

基于神经网络的三相 Vienna 整流器 全局快速终端滑模控制

李颖晖¹, 王瑶东^{1*}, 邱泉楠², 郭旭¹, 黄舜¹

(1. 空军工程大学航空工程学院, 西安, 710038; 2. 95133 部队, 武汉, 430415)

摘要:针对 Vienna 整流器采用传统 PI 控制输出电压超调大, 功率因数低, 当系统参数发生变化时难以收敛, 对交流侧输入电流干扰大等问题, 提出一种基于神经网络的全局快速终端滑模控制策略。针对系统参数在实际环境中发生扰动和受到外界扰动, 重新建立系统的不确定模型, 将不确定项合并为总扰动并利用所建立自适应神经网络对其进行估计, 并运用 Lyapunov 定理证明该非线性控制系统在系统参数扰动及外界扰动中可实现有界稳定。仿真结果表明: 利用该方法提高了 Vienna 整流器功率因数, 有效优化了输出电压超调高的问题并且有效降低了系统的谐波污染。最后搭建了实物样机, 实验结果验证了上述结论的正确性。采用文中方法电压未出现超调, 并且稳态响应时间减少了 69%, 切换负载电压波动减少了 87%, 动态响应时间减少了 84%, 谐波含量减少了 68%。

关键词 Vienna 整流器; 自适应滑模控制; 人工神经网络; 不确定模型; 非线性系统控制

DOI 10.3969/j.issn.2097-1915.2022.06.010

中图分类号 TM461 **文献标志码** A **文章编号** 2097-1915(2022)06-0071-08

A Global Fast Terminal Sliding Mode Control for Three-Phase Vienna Rectifier Based on Neural Network

LI Yinghui¹, WANG Yaodong^{1*}, QIU Xiaonan², GUO Xu¹, HUANG Shun¹

(1. Aviation Engineering School, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China;

2. Unit 95133, Wuhan 430415, China)

Abstract Aimed at the problems that the output voltage overshoot is high, the power factor is low, the convergence is difficult while the system parameters change, and interference with ac input current of Vienna rectifier by using traditional PI control is heavy, a global fast terminal sliding mode control strategy based on neural network is proposed. In view of the perturbation of the system parameters and the external disturbances in the actual environment, an uncertainty model of the system is reconstructed, the uncertainties are combined with the total disturbance, and the adaptive neural network is utilized for estimating it, and the Lyapunov theorem is used to prove that the nonlinear control system can achieve bounded stability under the perturbation of the system parameters and the external disturbances. The simulation results show that the proposed method can improve the power factor of Vienna rectifier, overcome the prob-

收稿日期: 2022-03-08

基金项目: 空军工程大学研究生创新实践基金

作者简介: 李颖晖(1966—), 女, 湖南株州人, 教授, 研究方向为航空电气设备与运用、先进控制理论与应用。E-mail: lyinghui66@163.com

通信作者: 王瑶东(1997—), 男, 陕西西安人, 硕士生, 研究方向为整流器控制。E-mail: 1320996166@qq.com

引用格式: 李颖晖, 王瑶东, 邱泉楠, 等. 基于神经网络的三相 Vienna 整流器全局快速终端滑模控制[J]. 空军工程大学学报, 2022, 23(6): 71-78. LI Yinghui, WANG Yaodong, QIU Xiaonan, et al. A Global Fast Terminal Sliding Mode Control for Three-Phase Vienna Rectifier Based on Neural Network[J]. Journal of Air Force Engineering University, 2022, 23(6): 71-78.

lem of output voltage overshoot and effectively reduce the harmonic pollution of the system. Finally, a physical prototype is built, and the experimental results show that the above conclusions are correct. The method presented in this paper has no overshoot, and the steady-state response time, switching load voltage fluctuation, dynamic response time and harmonic content are reduced by 69%, 87%, 84% and 68% respectively.

Key words Vienna rectifier; adaptive sliding mode control; artificial neural network; uncertain model; nonlinear system control

随着飞机的多电化^[1]、全电化,飞机上的二次能源(液压能、气压能)被电能代替^[2],例如机电作动器取代了液压作动器;电除冰取代了引气除冰^[3],这导致飞机上的非线性负载数量和功率都大幅增加^[4-5],其中绝大多数为直流非线性负载。直流非线性设备的增多导致谐波电流增大,整流器输出电压不稳定^[6],影响飞机供电系统正常工作。此外,整流器在高空还受到高低温和强振动的影响^[7],整流器内部元件参数变化的概率增大,整流器元件参数突变会导致整流器的控制效果降低,增大网侧电流畸变和器件所受应力,严重时甚至引起设备故障^[8],因此在飞机供电系统中,整流器至关重要,需要尽可能地消除交流侧电流的谐波,保证直流侧的输出电压准确稳定地保持在期望电压值且不受外界干扰和负载突变的影响,这对航空整流器设计提出了很高的要求^[9]。目前所使用的两电平整流器难以达到控制目标。因此使用新型整流器并对其控制策略进行深入研究,提高航空整流器的抗扰动性、功率因数,降低谐波含量意义重大。

Vienna 整流器是一个多变量、强非线性、高耦合程度的复杂非线性系统^[10]。相比传统两电平整流器,三电平 Vienna 整流器功率密度高,体积小,无击穿现象^[11],广泛应用于风力发电系统、新能源汽车充电桩、航空电源系统^[12]。

