陈阳¹, 贾巍², 方剑峰¹, 罗新¹, 高子轩¹

(1. 上海电力大学自动化工程学院, 上海 200090; 2. 上海太阳能工程技术研究中心, 上海 200241)

摘要: 以 Vienna 整流器为研究对象, 针对其传统电压外环滑模变结构控制不变性和对系统参数扰动敏感的问题, 分析了以逼近率为基础的滑模变结构控制算法, 提出了一种基于 RBF 神经网络的自适应电压外环滑模控制算法。该控制算法通过将 RBF 神经网络与滑模控制算法有效结合, 同时将中点电位平衡控制加入到 RBF 神经网络自适应电压外环滑模控制算法的设计中, 使用 RBF 神经网络对电压外环非线性系统进行自适应逼近, 能够有效降低切换增益, 削弱抖振, 增强系统的抗干扰能力。最后, 通过仿真分析与实验测试验证所提控制算法的有效性。将所提出的控制算法与传统滑模控制算法、PI 控制算法进行比较, 结果表明采用这种电压外环控制算法能够对直流输出电压目标值进行快速跟踪, 平衡中点电位, 改善了系统的动静态性能, 提升了其抗干扰能力。

关键词: Vienna 整流器; 电压外环; 滑模控制; 趋近率; RBF 神经网络

Vienna rectifier with voltage outer loop sliding mode control based on an RBF neural network

YANG Xuhong¹, CHEN Yang¹, JIA Wei², FANG Jianfeng¹, LUO Xin¹, GAO Zixuan¹

(1. School of Automation Engineering, Shanghai Electric Power University, Shanghai 200090, China;

2. Shanghai Solar Energy Engineering Technology Research Center, Shanghai 200241, China)

Abstract: A Vienna rectifier is used as the research object, and an adaptive voltage outer loop sliding mode control algorithm based on the approximation rate is analyzed for its traditional voltage outer loop sliding mode variable structure control invariance and sensitivity to system parameter perturbation. By effectively combining the RBF neural network with the sliding mode control algorithm, the algorithm also adds the midpoint potential balance control to the design of the RBF neural network adaptive voltage outer-loop sliding mode control algorithm. It uses the RBF neural network for adaptive approximation of the voltage outer-loop nonlinear system. This can effectively reduce the switching gain, weaken the jitter and enhance the anti-interference capability of the system. Lastly, simulation analysis and experimental tests are conducted to verify the effectiveness of the proposed control algorithm. The algorithm is compared with the traditional sliding mode control algorithm and the PI control algorithm, and the results show that the use of this voltage external loop control algorithm can provide fast tracking of the target value of the DC output voltage and balanced midpoint potential. This improves the dynamic and static performance of the system and enhances its anti-interference capability.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51777120).

Key words: Vienna rectifier; voltage outer ring; sliding mode variable structure control; near rate; RBF neural network

0 引言

Vienna 整流器以其独特的优势受到越来越多的关注和应用。由于 Vienna 整流器的单向潮流特性, 主要用于中、大功率场合的单向整流或两级变

流器的前级升压整流模块。目前, 典型的应用场合包括航空电源、直流不间断电源(UPS)、直流充电桩等^[1-3]。

目前, 对 Vienna 整流器的研究主要集中在建立与分析数学模型、优化脉冲宽度调制技术和优化设计环路控制策略三方面。文献[1-2]研究了 Vienna 整流器一些典型的数学模型; 文献[3-9]对其调制算法进行了整体优化设计。对于 Vienna 整流器的外环电压多

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51777120); 上海市 2021 年度“科技创新行动计划”项目资助(21DZ1207502)

采用 PI 控制,但系统存在由输出电压误差线性求和造成的输出电压超调大以及由积分环节饱和引起的动态响应速度慢等缺点,因此有必要从电压外环着手进行控制系统的优化设计。文献[10]使用 ADRC(自抗扰控制)来设计电压外环控制器,在一定程度上解决了输出电压快速性与超调之间的矛盾;文献[11-12]采用滑模控制设计电压外环控制器,可以来解决 Vienna 整流器非线性系统控制问题,输出电压快速性与超调之间的矛盾也得到了进一步解决。文献[13]提出将模糊算法应用到滑模控制器中,直流侧输出的电压性能得到进一步优化,电流的 THD 也得到了优化。以上电压外环控制策略存在的共同缺点都是都要另外用 PI 控制器来进行中点电位的控制[14-15]。

本文将 RBF 神经网络[16-17]与 Vienna 整流器的电压环路滑模控制器相结合,设计出了基于 RBF 神经网络的电压环自适应滑模控制器。RBF 神经网络的收敛速率快,结构简单,具有最佳近似性并非常适用于实时的在线控制。将 RBF 神经网络和滑模控制结合起来,利用 RBF 神经网络逼近电压外环滑模的非线性函数,有效减小启动器增益和抖动。同时,将中点电位平衡控制与 RBF 神经网络自适应滑模控制一起加入,形成了新的电压外环控制算法,即 RBF 神经网络自适应控制算法,不仅节省了资源,而且改善了控制性能。最后,利用 Simulink 仿真和实验验证与其他控制器进行了对比分析,结果表明新型控制算法能够对直流输出电压目标值进行快速跟踪,平衡中点电位,提高了系统的动态性和鲁棒性,具有更大的优势。

1 dq 旋转坐标系下 Vienna 整流器的数学模型

目前 Vienna 整流器典型的拓扑结构图如图 1 所示。 $e_a、e_b、e_c$ 为三相交流输入电压; $i_a、i_b、i_c$ 为三相电流, $L_a、L_b、L_c$ 和 $R_a、R_b、R_c$ 分别为滤波电感和电阻,值分别为 L 和 R ;中间为由三对快速恢复体二极管组成的整流桥;三对双向开关分别由两个

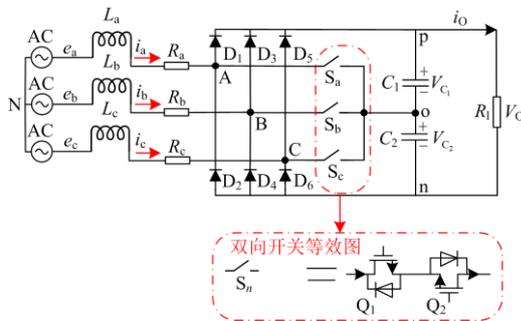


图 1 Vienna 整流器拓扑结构图

Fig. 1 Topology diagram of Vienna rectifier

方向相反的 Mosfet 组成; $V_{C_1}、V_{C_2}$ 分别为上下电容输出电压,直流输出电压为 $V_0(V_0 = V_{C_1} + V_{C_2})$; R_1 为负载输出电阻[18-19]。

当电网处于理想平衡状态下, dq 坐标系下 Vienna 整流器的数学模型[19]如式(1)所示。

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \omega Li_q + e_d - u_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - \omega Li_d + e_q - u_q \\ C \frac{dV_{C_1}}{dt} = S_{ap}i_d + S_{qp}i_q - \frac{V_{C_1} + V_{C_2}}{R_1} \\ C \frac{dV_{C_2}}{dt} = -S_{an}i_d - S_{qn}i_q - \frac{V_{C_1} + V_{C_2}}{R_1} \end{cases} \quad (1)$$

式中:

$$\begin{cases} u_d = S_{dp}V_{C_1} - S_{dn}V_{C_2} \\ u_q = S_{qp}V_{C_1} - S_{qn}V_{C_2} \end{cases} \quad (2)$$

$e_d、e_q$ 和 $i_d、i_q$ 分别为电网电压和输入电流的 $d、q$ 轴分量; ω 为输入三相电源的角频率; $R、L$ 分别为输入电阻和电感; $C、R_1$ 分别为输出端上下两个电容和负载电阻; $V_{C_1}、V_{C_2}$ 分别为上下两个电容的电压; $S_{ip}、S_{in}(i = d, q)$ 分别为正方向电流和负方向电流的开关函数,这里用 $u_d、u_q$ 来表示由开关函数组成的 d 轴和 q 轴的电压[13]。由式(1)可以得到 Vienna 整流器在 dq 旋转坐标系下的等效模型,如图 2 所示。

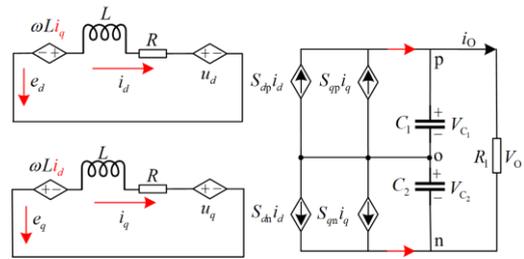


图 2 Vienna 整流器在 dq 坐标系下的等效电路图

Fig. 2 Equivalent circuit diagram of the model of Vienna rectifier in dq coordinate system