文献[13]中提出了占空比模型预测直接功率控制方法,采用双矢量在两个控制区间进行控制,利用冗余开关状态对中性点电位波动进行控制,减小了电流谐波含量,提高了 Vienna 整流器的稳态性能。但存在在线优化难,需要较高的采样频率,系统稳定性不高的问题,在实际中应用困难。文献[14]将系统参数与幂次趋近律相融合,构成新型趋近律,利用扩张状态观测器观测并补偿系统负载扰动,提高了系统的鲁棒性和动态性能。文献[15]提出了将电流幅值加入加权因子函数中的新型预测控制策略。文献[16]提出有限集模型预测控制方法(FCS-MPC),减小了输入电流过零畸变,改善了输入电流谐波失真。

文献[17]提出了一种新型零序分量注入调制方法,降低了输入电流谐波。

RBF 神经网络具有结构简单,计算速度快,能够在紧凑集和任意精度下,逼近任何非线性函数^[18-19],在智能非线性控制领域广泛应用,因此针对 Vienna 整流器在传统 PI 控制方法中存在的超调量大、响应速度慢、谐波含量高、鲁棒性差等问题,本文将 RBF 与终端滑模控制相融合,建立了包含不确定项的新系统数学模型,采用电压外环,电流内环的双闭环控制方法。针对元件参数变化对控制系统的影响问题,本文将系统中的不确定参数和所受到的外界扰动合并为系统的总偏差,然后利用神经网络对总偏差进行估计并补偿,有效消除了超调、降低谐波含量、提升了响应速度,提高了系统的鲁棒性。总体控制效果优于传统 PI 控制。

1 问题描述与数学模型

如图 1 所示,三相 Vienna 整流器只有 3 个开关器件,电路中所有功率器件受压均为输出电压的一半,因此电路损耗更低,使其可用于更大功率的应用场合。

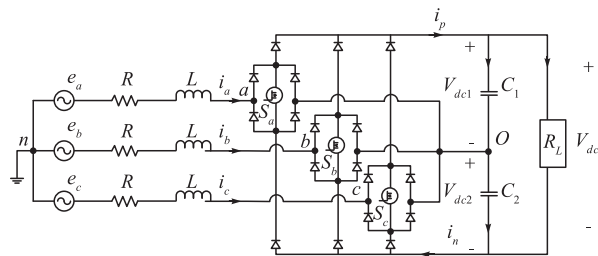


图 1 三相 Vienna 整流器的主拓扑^[20]

三相 Vienna 整流器的输出端电压由开关管的开关和输入电流的方向决定。

$$\begin{cases} v_{ao} = 0 & (S_a \text{ 导通}) \\ v_{ao} = V_{dc1} & (S_a \text{ 关断}, i_a \geq 0) \\ v_{ao} = -V_{dc2} & (S_a \text{ 关断}, i_a < 0) \end{cases}$$

在三相静止 abc 坐标系下,电网三相平衡时 Vienna 整流器的数学模型如下:

$$\begin{cases}
L \frac{di_a}{dt} = e_a - Ri_a + V_{dc1} \frac{-2S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3} + \\
V_{dc2} \frac{2S_{an} - S_{bn} - S_{cn}}{3} \\
L \frac{di_b}{dt} = e_b - Ri_b + V_{dc1} \frac{S_{ap} - 2S_{bp} + S_{cp}}{3} + \\
V_{dc2} \frac{-S_{an} + 2S_{bn} - S_{cn}}{3} \\
L \frac{di_c}{dt} = e_c - Ri_c + V_{dc1} \frac{S_{ap} + S_{bp} - 2S_{cp}}{3} + \\
V_{dc2} \frac{-S_{an} - S_{bn} + 2S_{cn}}{3} \\
C_1 \frac{dV_{dc1}}{dt} = S_{ap}i_a + S_{bp}i_b + S_{cp}i_c - \frac{V_{dc1} + V_{dc2}}{R_L} \\
C_2 \frac{dV_{dc2}}{dt} = -S_{an}i_a - S_{bn}i_b - S_{cn}i_c - \frac{V_{dc1} + V_{dc2}}{R_L}
\end{cases} \quad (1)$$

式中: e_a, e_b, e_c 为三相交流电压; L 为交流侧电感; R_L 为负载电阻; V_{an}, V_{bn}, V_{cn} 为交流输入端 a, b, c 到交流侧中点 n 的电压; R 为交流侧等效电阻, C_1, C_2 为直流侧上下 2 个电容。 S_{xp}, S_{xn} 代表 x 相 ($x = a, b, c$) 与直流侧正母线 p 和负母线 n 相连。

为了便于控制器的设计, 将通过坐标变换, 将三相静止 abc 坐标系变换到两相同步旋转 $d-q$ 坐标系。三相静止 abc 坐标系到两相同步旋转 $d-q$ 坐标系的等量变换矩阵为:

$$\mathbf{T}_{abc-dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

将式(1)中的变量 $[e_a, e_b, e_c]^T, [i_a, i_b, i_c]^T, [S_{ap}, S_{bp}, S_{cp}]^T, [S_{an}, S_{bn}, S_{cn}]^T$ 进行上述等量变换, 可得两相同步旋转 $d-q$ 坐标系下的数学模型:

$$\begin{cases}
L \frac{di_d}{dt} = e_d - Ri_d + \omega Li_q - S_{dp}V_{dc1} + S_{dn}V_{dc2} \\
L \frac{di_q}{dt} = e_q - Ri_q - \omega Li_d - S_{qp}V_{dc1} + S_{qn}V_{dc2} \\
C_1 \frac{dV_{dc1}}{dt} = \frac{3}{2}S_{dp}i_d + \frac{3}{2}S_{qp}i_q - \frac{V_{dc1} + V_{dc2}}{R_L} \\
C_2 \frac{dV_{dc2}}{dt} = -\frac{3}{2}S_{dn}i_d - \frac{3}{2}S_{qn}i_q - \frac{V_{dc1} + V_{dc2}}{R_L}
\end{cases} \quad (2)$$