2 电流内环反馈线性化控制器的设计

dq 坐标系下三相 Vienna 整流器电流内环的模型为

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \omega Li_q + e_d - u_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - \omega Li_d + e_q - u_q \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可以看出, i_d 和 i_q 之间存在较强的耦合关系, 而在对电流外环设计控制器时, 希望各个变量独立计算, 采用反馈线性化理论对电流内环进行设计。

控制电流内环的目的是通过控制 S_p 、 S_m 使电流 i_d 、 i_q 分别跟踪电压外环给定的 i_d^* 和设定的 i_q^* , 以提供直流侧所需功率和获得给定的无功功率, 选择系统输出变量为 $y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d - i_d^* \\ i_q - i_q^* \end{bmatrix}$ 。

对系统输出求导, 可得

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Ri_d/L + \omega i_q + (e_d - u_d)/L \\ -Ri_q/L - \omega i_d + (e_q - u_q)/L \end{bmatrix} \quad (4)$$

容易判断 y 的相对阶为 1, 由输入输出线性化控制理论容易求出线性坐标变换为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Ri_d + \omega Li_q + e_d - v_1 \\ -Ri_q - \omega Li_d + e_q - v_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

使 $\begin{bmatrix} L\dot{y}_1 \\ L\dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$, $v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$ 为新的控制输入量。

因此原非线性系统就实现了输入、输出线性化及 i_d 、 i_q 解耦控制。采用状态反馈, 选取 $\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 y_1 \\ -k_2 y_2 \end{bmatrix}$, 使得 $\begin{bmatrix} L\dot{y}_1 \\ L\dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 y_1 \\ -k_2 y_2 \end{bmatrix}$, 选择合适的反馈系数 k_1 、 k_2 , 即可使输出 y 收敛, 且系统的动态性能良好^[20]。

3 电压环控制器的设计

3.1 电压控制环滑模控制器的设计

在 dq 旋转坐标系下三相 Vienna 整流器电压环的模型为

$$\begin{cases} C \frac{dV_{C_1}}{dt} = S_{dp} i_d + S_{qp} i_q - \frac{V_{C_1} + V_{C_2}}{R_1} \\ C \frac{dV_{C_2}}{dt} = -S_{dm} i_d - S_{qm} i_q - \frac{V_{C_1} + V_{C_2}}{R_1} \end{cases} \quad (6)$$

滑模面选取依据电压外环设计的控制目标, 使直流电压跟随参考电压 V_{Oref} 并保持稳定^[21], 保持中点电位的平衡, 给电流内环提供参考指令电流 i_d^* 。因此设计滑模控制器以消除上下电容电压 V_{C_1} 、 V_{C_2} 与其参考值 $V_{C_1}^*$ 、 $V_{C_2}^*$ 之间的误差, 滑模面的设计如式(7)。

$$\begin{cases} S_1 = k_p (V_{C_1}^* - V_{C_1}) + k_i \int_0^t (V_{C_1}^* - V_{C_1}) dt \\ S_2 = k_p (V_{C_2}^* - V_{C_2}) + k_i \int_0^t (V_{C_2}^* - V_{C_2}) dt \end{cases} \quad (7)$$

式中: V_{C_1} 、 V_{C_2} 和 $V_{C_1}^*$ 、 $V_{C_2}^*$ 分别为上下电容电压与其参考值, $V_{C_1}^* = V_{C_2}^* = \frac{V_{Oref}}{2}$; k_p 、 k_i 为滑模面上的两个系数, 取值都大于 0, 选择较大的 k_p 使系统的快速性得到保证, 同时选择较小的 k_i 能够降低系统的抖动。

为了减弱滑模变结构的抖动, 设计趋近率形式如式(8)。

$$\dot{S}_k = -\varepsilon \operatorname{sgn}(S_k) (\varepsilon > 0) (k=1,2) \quad (8)$$

式中: \dot{S}_k 为滑模面 S_k 的导数; ε 为趋近率的系数。

对式(7)求导, 可得

$$\begin{cases} -k_p \frac{dV_{C_1}}{dt} + k_i (V_{C_1}^* - V_{C_1}) = -\varepsilon \operatorname{sgn}(S_1) \\ -k_p \frac{dV_{C_2}}{dt} + k_i (V_{C_2}^* - V_{C_2}) = -\varepsilon \operatorname{sgn}(S_2) \end{cases} \quad (9)$$

对式(9)化简可得

$$\begin{cases} \frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{k_i}{k_p} (V_{C_1}^* - V_{C_1}) + \frac{\varepsilon}{k_p} \operatorname{sgn}(S_1) \\ \frac{dV_{C_2}}{dt} = \frac{k_i}{k_p} (V_{C_2}^* - V_{C_2}) + \frac{\varepsilon}{k_p} \operatorname{sgn}(S_2) \end{cases} \quad (10)$$

控制系统满足式(11)。

$$\begin{cases} \frac{3}{2} e_d i_d^* = \frac{V_o^2}{R_1} + CV_{C_1} \frac{dV_{C_1}}{dt} + CV_{C_2} \frac{dV_{C_2}}{dt} \\ -\frac{3}{2} e_d i_q^* = 0 \end{cases} \quad (11)$$

式中: V_o 为直流侧输出电压; R_1 为负载电阻。

求解式(11)可得

$$\begin{cases} i_d^* = \frac{2}{3e_d} \left(\frac{V_o^2}{R_1} + \frac{CV_{C_1}}{k_p} (k_i (V_{C_1}^* - V_{C_1}) + \varepsilon \operatorname{sgn}(S_1)) + \frac{CV_{C_2}}{k_p} (k_i (V_{C_2}^* - V_{C_2}) + \varepsilon \operatorname{sgn}(S_2)) \right) \\ i_q^* = 0 \end{cases} \quad (12)$$

式中: sgn 为饱和函数; 控制参数都取正数。

选择较大的 k_p 能够保证系统具有快速性, 并且在保证系统具有鲁棒性的同时, 较小的 k_i 能够有效地降低系统的抖动^[22]。

3.2 滑模特性分析

定理 1:

系统状态 S_k 能够在滑模控制的趋近率 $\dot{S}_k = -\varepsilon \operatorname{sgn}(S_k) (\varepsilon > 0) (k=1,2)$ 作用下到达平衡点 $S_k = 0$ 。

证明: 若趋近率中 $\varepsilon > 0$, 则

$$\dot{S}_k = -\varepsilon \operatorname{sgn}(S_k) \cdot S_k = -\varepsilon |S_k| < 0 \quad (13)$$

由式(13)可得该控制系统满足存在性和可达性的条件, 定理 1 得证。

4 基于 RBF 自适应神经网络电压外环控制器的设计与分析

Vienna 整流器在实际的应用中, 参数的摄动以及外在的扰动(如: 电磁干扰等)造成滑模控制器中趋近率的参数难以确定, 会造成较大的切换增益, 进而造成较大的抖动。针对此问题, 本节采用 RBF 自适应神经网络逼近^[23]第 3 节设计的滑模控制器 i_d^* 。

RBF 神经网络具有较好的局部逼近能力, 分为 3 层结构, 分别为作为系统输入的输入层、中间信息处理的隐含层和作为系统输出的输出层。每个隐含层节点有一个中心向量 \mathbf{c}_j , \mathbf{c}_j 和输入参数向量 \mathbf{x} 具有相同的维数, 它们之间的欧式距离定义为 $\|\mathbf{x} - \mathbf{c}_j\|$ 。其中: 下标 j 表示第 j 个基函数 ($j=1, L, m$); m 表示隐含层节点数。

为了实现对滑模控制器 i_d^* 很好的逼近, 选择输入层的网络输入为

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} e_d \\ S_1 \\ S_2 \\ V_{C_1} \\ V_{C_2} \\ V_{C_1}^* - V_{C_1} \\ V_{C_2}^* - V_{C_2} \end{bmatrix} \in \Omega_x \subset R^7 \quad (14)$$

取性能指标函数为

$$E(k) = \frac{1}{2} \delta^2 = \frac{1}{2} (i_d^* - i_d)^2 \quad (15)$$

式中, δ 为神经网络拟合值 i_d^* 与期望值 i_d 之间的误差。

采用最速下降法对神经网络进行学习和在线调整, 隐含层的基函数通常选择如式(16)所示的高斯基函数。

$$h_j = \exp\left(-\frac{\|\mathbf{x} - \mathbf{c}_j\|^2}{2b_j^2}\right) \quad (16)$$

式中, b_j 表示高斯基函数宽度的标量且为正数。

选用 Matlab 仿真软件对所设计网络进行训练。使用同一样本对隐含层神经元个数从 6 到 16 的网络进行训练并比较结果, 如表 1 所示。

表 1 不同数量隐含层神经元节点的神经网络测试结果

Table 1 Test results of neural networks with different numbers of hidden layer neuron nodes		
神经元个数	平均误差	平均耗时/s
6	0.037 83	3.6265
7	0.037 11	2.2655
8	0.036 98	2.7854
9	0.037 01	3.6734
10	0.039 34	2.7856
11	0.037 90	3.7898
12	0.037 24	2.6745
13	0.036 78	3.6754
14	0.038 64	1.8978
15	0.036 45	1.9845
16	0.038 34	2.8973

根据表 1 实验效果, m 的取值为 15。

将控制器 i_d^* 作为神经网络的输出, 其中的映射关系如图 3 所示。图中的隐含层节点向量为 $\mathbf{H} = [h_1 \ h_2 \ L \ h_{15}]^T$, 相应的中心点向量和基宽参数向量分别为

$$\mathbf{c}_j = [c_{j1} \ c_{j2} \ L \ c_{jn}]^T$$

$$\mathbf{b}_j = [b_1 \ b_2 \ L \ b_{15}]^T$$

式中, $i=1, 2, L, n$ 。

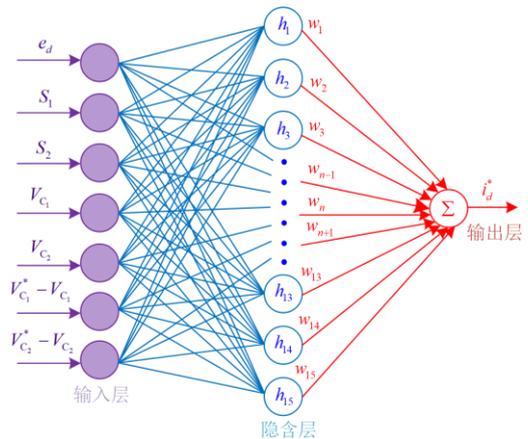


图 3 神经网络模型结构图

Fig. 3 Structure of neural network model

由图 3 可知, 其输出表达式为

$$i_d^* = \mathbf{W}^T * \mathbf{H} = \sum_{j=1}^{15} w_j h_j = \sum_{j=1}^{15} w_j \exp\left(-\frac{\|\mathbf{x} - \mathbf{c}_j\|^2}{2b_j^2}\right) \quad (17)$$

式中, $\mathbf{W} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_{15}]^T$ 是连接权值向量。

输出层 w_j 权值学习公式:

$$w_j(k) = w_j(k-1) + \Delta w_j(k) \quad (18)$$

$$\Delta \mathbf{w}_j(k) = -\eta \frac{\partial E}{\partial \mathbf{w}_j} = \eta (i_d^* - i_d) \mathbf{h}_j \quad (19)$$

基向量 \mathbf{b}_j 学习公式:

$$\mathbf{b}_j(k) = \mathbf{b}_j(k-1) + \Delta \mathbf{b}_j(k) \quad (20)$$

$$\Delta \mathbf{b}_j(k) = -\eta \frac{\partial E}{\partial \mathbf{b}_j} = \eta \delta \mathbf{w}_j \mathbf{h}_j \cdot \frac{\|\mathbf{x} - \mathbf{c}_j\|^2}{\mathbf{b}_j^3} \quad (21)$$

节点中心矢量 \mathbf{c}_{ji} 学习公式:

$$\mathbf{c}_{ji}(k) = \mathbf{c}_{ji}(k-1) + \Delta \mathbf{c}_{ji}(k) \quad (22)$$

$$\Delta \mathbf{c}_{ji}(k) = -\eta \frac{\partial E}{\partial \mathbf{c}_{ji}} = \eta \delta \mathbf{w}_j \mathbf{h}_j \cdot \frac{\mathbf{x}_j - \mathbf{c}_{ji}}{\mathbf{b}_j^2} \quad (23)$$

式中, $\eta \in (0,1)$ 为学习速率。

图3所示网络的理想输出值记为

$$i_d^* = \mathbf{W}^{*T} \cdot \mathbf{H} + \zeta_1 \quad (24)$$

式中: ζ_1 为有界的逼近误差, 即 $|\zeta_1| \leq \zeta_0$; \mathbf{W}^* 为理想连接权重。

$$\mathbf{W}^* = \arg \min \left\{ \sup |\mathbf{W}^T \cdot \mathbf{H} - i_d^*| \right\} \quad (25)$$

一般情况 \mathbf{W}^* 是无法得到的, 需要在对控制器设计时进行估测。令 $\hat{\mathbf{W}}$ 为 \mathbf{W}^* 的估测值, 则自适应控制器设计为

$$i_d^* = \hat{\mathbf{W}}^T \cdot \mathbf{H} \quad (26)$$

式(27)是连接权值的鲁棒更新算法。

$$\hat{\mathbf{W}} = -\Gamma (\mathbf{H} S_k + \sigma \hat{\mathbf{W}}) \quad (27)$$

式中: $\Gamma = \Gamma^T > 0$ 为自适应增益矩阵; σ 为大于零的常值, 当存在神经网络逼近误差以及外界干扰时, σ 修正能够提升自适应控制器的鲁棒性^[24-25]。

在设计 Lyapunov 函数时考虑包含滑模面与鲁棒自适应率, 具体表达式为

$$V = \frac{1}{2} S_k^2 + \frac{1}{2} (\hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*)^T \Gamma^{-1} (\hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*) \quad (28)$$

对式(28)求得

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= S_k \dot{S}_k + (\hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*)^T \Gamma^{-1} \dot{\hat{\mathbf{W}}} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(S_k) \cdot S_k + \\ &(\hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*)^T \mathbf{H} S_k + (\hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*)^T \Gamma^{-1} (-\Gamma (\mathbf{H} S_k + \\ &\sigma \hat{\mathbf{W}})) = -\varepsilon |S_k| - \sigma (\hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*)^T \hat{\mathbf{W}} \end{aligned} \quad (29)$$

式中:

$$\begin{aligned} (\hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*)^T \hat{\mathbf{W}} &= \frac{1}{2} [(\hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*)^T (\hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^* + \mathbf{W}^*) + (\hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*)^T \hat{\mathbf{W}}] = \\ &\frac{1}{2} [(\hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*)^T - (\hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*) \mathbf{W}^* + \hat{\mathbf{W}}^T \hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^{*T} \hat{\mathbf{W}}] = \\ &\|\hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*\| + \|\hat{\mathbf{W}}\|^2 - \|\mathbf{W}^*\|^2 \geq \|\hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*\|^2 - \|\mathbf{W}^*\|^2 \end{aligned} \quad (30)$$

令 $\bar{\Gamma}$ 为矩阵 Γ^{-1} 的最大特征值, 根据式(29)和式(30), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\varepsilon |S_k| - \sigma (\|\hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*\|^2 - \|\mathbf{W}^*\|^2) \leq \\ &-\varepsilon |S_k| - \sigma \|\mathbf{W}^*\|^2 \leq 0 \end{aligned} \quad (31)$$

所以该控制系统满足存在性和可达性的条件^[26]。

S_1 、 S_2 作为神经网络输入的一部分, 是在设计滑模控制器时得到的两个量, 神经网络的其他输入量都可以直接得到, 神经网络的输出为 i_d^* 。

因此, 基于 RBF 神经网络自适应控制器的设计结构如图 4 所示。

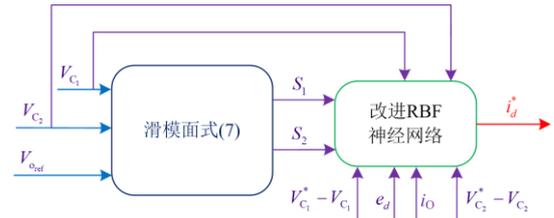


图 4 基于 RBF 神经网络自适应控制器

Fig. 4 Adaptive controller based on improved RBF neural network

综上所述, 得到如图 5 所示的 Vienna 整流器控制原理框图。

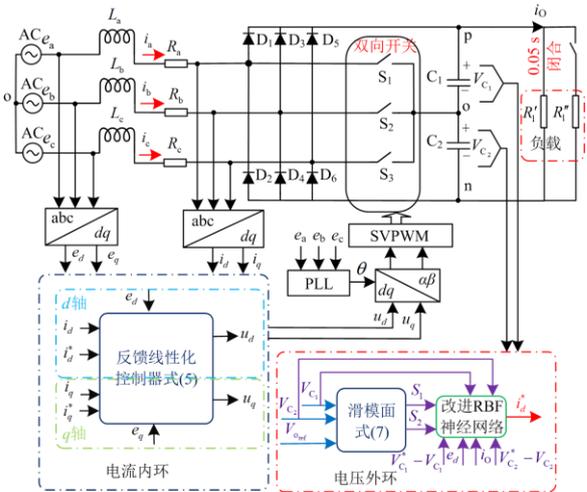


图 5 三相 Vienna 整流器控制框图

Fig. 5 Control block diagram of three-phase Vienna rectifier

根据电流、电压传感器检测到三相电源的电压和电流, 通过转换公式转换到 dq 坐标系下, 再根据式(5)进行控制得到输出 u_d 、 u_q 。直流输出端通过传感器检测输出端的电流和上下两端的电压, 通过 RBF 神经网络自适应控制器实现对电压环的控制, 输出 dq 轴的电流参考值 i_d^* 和 i_q^* 。最后, 利用锁相环 PLL 检测到的电网角度 θ 将 u_d 、 u_q 转换到静止坐标