2 控制器设计

2.1 设计全局快速终端滑模控制器

针对传统 Vienna 整流器 PI 控制中响应速度慢、中点电位不平衡等问题, 本文采用双闭环滑模控制策略, 电压外环采用指数趋近律滑模控制内环采

用全局快速终端滑模控制的双闭环控制策略。

2.1.1 外环电压控制器设计

三相 Vienna 整流器在两相同步旋转 $d-q$ 坐标系下的输出电压模型为:

$$\begin{cases}
C_1 \frac{dV_{dc1}}{dt} = \frac{3}{2}S_{dp}i_d + \frac{3}{2}S_{qp}i_q - \frac{V_{dc1} + V_{dc2}}{R_L} \\
C_2 \frac{dV_{dc2}}{dt} = -\frac{3}{2}S_{dn}i_d - \frac{3}{2}S_{qn}i_q - \frac{V_{dc1} + V_{dc2}}{R_L}
\end{cases} \quad (3)$$

为使输出电压稳定跟踪指令电压 V_{dc}^* , 同时要保持电容电压 V_{dc1}, V_{dc2} 相等, 设计如下滑模面:

$$\begin{cases}
S_1 = k(V_{dc1}^* - V_{dc1}) \\
S_2 = k(V_{dc2}^* - V_{dc2})
\end{cases} \quad (4)$$

其中:

$$V_{dc1}^* = V_{dc2}^* = V_{dc}^*/2 \quad (5)$$

为了降低系统抖振, 采用连续饱和函数 \tanh 代替不连续切换函数 sign 。

将 $\dot{S}_i = -\epsilon_i \tanh S_i - k_i S_i$ 代入式(4)可得:

$$\begin{cases}
-k \frac{dV_{dc1}}{dt} = -\epsilon_1 \tanh S_1 - k_1 S_1 \\
-k \frac{dV_{dc2}}{dt} = -\epsilon_2 \tanh S_2 - k_2 S_2
\end{cases} \quad (6)$$

求解式(6)可得:

$$\begin{cases}
\frac{dV_{dc1}}{dt} = (-\epsilon_1 \tanh S_1 - k_1 S_1)/(-k) \\
\frac{dV_{dc2}}{dt} = (-\epsilon_2 \tanh S_2 - k_2 S_2)/(-k)
\end{cases} \quad (7)$$

假设系统处于理想状态即 Vienna 整流器以单位功率运行且系统无能量损失, 则可由功率守恒定律知输入输出功率相等即系统满足以下条件:

$$\begin{cases}
\frac{3}{2}e_d i_d^* = \frac{V_{dc}^*}{R} + C_1 V_{dc1} \frac{dV_{dc1}}{dt} + C_2 V_{dc2} \frac{dV_{dc2}}{dt} \\
-\frac{3}{2}e_d i_q^* = 0
\end{cases} \quad (8)$$

将式(7)代入式(8), 得到:

$$\begin{cases}
i_d^* = \frac{2}{3e_d} \left(\frac{V_{dc}^*}{R} + C_1 V_{dc1} \frac{(-\epsilon_1 \tanh S_1 - k_1 S_1)}{-k} + \right. \\
\left. C_2 V_{dc2} \frac{(-\epsilon_2 \tanh S_2 - k_2 S_2)}{-k} \right) \\
i_q^* = 0
\end{cases} \quad (9)$$

2.1.2 内环电流控制器设计

三相 Vienna 整流器在理想状态下 $d-q$ 坐标系下的交流侧电流数学模型满足:

$$\begin{cases}
L \frac{di_d}{dt} = f_d - V_d \\
L \frac{di_q}{dt} = f_q - V_q
\end{cases} \quad (10)$$

其中:

$$\begin{cases} V_q = S_{qp} V_{dc1} - S_{qm} V_{dc2} \\ V_d = S_{dp} V_{dc1} - S_{dn} V_{dc2} \\ f_d = e_d - Ri_d - \omega Li_q \\ f_q = e_q - Ri_q - \omega Li_d \end{cases} \quad (11)$$

为使整流器单位功率运行,需要控制电流 i_d 、 i_q ,使其跟踪指令电流 i_d^* 、 i_q^* 。故设计如下滑模面:

令 $S_0 = K \int (i_d^* - i_d) dt$, $S_{01} = K \int (i_q^* - i_q) dt$, 则系统滑模面为:

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{S}_0 + \alpha_0 S_0 + \beta_0 S_0^{q_0/p_0} \\ \dot{S}_{01} + \alpha_{01} S_{01} + \beta_{01} S_{01}^{q_{01}/p_{01}} \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: $\alpha_0, \beta_0, \alpha_{01}, \beta_{01}$ 均大于 0; p_0 和 q_0 ($p_0 > q_0$) p_{01} 和 q_{01} ($p_{01} > q_{01}$) 为正奇数。先分析 V_d :

$$\dot{S}_1 = \ddot{S}_0 + \alpha_0 \dot{S}_0 + \beta_0 \frac{d(S_0^{q_0/p_0})}{dt} =$$

$$\ddot{S}_0 + \alpha_0 \dot{S}_0 + \beta_0 \frac{q_0}{p_0} S_0^{(q_0-p_0)/p_0} \quad (13)$$