系进行 SVPWM 调制, 输出信号对三对由 MOSFET 组成的双向开关进行控制。

5 Simulink 仿真验证

通过表 2(除控制器部分)里的仿真参数来验证控制算法的有效性。

表 2 仿真参数
Table 2 Simulation parameters

参数	数值
三相交流电压有效值 V_{ms} / V	220
电网频率 f / Hz	50
输入电感 L / mH	0.35
输入电阻 R / Ω	0.05
滤波电容 C / mF	0.60
负载电阻 R'_1 / Ω	80
负载电阻 R'_2 / Ω	560
开关频率 f_w / kHz	20
直流参考电压 V_{Oref} / V	800

5.1 硬件参数设计

Vienna 整流器的直流输出电压除需满足桥式整流器的约束条件($V_o \geq \sqrt{3}E_m$)外, 还需满足式(32)所示的条件。

$$V_o \geq \sqrt{3}E_m + 3\omega LI_m \quad (32)$$

式中: E_m 为电网相电动势峰值; I_m 为交流侧基波相电流峰值。

Vienna 整流器的有功功率可由 $P = 3/2 E_m I_m \cos \varphi$ 得到, 进一步可得

$$I_m = \frac{2P}{3E_m \cos \varphi} \quad (33)$$

则式(32)可写为

$$V_o \geq \sqrt{3}E_m + \frac{2P\omega L}{E_m \cos \varphi} \quad (34)$$

选择功率器件重要的原则就是考虑其所承受的电压应力和电流应力。由 Vienna 整流器拓扑图可知, 二极管承受的反向电压为直流侧输出电压的一半, 即 $V_o / 2$; 功率开关 $S_i (i = a, b, c)$ 承受反向电压同样为 $V_o / 2$ 。

考虑功率器件所承受的电流应力时, 不仅要考虑交流侧的电流峰值, 同时还要考虑纹波电流的影响, 设 ΔI 为输入电流的纹波电流最大值, 这里取输入峰值电流的 20%:

$$I_p = I_m + \Delta I / 2 = 1.1I_m = \frac{2.2P}{3E_m \cos \varphi} \quad (35)$$

三相输入电感 L 、电阻 R 的设计: 电感对主电

路的影响至关重要, 它可以起到滤除谐波电流、提高交流侧输入电流的正弦化程度的作用; 同时电感又作为储能原件可以起到升压的作用, 使得 Vienna 整流器具有升压功能。电感量选取要适当, 不能一味地采用大电感量, 电感量大能够更好地抑制谐波, 但是会增大装置成本和体积, 同时还会降低内环动态性能, 在设计电感时要综合考虑, 电感量足够小以确保电流的响应速度, 特别在电流过零时要保证电流响应速度; 电感量足够大以确保能很好地抑制输入电流的谐波和保证输入电流的正弦化。由此可得电感量的选取公式为^[27]

$$\frac{(2V_{Oref} - 3V_m)V_m}{2f_s V_{Oref} \Delta i_{MAX}} \leq L \leq \frac{2V_{Oref}}{3\omega i_m} \quad (36)$$

式中: V_{Oref} 为直流输出电压的给定值, 取 800 V; V_m 为输入电压的峰值; f_s 为开关频率, 取 20 kHz; Δi_{MAX} 为最大谐波电流脉动量; i_m 为输入基波电流的峰值。

综合考虑成本、装置体积以及性能指标, 本文选取的电感量为 3.5 mH。

串联电阻太小, 起不到抑制谐振峰的目的, 串联电阻太大又造成很大的功率损耗。所以在实际的滤波器参数设计中, 一般阻尼电阻 R 取值为谐振角频率 ω 处滤波电容 C 容抗的 1/3, 即

$$R = \frac{1}{3\omega C} \quad (37)$$

所以将其串联输入电阻 R 设为 0.05 Ω 。

直流电容 C 的设计: 它类似于输入电感的设计, 由电容在电路中的作用来设计电容值的大小, 电容的作用是稳压, 相当于恒定直流电源, 同时又作为能量存储器件, 是交流侧和直流侧的能量转换站。因此确保在各种干扰下能有一个稳定的直流输出电压, 电容的值要尽可能大一些, 根据直流母线电压负载功率变化量的最大值来设计电容参数^[27]。

$$C \geq \frac{T_{iMAX} \Delta P_{O MAX}}{2V_{Oref} \Delta V_{Oref MAX}} \quad (38)$$

式中: T_{iMAX} 为系统的最大惯性时间常数, 通常取 0.01 s; $\Delta P_{O MAX}$ 为负载功率变化量的最大值, 通常取为 9.5 kW; $\Delta V_{Oref MAX}$ 为直流母线电压变化的最大值, 通常是直流电压的 15%。

将实验参数代入式(37), 得到 $C \geq 510 \mu\text{F}$, 综合考虑成本、装置体积以及性能指标, 本文选取的电容为 0.60 μF 。

负载电阻的设计: 根据器件的特性将输出电流设为 10 A, 又输出电压为 800 V, 所以输出负载电阻为 $R'_1 = 80 \Omega$, 为了使电路发生变化后负载电阻值

为整数值 70Ω , 则 $R_1'' = 560 \Omega$ 。

5.2 改进的控制算法

通过第 2 节对电流内环解耦的分析, 可以得到内环参数为: $k_1 = 15$, $k_2 = 10$; 电压外环控制器的参数设置为: 学习步长 $\eta = 0.5$ 。

仿真的总时长设置为 0.1 s (5 个电网周期), 并且在 0.05 s 时, 输出端负载 R_1 从 80Ω 变为 70Ω 。仿真结果如图 6—图 8 所示。从图 6 可以看出, 直流输出电压到达稳态值所需的时长约为 0.004 s ; 稳定前的超调在 5 V 左右; 在 0.05 s 负载突变时, 输出端直流电压会产生 0.5 V 左右较小的波动, 并且中点电位平衡能够快速实现, 可以看出运用此控制算法增强了系统的抗干扰能力。图 7 中的输入 a 相电压、电流波形符合正弦曲线规律, 系统启动时输入端三相交流电的电流、电压畸变比较小, 在 0.05 s 负载突变时, 电流、电压畸变变化较小。