将式(10)代入式(13),得:

$$\dot{S}_1 = K \left[i_d^* - \frac{1}{L} (f_d - V_d) \right] +$$

$$\alpha_0 \dot{S}_0 + \beta_0 \frac{q_0}{p_0} S_0^{(q_0-p_0)/p_0} \quad (14)$$

$$V_d = V_{d1} + V_{d2} \quad (15)$$

将系统的控制量 V_d 分为两项分别进行控制,如式(15)所示,其中 V_{d1} 为前馈项, V_{d2} 为鲁棒项。

欲使 $S_1 = 0$, 设 $\dot{S}_1 = 0$ 得:

$$\begin{cases} V_{d1} = f_d - Li_d^* - \frac{L}{K} (\alpha_0 \dot{S}_0) - \\ \frac{L}{K} \left(\beta_0 \frac{q_0}{p_0} S_0^{(q_0-p_0)/p_0} \right) \\ V_{d2} = -\frac{L}{K} \varphi S_1 - \frac{L}{K} \gamma S_1^{q/p} \end{cases} \quad (16)$$

式中: $\varphi > 0, \gamma > 0$

将式(15)代入式(14)得:

$$\begin{aligned} \dot{S}_1 &= K \left[i_d^* - \frac{1}{L} (f_d - V_d) \right] + \alpha_0 \dot{S}_0 + \\ &\beta_0 \frac{q_0}{p_0} S_0^{(q_0-p_0)/p_0} = -\varphi S_1 - \gamma S_1^{q/p} \end{aligned} \quad (17)$$

由式(17)知,系统状态沿 $\dot{S}_1 = -\varphi S_1 - \gamma S_1^{q/p}$ 收敛至滑模面,当 $S_1 \gg 0$ 时,系统主要沿 $\dot{S}_1 = -\gamma S_1^{q/p}$ 收敛;而当 S_1 在 0 附近时即 $S_1 \approx 0$ 时,系统状态主要沿 $\dot{S}_1 = -\varphi S_1$ 收敛,因此 S_1 可以保持较快速度收敛,且收敛时间:

$$t_{s_1} = \frac{p}{\varphi(p-q)} \ln \frac{\varphi(S_1(0))^{(p-q)/p} + \gamma}{\gamma} \quad (18)$$

稳定性分析:

设计李雅谱诺夫函数如下:

$$V = \frac{1}{2} S_1^2 \quad (19)$$

对式(19)求导:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S_1 \dot{S}_1 = \\ S_1 K \left[i_d^* - \frac{1}{L} (f_d - V_d) \right] + \alpha_0 \dot{S}_0 + \beta_0 \frac{q_0}{p_0} S_0^{(q_0-p_0)/p_0} = \\ &-\varphi S_1^2 - \gamma S_1^{q+p/p} \end{aligned} \quad (20)$$

同理可求得:

$$V_q = V_{q1} + V_{q2} \quad (21)$$

$$V_{q1} = f_q - Li_q^* - \frac{L}{K} (\alpha_{01} \dot{S}_{01}) -$$

$$\frac{L}{K} \left(\beta_{01} \frac{q_{01}}{p_{01}} S_{01}^{(q_{01}-p_{01})/p_{01}} \right) \quad (22)$$

$$V_{q2} = -\frac{L}{K} \varphi S_2 - \frac{L}{K} \gamma S_2^{q/p}$$

由于 $p+q$ 为偶数,所以 $\dot{V} \leq 0$, 系统稳定。但所设计控制方法是建立在系统参数已知且准确不变,无外界扰动的情况下,航空三相 Vienna 整流器由于工作环境复杂, L, R 值会随环境变化产生摄动,精确参数值很难得到,这会严重影响上述系统在实际运行当中的精度,同时外部干扰也会对系统产生严重影响。综上所述,上述控制方式在实际的运行中很难实现的。

2.2 设计自适应神经网络的全局快速终端滑模控制器

因为参数 L, R 的真实值为未知项,所以设参数 L, R 的名义值分别为 \hat{L}, \hat{R} , 不确定项为 \tilde{L}, \tilde{R} , 可知 $L = \hat{L} + \tilde{L}, R = \hat{R} + \tilde{R}$, 则三相 Vienna 整流器在两相同步旋转坐标系下的交流侧电流模型可表示为:

$$\begin{cases} (\hat{L} + \tilde{L}) \frac{di_d}{dt} = e_d - (\hat{R} + \tilde{R}) i_d + \omega (\hat{L} + \tilde{L}) i_q - \\ V_d + d(t) \\ (\hat{L} + \tilde{L}) \frac{di_q}{dt} = e_q - (\hat{R} + \tilde{R}) i_q - \omega (\hat{L} + \tilde{L}) i_d - \\ V_q + d(t) \end{cases} \quad (23)$$

式中: $d(t)$ 是系统受到的扰动,并假设扰动是有界的。为便于分析仅以 V_d 为例。

为了方便处理未知项,可令:

$$D = -\tilde{L} \frac{di_d}{dt} - \tilde{R} i_d + \omega \tilde{L} i_q + d(t) \quad (24)$$

则可将其带入上式可得:

$$\begin{aligned} \hat{L} \frac{di_d}{dt} &= e_d - R \hat{R} i_d + \omega \hat{L} i_q - V_d - \tilde{L} \frac{di_d}{dt} - \tilde{R} i_d + \\ \omega \tilde{L} i_q + d(t) &= e_d - \hat{R} i_d + \omega \hat{L} i_q - V_d + D \end{aligned} \quad (25)$$

本文采用 RBF 观测器观测总扰动 D ,其结构图如图 2 所示。

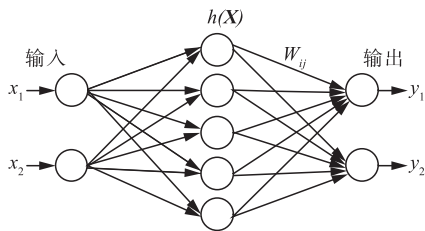


图 2 RBF 神经网络结构图

$$h_j = \exp\left(\frac{\|\mathbf{X} - c_j\|^2}{2b_j^2}\right) \quad (26)$$

$$f = \mathbf{W}^{*T} \mathbf{h}(\mathbf{X}) + \epsilon \quad (27)$$

式中： \mathbf{X} 为网络的输入； j 为网络隐含层第 j 个节点； $\mathbf{h} = [h_j]^T$ 为网络的高斯基函数输出； \mathbf{W}^* 为网络的理想权值； ϵ 为网络的逼近误差， $\epsilon \leq \epsilon_N$ ； f 为网络的输出。

网络的输入取 $\mathbf{X} = [x_1 \ x_2]^T$ ，则网络输出为：

$$\hat{f}(x) = \hat{\mathbf{W}}^T \mathbf{h}(\mathbf{X}) \quad (28)$$

在本文中，用上述神经网络的输出来拟合系统总扰动 D ，已知存在理想权值向量 \mathbf{W}^* 使得：

$$D = \mathbf{W}^{*T} \mathbf{h}(\mathbf{X}) + \epsilon \quad (29)$$

式中： $\mathbf{X} = [S_1 \ S_2]^T$ ，因为 \mathbf{W}^* 未知，故设 $\hat{\mathbf{W}}$ 为 \mathbf{W}^* 的估计值，因此可得总扰动估计量 $\hat{D} = \hat{\mathbf{W}}^T \mathbf{h}(\mathbf{X})$ ，其中综上可重新设计控制系统输出如下：

$$\hat{V}_d = V_1 + V_2 \quad (30)$$

$$V_1 = f_d + \hat{D} - \hat{L}i_d^* - \frac{\hat{L}}{K}(\alpha_0 \dot{S}_0) - \frac{\hat{L}}{K} \left(\beta_0 \frac{q_0}{p_0} S_0^{(q_0-p_0)/p_0} \right) \quad (31)$$

$$V_2 = -\frac{\hat{L}}{K} \varphi S_1 - \frac{\hat{L}}{K} \gamma S_1^{q/p}$$

式中： $f_d = e_d - \hat{R}i_d + \omega \hat{L}i_q$ ； α_0, β_0 大于 0， p_0 和 q_0 ($p_0 > q_0$) 为正奇数。

将式(25)带入式(31)得：

$$\dot{S}_1 = K \left[i_d^* - \frac{1}{\hat{L}}(f_d + D - \hat{V}_d) \right] + \alpha_0 \dot{S}_0 + \beta_0 \frac{q_0}{p_0} S_0^{(q_0-p_0)/p_0} \quad (32)$$

将式(31)代入式(32)得：

$$\dot{S}_1 = K \left[i_d^* - \frac{1}{\hat{L}}(f_d + D - (V_1 + V_2)) \right] + \alpha_0 \dot{S}_0 + \beta_0 \frac{q_0}{p_0} S_0^{(q_0-p_0)/p_0} = -\frac{K}{\hat{L}}(D - \hat{D}) - \varphi S_1 - \gamma S_1^{q/p} \quad (33)$$

$$\because D = \mathbf{W}^{*T} \mathbf{h}(x) + \epsilon \quad \hat{D} = \hat{\mathbf{W}}^T \mathbf{h}(x)$$

$$\therefore D - \hat{D} = \mathbf{W}^{*T} \mathbf{h}(x) + \epsilon - \hat{\mathbf{W}}^T \mathbf{h}(x) =$$

$$\tilde{\mathbf{W}}^T \mathbf{h}(x) + \epsilon$$

其中： $\tilde{\mathbf{W}} = \mathbf{W}^* - \hat{\mathbf{W}}$ 。

因此：

$$\dot{S}_1 = -\frac{K}{\hat{L}}(\tilde{\mathbf{W}}^T \mathbf{h}(x) + \epsilon) - \varphi S_1 - \gamma S_1^{q/p} \quad (34)$$

设计神经网络权值自适应律：

$$\dot{\hat{\mathbf{W}}} = -\frac{1}{\eta \hat{L}} S_1 \mathbf{h}(x) \quad (35)$$

设计李雅谱诺夫函数进行稳定性证明：

$$V = \frac{1}{2} S_1^2 + \frac{1}{2} \eta \tilde{\mathbf{W}}^T \tilde{\mathbf{W}} \quad (36)$$

式中： $\eta > 0$ 。

对式(36)求导可得：

$$\dot{V} = S_1 \dot{S}_1 + \eta \tilde{\mathbf{W}}^T \dot{\tilde{\mathbf{W}}} = -\tilde{\mathbf{W}}^T \left(\frac{K}{\hat{L}} S_1 \mathbf{h}(x) + \eta \dot{\hat{\mathbf{W}}} \right) - \frac{K}{\hat{L}} \epsilon S_1 - \varphi S_1^2 - \gamma S_1^{q+p/p} \quad (37)$$

将式(35)代入式(37)得：

$$\dot{V} = -\frac{K}{\hat{L}} \epsilon S_1 - \varphi S_1^2 - \gamma S_1^{q+p/p} \quad (38)$$

式中： $|\varphi| \gg \left| \frac{K\epsilon}{\hat{L}} \right|$ ，则 $\dot{V} \leq 0$ ，系统稳定。

3 仿真分析

图 3 为整个系统的控制框图，包括了终端滑模外环电压控制以及神经网络内环电流自适应控制。根据控制框图在 MATLAB/simulink 中搭建了仿真模型，对提出的自适应神经网络的终端滑模控制策略进行了仿真，并将其与传统 PI 控制在输出直流电压跟踪精度、响应时间、突增(卸)负载情况、以及交流侧电流谐波等方面进行对比。