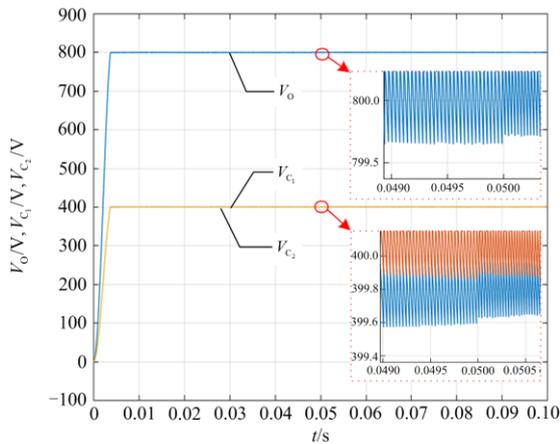


图 6 直流侧输出端电压波形

Fig. 6 Voltage waveform at output end of DC side

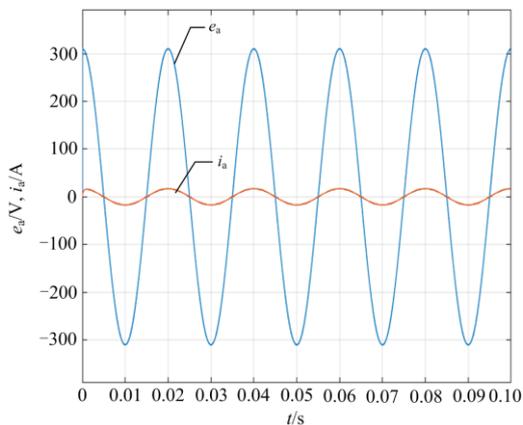


图 7 交流输入端 a 相电压、电流波形

Fig. 7 Voltage and current waveform of phase-a at AC input

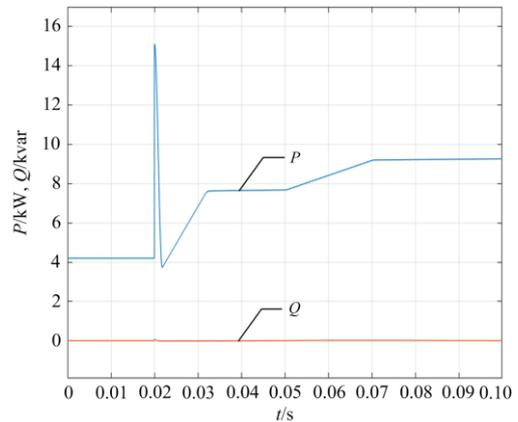


图 8 有功功率、无功功率波形

Fig. 8 Waveform of active power and reactive power

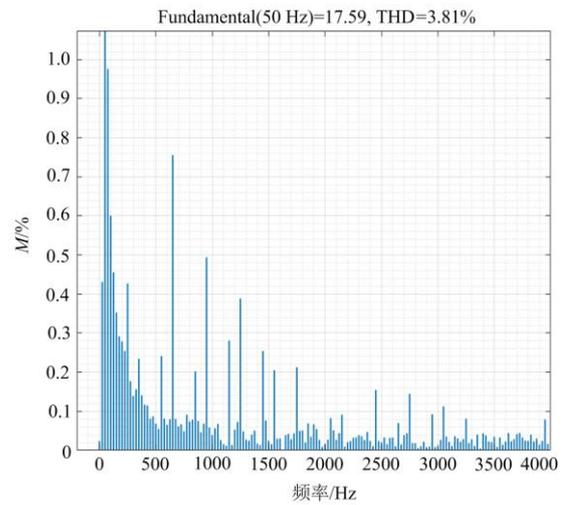


图 9 负载突变时 a 相电流频谱

Fig. 9 Current spectrum of phase-a at load mutation

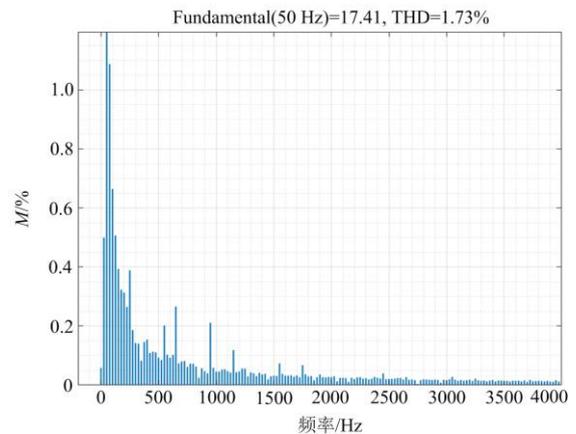


图 10 负载稳定后 a 相电流频谱

Fig. 10 Current spectrum of phase-a after stabilization

从图 9 可以看出 a 相电流在负载突变前 THD 为 3.81%，图 10 负载稳定后的 THD 减小为 1.73%。图 8 为有功功率、无功功率曲线，负载突变前，有功功率 0.033 s 时达到稳态值 7.6 kW，0.05 s 负载突变后，输出功率逐渐变大，0.07 s 后达到稳态值 9.5 kW。系统总体的动静态性能、抗干扰能力得到了进一步的提升。

5.3 硬件参数变化控制方法误差分析

闭环控制条件下负载突变时的动态仿真结果如图 11 所示。初始负载为 80 Ω，当 $t = 0.05$ s 时负载产生突变，变为 70 Ω。从图 11 中可以看出，两种控制算法都能快速跟踪功率参考值，但所提新控制算法纹波较小，稳态性能较好。

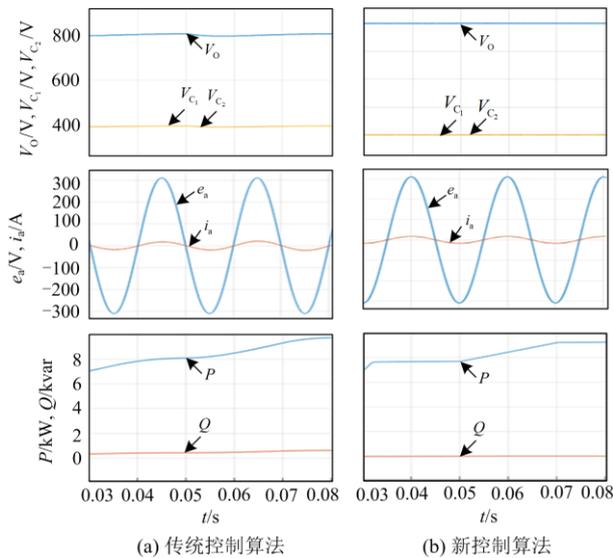


图 11 负载突变时两种控制算法动态仿真分析

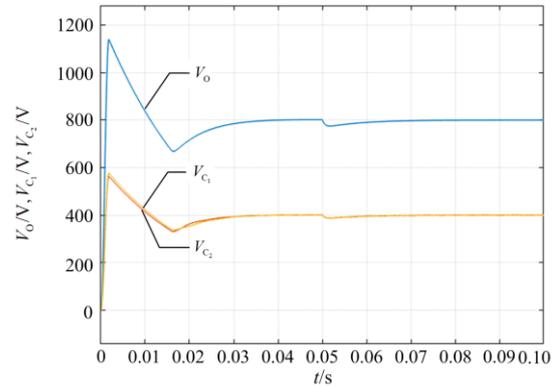
Fig. 11 Dynamic simulation analysis of two control algorithms under load mutation

5.4 三种控制算法仿真结果对比

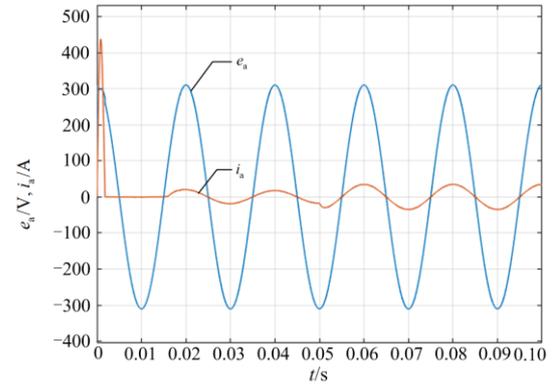
双闭环控制电流内环 PI 参数为： $k_{pi} = 0.2$ ， $k_{ii} = 2$ ；电压环 PI 参数设为： $k_{pi} = 0.8, k_{ii} = 100$ ，中点电位控制 PI 参数设为： $k_{p2} = 1, k_{i2} = 5$ 。双闭环 PI 控制算法与新控制算法的仿真结果对比如图 12 和图 13 所示。

反馈线性化加滑模混合控制算法电流内环参数为： $k_1 = 15, k_2 = 10$ ，外环滑模控制中滑模面的参数设置为： $k_p = 1500, k_i = 300$ 。反馈线性化加滑模混合控制算法与新控制算法仿真结果对比如图 14 和图 15 所示，输出端直流电压性能对比如表 3 所示。

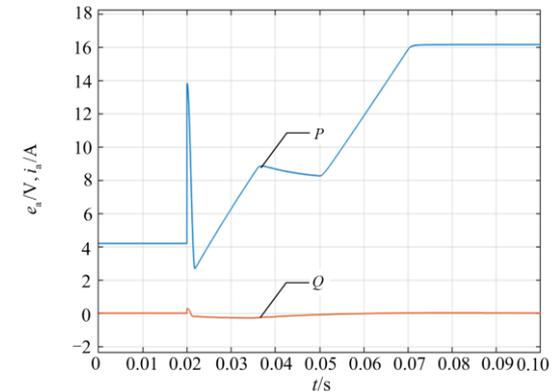
从表 3 可以看出，基于双闭环 PI 控制算法直流电压输出曲线的超调量和调节时间最大，分别达到 46.625% 和 0.033 s (一个半电网周期)，同时输入电流