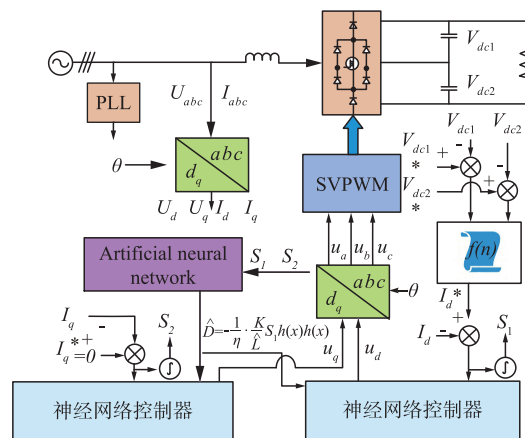


图 3 整个控制系统框

仿真参数如表 1 所示,实际真实系统参数 $L^2 = 2 \text{ mH}, R = 54 \text{ } \Omega$; 这里假设系统参数为 $\hat{L} = 2.75 \text{ mH}, \hat{R} = 60 \text{ } \Omega$ 。

表 1 仿真参数

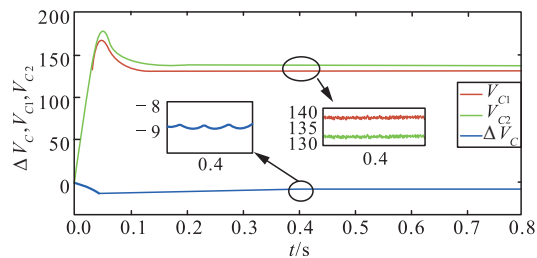
参数	数值
交流侧相电压有效值 e_{rms}/V	115
直流侧输出电压 V_{dc}/V	270
直流侧输出电容 $C/\mu\text{F}$	2 000
交流侧电阻 r/Ω	0.3
交流侧电感 L_s/mH	2
直流侧负载 R_L/Ω	15

2 种控制器参数设置如下:

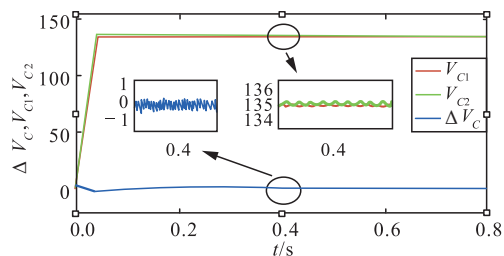
PI 控制中,比例系数增大,可以提高系统响应速度,但是比例系数过大会产生较大超调,甚至导致不稳定;增大积分系数可以减小系统稳态误差,但过大的积分会使超调加剧,甚至引起振荡。经过实际调试,比例系数 $K_p=8$ 、积分系数 $K_i=0.25$ 。

本文提出方法中,降低系统滑模面系数 α 的值会降低系统的控制精度,提高 α 的值会降低系统跟踪误差但同时也会导致抖振加剧, α 过大会使系统发散。滑模面系数 β 过大过小一定程度上都会降低系统的精度和增大抖振。滑模面指数 p 过大会使系统稳定性降低且由于要对负数开 p 次根所以取正奇数。滑模面指数 q 过小会增加系统的稳态误差且取值小于 p ;减小鲁棒项系数 φ 会降低系统抖振但会降低精度,增加误差,鲁棒项系数 γ 取值应较小否则抖振明显,但过小会降低控制精度,增大误差。经过实际调试,参数设置如下: $\alpha_0 = \alpha_{01} = 120, \beta_0 = \beta_{01} = 1.9, p_0 = p_{01} = 9, q_0 = q_{01} = 5, \varphi = 15, \gamma = 0.8$ 。

图 4 给出了 2 种控制方法下电容 V_{C1}, V_{C2} 的电压及两电容电压差值。当系统启动时,可以看到 PI 控制方法过冲电压严重,均超过了 20 V,0.12 s 后趋于稳态。而采用本文提出的方法时,在 0.037 s 后直流测输出电压可以稳定在 270 V ($\pm 0.1 \text{ V}$) 并且没有超调,可以看出本文提出的控制方法具有较好的起动响应。另外,从图 4(a)可以看出,系统达到稳态后,两电容电压分别约为 138.2 V、132.4 V,存在约 5.8 V 的电压差值,两电容电压差值较大。从图 4(b)可以看到两电容电压差控制有了明显改善,误差在 0 V 左右。因此本文所提出的控制方法对于中点电位平衡控制效果较好。



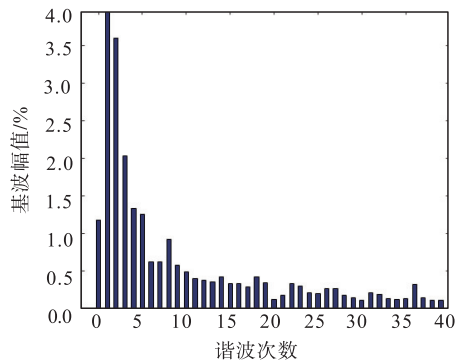
(a) PI 控制



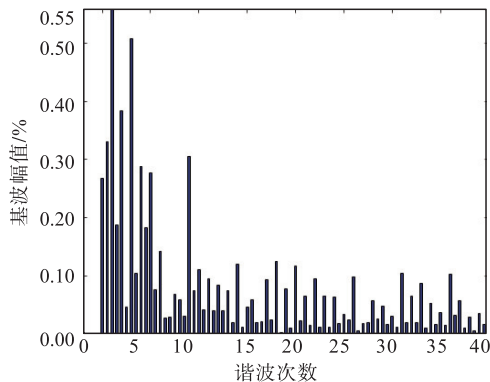
(b) 本文方法

图 4 直流侧两电容电压波形

2 种方法的输入电流 THDi 如图 5 所示,PI 控制中 $\text{THD}=5.10\%$,本文方法中 $\text{THD}=1.45\%$,结果表明本文方法对输入电流谐波畸变抑制能力相较传统方式有了较大提升,在相同的系统参数下,其控制性能更加优异,低于 DO-160G 对整流器交流侧输入电流谐波含量小于 5% 的要求。