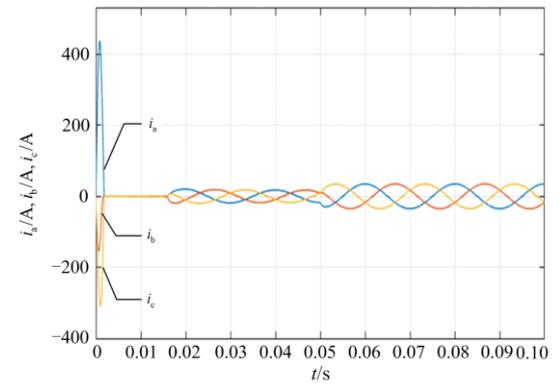
(a) 直流侧电压



(b) a相电压和电流



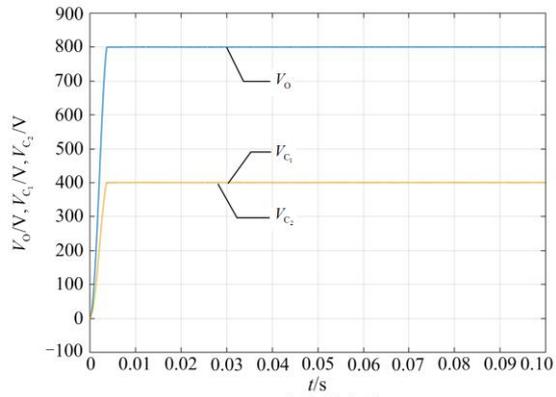
(c) 有功和无功功率



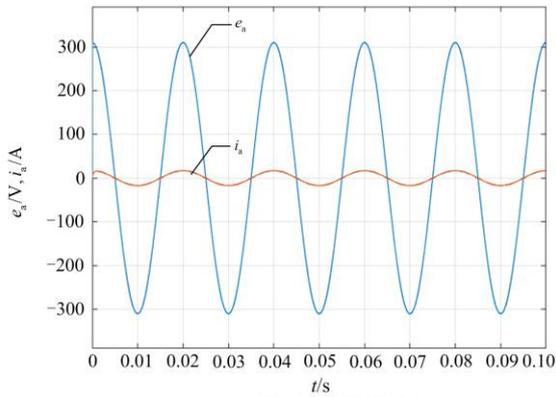
(d) 三相电流

图 12 双闭环 PI 控制

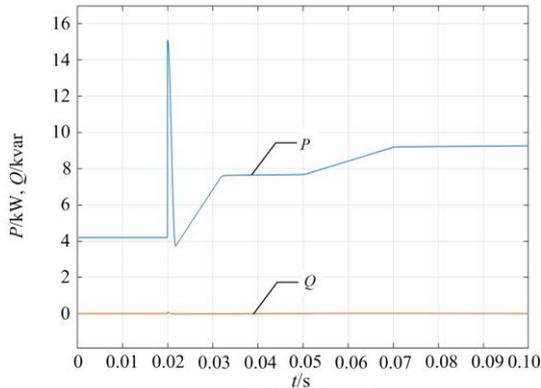
Fig. 12 Double closed-loop PI control algorithm



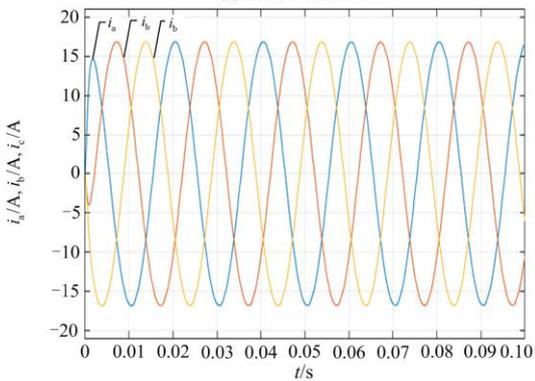
(a) 直流侧电压



(b) a相电压和电流



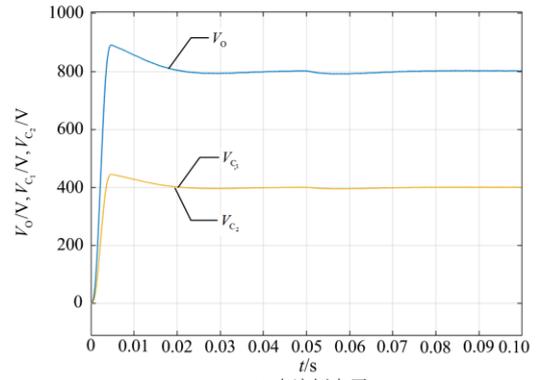
(c) 有功和无功功率



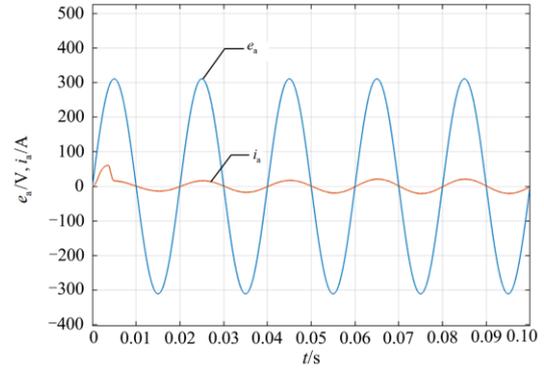
(d) 三相电流

图 13 新控制算法

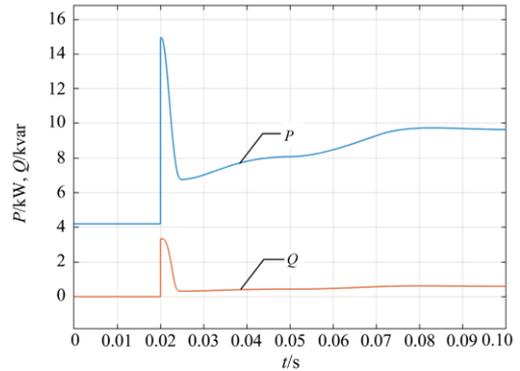
Fig. 13 New control algorithm



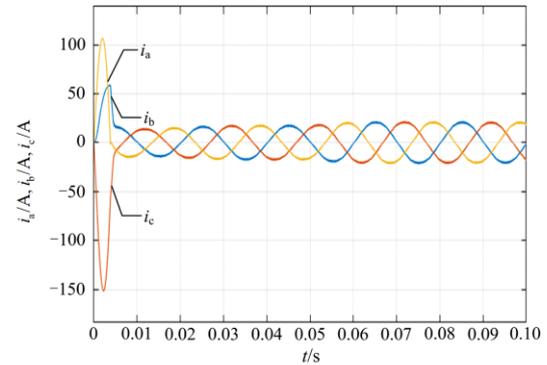
(a) 直流侧电压



(b) a相电压和电流



(c) 有功和无功功率



(d) 三相电流

图 14 反馈线性化+滑模控制

Fig. 14 Feedback linearization and sliding mode hybrid control algorithm

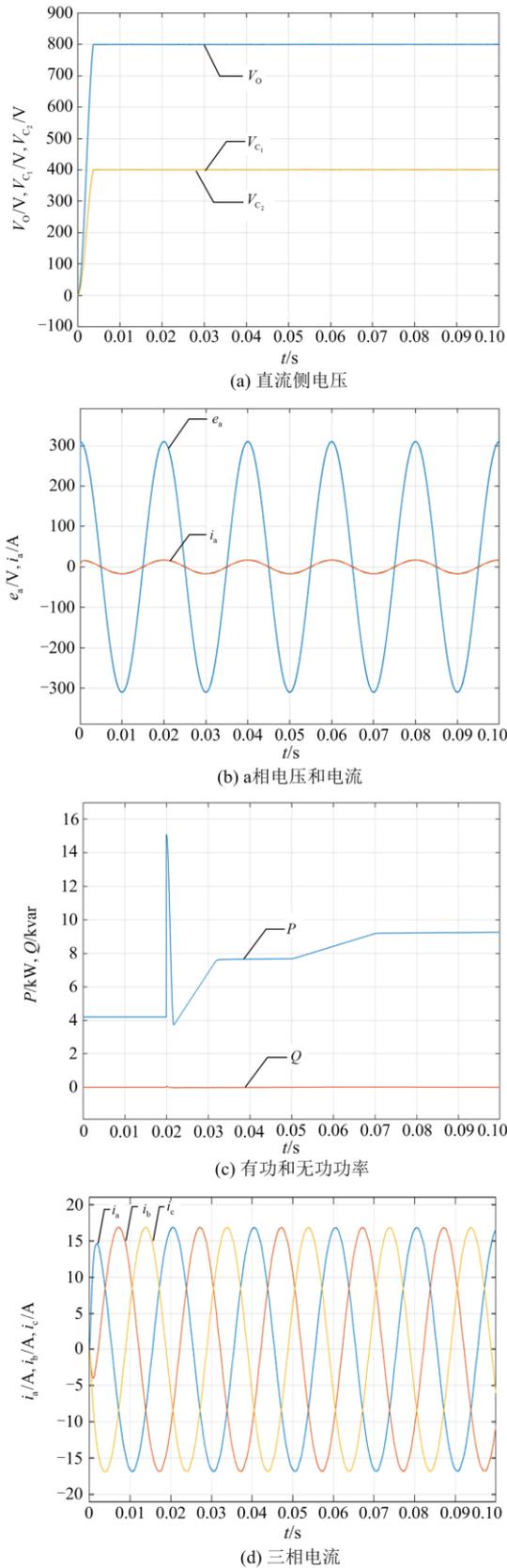


图 15 新控制算法

Fig. 15 New control algorithm

表 3 控制性能参数对比

Table 3 Control performance parameter comparison

参数	双 PI 算法	传统滑模算法	新型算法
超调量/%	46.625	10.625	0.625
上升时间/s	0.003	0.009	0.003
调节时间/s	0.033	0.022	0.004
负载突变前 THD/%	4.35	4.01	3.81
负载突变后 THD/%	2.83	1.85	1.73