(a) PI 控制



(b) 本文方法

图 5 稳态电流谐波畸变

在 1.5 s 时,负载由 3 kW 提高至 5 kW,系统输出电压如图 6 所示,可以看到 PI 控制方法直流输出电压由 270 V 跌至 263.7 V,0.133 s 后恢复稳定值,本文方法直流输出电压降至 269.2 V,0.02 s 后恢复稳定值。因此本文提出的控制方法抗负载扰动

性更强,恢复速度更快,动态性能优于传统 PI 控制。

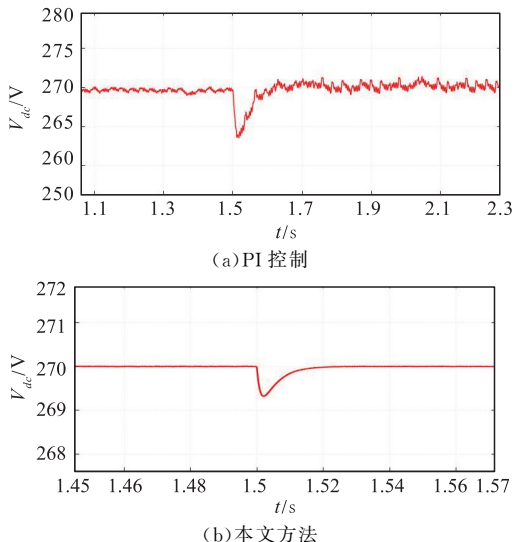


图 6 受扰动时输出电压波形

为了进一步分析负载变化时电流控制的准确性,图 7 给出了采用所提控制策略切换负载时 I_d 和 I_q 的电流波形。其中可以看到负载突变后 2 种控制方法中 I_q 保持给定的值 0 不变,而 I_d 在传统 PI 控制下有明显的超调并且到新的稳态值时间较长,本文方法可以看到 I_d 迅速改变到了新的稳定状态并且没有超调。

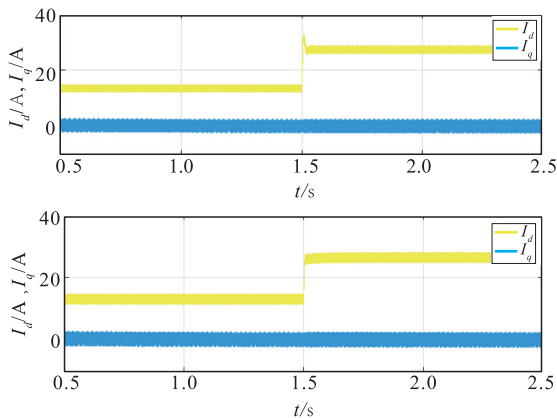


图 7 负载切换时 I_d 和 I_q 的电流波形

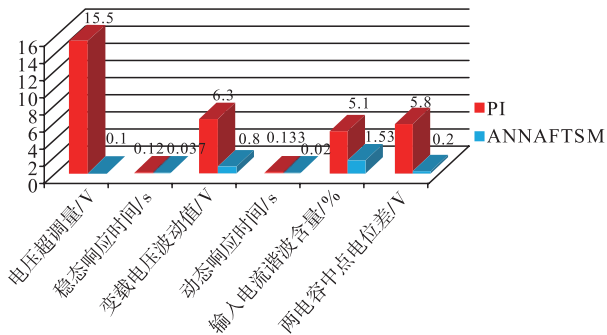


图 8 2 种控制方法控制效果

4 实验结果

为验证本文提出的控制策略的控制效果,搭建

制作了三相维也纳整流器 5 kW 实验样机,如图 9 所示,DSP 控制器为 TMS320F28021,开关器件 MOSFET 选用 SPW47N60C3,二极管采用 RHRG30120。三相电网电压由调压器提供。测试其稳态性能和动态性能以及电能质量。

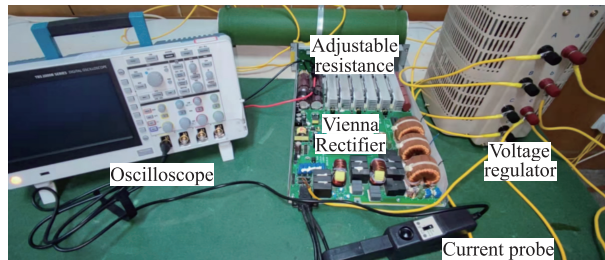


图 9 Vienna 整流器样机

图 10 为整流器启动的稳态响应波形。黄色为输出直流电压波形,绿色为输入电流波形,图中可以看出,在启动过程中,输出电压可以很快达到并保持稳态电压,并且没有超调。表明本文提出控制方法在稳态性能上表现良好,能够满足相应要求,由于是空载启动所以交流电流为零。

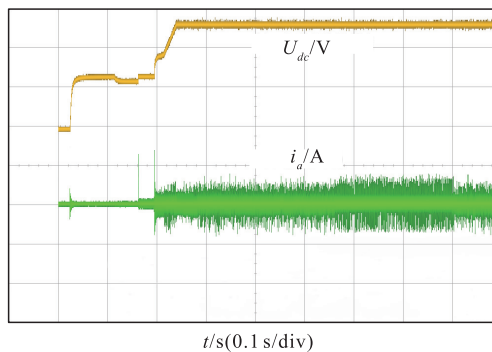


图 10 稳态响应波形

图 11 为采用本文所提出新型控制策略下的交流侧稳态输入电压和电流波形。黄色为输入电压波形,绿色为输入电流波形。从图中可以看出所提出的控制策略能够保证输入电压与输入电流处于同一相位。系统以单位功率因数运行。