的 THD 也比较大, 中点平衡特性比较差。当运用滑模控制对电压外环控制算法进行改进时, 系统直流输出曲线的超调量降低了 36%, 但是系统的响应速度降低了, 上升时间从 0.003 s 增加到 0.009 s(半个电网周期), 此时调节时间也变小了; 输入端电流的 THD 也减小了, 中点电位平衡能力得到提升, 系统的有功功率变化比较稳定, 无功功率基本稳定在零, 不会出现负值, 传统的电压外环滑模控制算法对系统控制性能的提升起到了较大的作用。

运用 RBF 神经网络对传统的电压外环滑模控制进行改进, 优化成一种新型的外环电压控制算法。超调量、上升时间、调节时间等动静态性能都得到了进一步的提升, 运用这种电压外环控制算法对电压外环进行控制时, 直流输出曲线的超调量变为 0.625%, 上升时间和调节时间也得到了进一步的减小, 分别变为 0.003 s 和 0.004 s; 输入电流 THD 在负载启动后和稳定时分别为 3.81% 和 1.73%, 电流畸变小了。

负载突变前, 有功功率在 0.033 s 时达到稳态值 7.6 kW, 0.05 s 负载突变后, 输出功率逐渐变大, 0.07 s 后达到稳态值 9.5 kW。由此可以看出, 运用新型电压外环控制算法时系统的抗干扰能力和动态特性得到提升。

6 实验验证

为验证本文所提出的改进滑模电压外环控制策略的有效性, 搭建了如图 16 所示的 Vienna 整流器实验平台。实验参数依然如表 2 所示。控制器采用德州仪器 TMS320F2812, 数字信号处理器可通过 RT-LAB 的模拟量输入输出通道与下位机通信实现闭环控制。

实验波形如图 17 和图 18 所示。不同控制算法执行时间对比如表 4 所示。由图 17、图 18 可以看出, 当负载突变时, 采用新控制算法, 上下电容两端电压跟踪参考值的快速性相对于原控制算法提升许多, 当负载发生变化时, 其输出电压经过很小的波动后(调整时间由原算法的 63.5 ms 减小到 24.6 ms), 仍能很好地稳定在设定值 $V_{offset} = 400 V$ 。

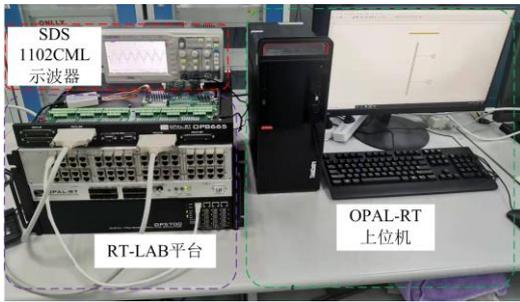
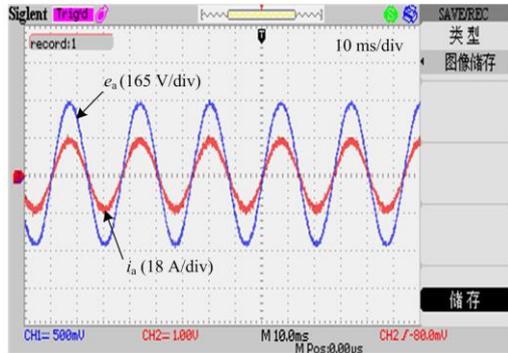
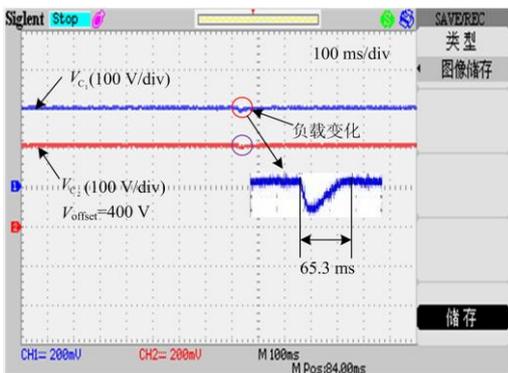


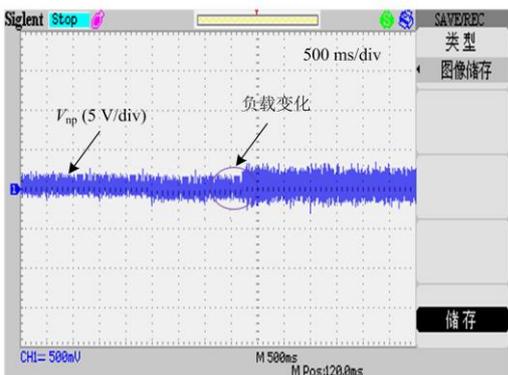
图 16 Vienna 整流器实验平台
Fig. 16 Vienna rectifier test platform



(a) 相电压和电流

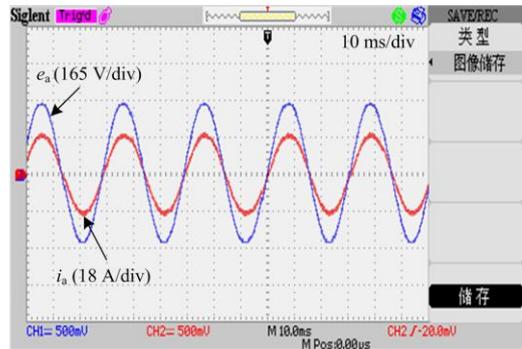


(b) 上下电容电压

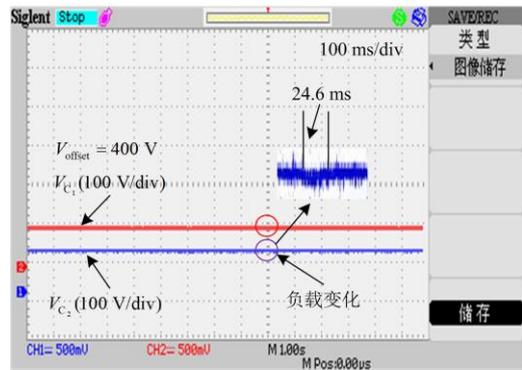


(c) 中点电位误差

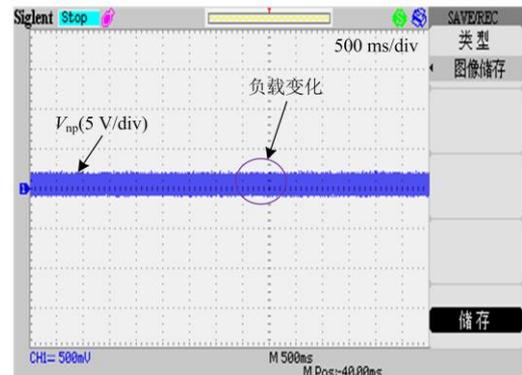
图 17 反馈线性化+滑模控制
Fig. 17 Feedback linearization and sliding mode hybrid control algorithm



(a) a相电压和电流



(b) 上下电容电压



(c) 中点电位误差

图 18 新控制算法

Fig. 18 New control algorithm

表 4 不同控制算法执行时间对比

Table 4 Comparison of execution time of different control algorithms

方法	传统PI控制 算法	反馈线性化+ 滑模控制算法	新控制算法
执行时间	23.5 μ s	24.2 μ s	10.6 μ s

与原控制算法相比, 新控制算法实现了较小的电流畸变, 同时中点电位的变化波动也很小, 稳定性也得到了优化, 并且由表 4 可知, 所提新算法的执行时间减小到 10.6 μ s。

7 结论

本文提出了一种新型基于反馈线性化电流内环和基于 RBF 神经网络的电压外环三相三电平 Vienna 整流器混合控制策略。与传统的反馈线性化加滑模混合控制相比,该控制算法综合考虑了直流电压、中点电位平衡和输入侧电流 3 个控制目标,使系统的静态性能得到了进一步提升。用 Simulink 搭建仿真模型,与双 PI 控制和传统的混合控制进行性能对比,并且经过实验测试验证,结果表明:采用新型混合控制算法,在系统启动和负载突变的时候既提升了系统响应速度,又使系统的抗干扰能力得到进一步提升,同时满足系统控制性能要求,保证交流侧输入电流为正弦,THD 变小;输出端得到电压可控且纹波小的直流电压,中点电位达到平衡。

参考文献

- [1] THANGAVELU T, SHANMUGAM P, RAJ K. Modelling and control of VIENNA rectifier a single phase approach[J]. IET Power Electronics, 2015, 8(12): 2471-2482.
- [2] MA HUI, XIE, YUNXIANG, SUN, BIAO GUANG, et al. Modeling and direct power control method of Vienna rectifiers using the sliding mode control approach[J]. Journal of power electronics: a publications of the Korean Institute of Power Electronics, 2015, 15(1): 190-201.
- [3] ZHU Wenjie, CHEN Changsong, DUAN Shanxu, et al. A carrier-based discontinuous PWM method with varying clamped area for Vienna rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(9): 7177-7188.
- [4] ZHANG Li, ZHAO Rui, JU Ping, et al. A modified DPWM with neutral point voltage balance capability for three-phase Vienna rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 263-273.
- [5] HANG Lijun, ZHANG Ming, LI Bin, et al. Space vector modulation strategy for VIENNA rectifier and load unbalanced ability[J]. IET Power Electronics, 2013, 6(7): 1399-1405.
- [6] 周左, 汪洋, 李正明. 基于占空比控制的 Vienna 整流器模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(10): 162-169.
ZHOU Zuo, WANG Yang, LI Zhengming. Model predictive control strategy of a Vienna rectifier based on duty cycle control[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(10): 162-169.
- [7] XING Xiangyang, LI Xiaoyan, QIN Changwei, et al. Two-layer pulsewidth modulation strategy for common-mode voltage and current harmonic distortion reduction in Vienna rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(9): 7470-7483.
- [8] FADAEIAN T, GHOLAMIAN S A, GHOREISHY H. A novel discontinuous pulse width modulation strategy based on circuit-level decoupling concept for Vienna rectifier[J]. Revue Roumaine des Sciences Techniques. Serie Electrotechnique et Energetique, 2020, 65(1/2): 87-95.
- [9] 李正明, 孔茗. VIENNA 整流器中点电位平衡控制策略研究[J]. 电测与仪表, 2020, 57(6): 120-125.
LI Zhengming, KONG Ming. Research on midpoint potential balance control strategy of VIENNA rectifier[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(6): 120-125.
- [10] 袁东林, 邵如平, 许文钱, 等. 基于新型自抗扰控制的 VIENNA 整流器控制策略[J]. 电力电子技术, 2019, 53(12): 102-105.
YUAN Donglin, SHAO Ruping, XU Wenqian, et al. Research on VIENNA rectifier control strategy based on new active disturbance rejection control[J]. Power Electronics, 2019, 53(12): 102-105.
- [11] DANG Chaoliang, TONG Xiangqian, SONG Weizhang. Discrete sliding mode control strategy for a three-phase Boost-type VIENNA rectifier with the CB-PWM[J]. IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2020, 15(4): 607-615.
- [12] MA Hui, XIE Yunxiang, SHI Zeyu. Improved direct power control for Vienna-type rectifiers based on sliding mode control[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(3): 427-434.
- [13] 黄辉先, 汤湘宁. 基于模糊滑模控制的三相 PWM 整流器仿真[J]. 电源技术, 2013, 37(5): 836-839.
HUANG Huixian, TANG Xiangning. Simulation of PWM rectifier based on fuzzy reaching law of sliding mode variable structure control[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2013, 37(5): 836-839.
- [14] 杨俊伟, 史旺旺. 交流电流直接控制的单相 PWM 整流器非线性控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(20): 114-118.
YANG Junwei, SHI Wangwang. Nonlinear control strategy for direct AC current control in single-phase PWM rectifier[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(20): 114-118.
- [15] 王君力, 张安堂, 李彦斌, 等. 三相四线制 VIENNA 整流器改进单周期控制的仿真研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(18): 88-95.
WANG Junli, ZHANG Antang, LI Yanbin, et al. Simulation study on three-phase four-wire VIENNA

- rectifier based on advanced one cycle control strategy[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(18): 88-95.
- [16] HAN Honggui, WU Xiaolong, ZHANG Lu, et al. Self-organizing RBF neural network using an adaptive gradient multiobjective particle swarm optimization[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2019, 49(1): 69-82.
- [17] 乔俊飞, 孙玉庆, 韩红桂. 改进 K-means 算法优化 RBF 神经网络的出水氨氮预测[J]. 控制工程, 2018, 25(3): 375-379.
- QIAO Junfei, SUN Yuqing, HAN Honggui. Prediction of effluent ammonia nitrogen based on improved K-means algorithm optimizing RBF neural network[J]. Control Engineering, 2018, 25(3): 375-379.
- [18] 杨道宽, 王久和, 李建国. 不平衡电网下 Vienna 整流器混合无源控制研究[J]. 燕山大学学报, 2019, 43(5): 408-416.
- YANG Daokuan, WANG Jiuhé, LI Jianguo. Research on hybrid passivity based control of Vienna rectifier under unbalanced grids[J]. Journal of Yanshan University, 2019, 43(5): 408-416.
- [19] 宋卫章, 余丰, 戴智豪, 等. 带负载电流前馈的 VIENNA 整流器 PR 控制[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(5): 76-83.
- SONG Weizhang, YU Feng, DAI Zhihao, et al. Proportional resonant current control strategy with load current feed-forward control for VIENNA rectifier[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(5): 76-83.
- [20] 郑春菊, 孟鑫, 周群, 等. 三相多驱动系统带移相电流控制的谐波消除方法[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(12): 114-123.
- ZHENG Chunju, MENG Xin, ZHOU Qun, et al. Harmonic elimination method with phase-shifted current control in a three-phase multi-drive system[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(12): 114-123.
- [21] 袁义生, 陈旭, 毛凯翔. 基于纹波电压前馈的级联 H 桥整流器输出电压平衡策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(2): 9-17.
- YUAN Yisheng, CHEN Xu, MAO Kaixiang. Output voltage balance strategy based on ripple voltage feedforward for cascaded H-bridge rectifier[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(2): 9-17.
- [22] XIA Yang, GOU Bin, XU Yan. A new ensemble-based classifier for IGBT open-circuit fault diagnosis in three-phase PWM converter[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2018, 3(4): 364-372.
- [23] REDDY D, RAMASAMY S. Design of RBFN controller based boost type Vienna rectifier for grid-tied wind energy conversion system[J]. IEEE Access, 2018, 6: 3167-3175.
- [24] 刘喜梅, 王宁, 张硕博. 基于 CPS-SPWM 的模块化多电平整流器的研究与应用[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(22): 180-187.
- LIU Ximei, WANG Ning, ZHANG Shuobo. Research and application of a modular multilevel rectifier based on CPS-SPWM[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(22): 180-187.
- [25] 宋平岗, 朱维昌, 戈旺. 基于微分平坦理论的单相 PWM 整流器直接功率控制[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(5): 38-44.
- SONG Pinggang, ZHU Weichang, GE Wang. Differential flatness based direct power control for single-phase PWM rectifier[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(5): 38-44.
- [26] 任鹏飞, 耿世勇. 基于 H_∞ 和 L_2 干扰抑制的 PWM 整流器双闭环控制[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(9): 43-48.
- REN Pengfei, GENG Shiyong. Double closed-loop control of PWM rectifier based on H_∞ and L_2 disturbance suppression[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(9): 43-48.
- [27] 马辉. 三相 VIENNA 整流器调制技术及非线性控制策略研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2016.
- MA Hui. Research on modulation and nonlinear control strategy for three-phase VIENNA rectifier[D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2016.

收稿日期: 2021-10-08; 修回日期: 2021-11-23

作者简介:

杨旭红(1969—), 女, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为智能电网控制技术、火电和核电机组的仿真建模及控制技术。E-mail: yangxuhong.sh@163.com

(编辑 魏小丽)