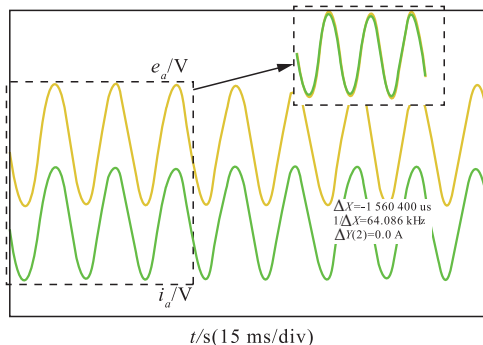


图 11 输入电压电流波形

图 12 为切换负载时的实验波形,红色和黄色为电容 C_1 、 C_2 电压波形,绿色为输入电流波形,紫色

为触发信号。可以看出,当负载切换时输出电压波动很小,并且稳定在给定电压上。上下两电容电压幅值基本相同,输入电流也很快达到了新的稳态值。根据上述实验结果表明本文所提出的控制方法在动态性能方面表现良好,能够满足相应的要求。

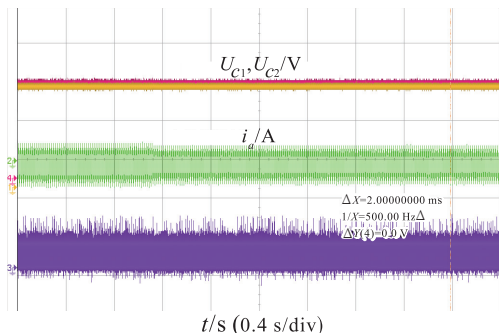


图 12 负载切换实验波形

5 结论

1) 提出基于自适应神经网络的全局快速终端滑模控制器结合 SVPWM 的方法,有效解决了传统 PI 控制中稳态收敛时间长、启动超调电压大、抗扰动性能差、谐波含量高等问题。通过实验可以看到,输入电流电压基本保持同相位稳定运行,即实现单位功率运行。即使在负载突变时,系统也可以很快达到新的稳定状态。

2) 仿真结果显示,相比传统 PI 控制,采用本文方法电压未出现超调,并且稳态响应时间减少了 69%,切换负载电压波动减少了 87%,动态响应时间减少了 84%,谐波含量减少了 68%,基本保持了中点电位平衡。控制效果良好,符合 DO-160G 要求,达到了优化目标。

参考文献

- [1] 陈伟. 基于多电飞机的先进供电技术研究[J]. 飞机设计, 2006(4):64-68.
- [2] FONG K, GALLOWAY S, HARRINGTON I, et al. Aircraft Electrical Systems-Coping with Harmonics for Changing power Demands. IEEE, 2009.
- [3] SARLIOGLU B, MORRIS C T. More Electric Aircraft: Review, Challenges, and Opportunities for Commercial Transport Aircraft[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2015, 1(1): 54-64.
- [4] 唐彬鑫. 飞机多电化负载特性分析和管理工作研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2017.
- [5] 李杨. 多电飞机功率电传动器研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2016.
- [6] PARK J H, LEE J S, LEE K B. Sinusoidal Harmonic Voltage Injection PWM Method for Vienna Rectifier with an LCL-filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(3):2875-2888
- [7] 李征燕, 董恩生, 李娟娟. 航空变压整流器的研究[J]. 通信电源技术, 2021, 38(1): 70-73.
- [8] 王涛, 陈昌松, 段善旭, 等. 用于改善电流过零点畸变的 Vienna 整流器空间矢量调制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(18): 3854-3864.
- [9] DONG J, LAI R, FEI W, et al. Study of Conducted EMI Reduction for Three-Phase Active Front-End Rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(12): 3823-3831.
- [10] 王晓强. VIENNA 整流器的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2014.
- [11] BURGOS R, LAI R, PEI Y, et al. Space Vector Modulator for Vienna-Type Rectifiers Based on the Equivalence between Two-and Three-Level Converters: A Carrier-Based Implementation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4):1888-1898.
- [12] FU Y, CUI N, SONG J, et al. A Hybrid Control Strategy Based on Lagging Reactive Power Compensation for Vienna-Type Rectifier [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 7(2):825-837.
- [13] 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.
- [14] 王要强, 朱亚昌, 冯玉涛, 等. 永磁同步电机新型趋近律滑模控制策略[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(1): 192-198.
- [15] LEE J S, LEE K B. Predictive Control of Vienna Rectifiers for PMSG Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 64(4):2580-2591.
- [16] LZADINIA A R, KARSHENAS H R. Current Shaping in a Hybrid 12-Pulse Rectifier Using a Vienna Rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1135-1142.
- [17] DING W, ZHANG C, GAO F, et al. A Zero-Sequence Component Injection Modulation Method with Compensation for Current Harmonic Mitigation of Vienna Rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(1):801-814.
- [18] 李笑笑, 严佩敏. 双重移相控制的双向有源 DC-DC 变换器回流功率优化的开关策略[J]. 电子测量技术, 2019, 42(20): 72-77.
- [19] 柴英博, 解璞. 多元直流微网能量协调控制策略[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(2): 47-52.
- [20] 肖蕙蕙, 阎江超, 郭强, 等. 三相 VIENNA 整流器滑模直接功率控制与软启动研究[J]. 重庆理工大学学报: 自然科学版, 2019, 33(1): 105-112.

(编辑:徐楠楠)