

三相电压型 PWM 整流器的自抗扰控制研究

曾俊杰¹, 苏鑫¹, 李正¹, 徐鹏¹, 但远宏²

(1. 重庆理工大学 电气与电子工程学院, 重庆 400054;

2. 重庆理工大学 计算机科学与工程学院, 重庆 400054)

摘要: 三相电压型 PWM 整流器是一个多输入多输出的强非线性结构, 并对三相电压型 PWM 整流器的数学模型和自抗扰控制器进行了原理分析; 为了改善整流系统抗扰性及参数摄动等问题, 采用一种改进型的非线性自抗扰控制方案, 同时给出了离散形式的表达式; 然后, 重新构造了常规自抗扰控制器中非线性状态误差反馈控制律 (NLSEF) 和扩张状态观测器 (ESO) 的非线性函数, 以此来克服非线性函数的不平滑性能, 从而减小整流系统输出的高频颤振现象; 在 MATLAB/Simulink 环境下进行仿真和搭建了实验样机来验证, 改进型自抗扰控制器与常规自抗扰控制器进行对比分析。结果表明了改进型自抗扰控制策略改善了交流侧电压和负载突变敏感的缺点, 并降低了交流侧电流总谐波含量, 且直流侧电压具有更好的动静态性和鲁棒性。

关键词: PWM 整流器; 自抗扰控制器; 非线性状态误差反馈控制律; 扩张状态观测器; 非线性函数

Research on Active Disturbance Rejection Control of Three-phase Voltage Type PWM Rectifier

ZENG Junjie¹, SU Xin¹, LI Zheng¹, XU Pen¹, DAN Yuanhong²

(1. School of Computer Science and Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China;

2. School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: The three phase voltage PWM rectifier is a strong nonlinear structure with multi input and multi output. The mathematical model and active disturbance rejection controller of the three phase voltage PWM rectifier are analyzed. In order to improve the disturbance immunity and parameter perturbation of the rectifier system, an improved nonlinear active disturbance rejection control scheme is used, and the discrete expression is given. Then, the nonlinear function of the nonlinear state error feedback control law (NLSEF) and the extended state observer (ESO) in the conventional active disturbance rejection controller is reconstructed to overcome the non-smooth performance of the nonlinear function, so as to reduce the high-frequency flutter of the output voltage of the rectifier system. In the MATLAB/Simulink environment, the simulation and the experimental prototype were built to verify the improved active disturbance rejection controller and the conventional active disturbance rejection controller were compared and analyzed. The results show that the improved active disturbance rejection control strategy can improve the AC side voltage and load mutation sensitivity, and reduce the total harmonic content of the AC side current, and the DC side voltage has better dynamic static and robust.

Keywords: rectifier; active disturbance rejection controller; nonlinear state error feedback control rate; extended state observer; nonlinear function

0 引言

随着天然气、石油、煤炭等化石燃料的大量消耗, 环境问题和能源危机的问题也日益加剧, 因此绿色能源技术得到快速的发展, 优质的电能不仅对我国的工业生产活动有着重要的影响, 而且也对国民的生活息息相关, 尤其是新能源和电动汽车的发展前景^[1-2]。整流器已成为电网、用电设备以及其它电气设备的能量接口, 电能可以通过整流器进行双向传输。网侧电能通过变换器输送到直流母线, 用来提供给用户侧及为整流状态; 潮汐能、风能、光伏等

发电设备产生的电能, 使得直流母线电压上升, 从而直流侧母线电能通过变换器回馈到网侧, 故为逆变状态。三相电压型 PWM 整流器具有较好的性能, 比如交流侧电流正弦化、单位功率因数以及输入电流总谐波干扰 (THD) 小等优点^[3], 所以受到各国学者的大量关注和研究, 并且广泛应用在高压直流输电、无功补偿、交直流侧能量互流以及新型能源并网发电等领域^[4-5]。

由于三相电压型 PWM 整流器是强非线性控制系统, 其采用传统的线性控制方式很难达到理想的控制效果^[6]。

收稿日期: 2022-05-24; 修回日期: 2022-06-29。

基金项目: 国防科技创新特区资助项目(山地 XXXXXXXX 平台, 20-163-03-ZT-003-008-01)。

作者简介: 曾俊杰(1996-), 男, 四川广元人, 在读研究生, 主要从事电气系统控制方向的研究。

通讯作者: 苏鑫(1998-), 男, 四川南充人, 在读研究生, 主要从事智能控制方向的研究。

引用格式: 曾俊杰, 苏鑫, 李正, 等. 三相电压型 PWM 整流器的自抗扰控制研究[J]. 计算机测量与控制, 2023, 31(1): 93-99.

因此，为了改善整流器系统的性能，将非线性控制方法引入到 PWM 整流器已经成为了研究的热点，如滑膜变结构控制^[7-8]、直接功率控制^[9-10]、反馈线性化控制^[11-12]以及自抗扰控制方法^[13-17]等。文献 [7] 针对系统参数不确定性和未建模部分，提出了一种基于直接功率控制方法的反馈线性化滑模控制策略，该方法将模型的非线性和参数的不确定性考虑在内，其增强了被控系统的鲁棒性。文献 [8] 提出了一种基于同步旋转坐标系下的双闭环控制方法，电压外环采用滑模控制，电流内环采用传统 PI 控制，整流器具有高鲁棒性和快速动态响应。文献 [9] 提出了一种改进的预测直接功率控制策略，并结合滑模控制器，提高了直流侧电压的抗干扰能力。文献 [10] 提出一种新型无差拍预测控制策略，该策略将瞬时有功功率中的二倍频分量作为控制目标来消除，同时引入了准积分校正每个周期瞬时速度的预测给定值，其有效抑制了电流谐波分量。文献 [11] 根据非线性反馈线性化理论，采用了改进型前馈解耦控制，并且电压外环采用滑膜变结构控制，该混合控制实现了整流器线性化解耦控制。文献 [12] 通过构造差分同构矩阵，将非线性系统转化为等价的虚拟线性多输入多输出系统，该控制器具有更好的跟踪性能和抗干扰性能。文献 [13] 通过构造自抗扰中的新型非线性状态反馈函数，从而改善了控制力抖动的问题和获得了较好稳态及动态新能。文献 [14] 针对直流侧电压不稳定的问题，提出了一种改进型自抗扰控制，传统自抗扰控制的扩张状态观测器 (ESO) 替换为降阶的广义比例积分观测器 (RGPIO)，提升了系统实时估计并消除多种扰动，同时增强了整流器的鲁棒性。文献 [15] 提出了一种静止坐标系下基于 GI-ESO 的三相电压型 PWM 整流器的改进线性自抗扰控制方案，解决了整流器在突然变加载或减载时，直流侧电压波动过大的问题。文献 [16] 设计了一种线性自抗扰控制 (LADRC) 方法，且分析了 LADRC 方法的稳态和动态性能，使得系统具有更快的响应速度和更强的抗扰动能力，同时实现了四象限工作状态。整流系统中存在各种扰动，如负载扰动、过程参数扰动以及网侧电源扰动等。自抗扰控制方法具有不依赖系统模型的特性，通过利用扩张状态控制器 (ESO) 对系统总扰动解析估计和补偿，其变成一种线性积分器串联标准型，再结合非线性状态误差反馈控制率 (NLSEF) 实现系统控制，从而解决整个系统的扰动问题^[18-19]。

本文采用电压和电流双闭环控制，并对常规自抗扰控制中 NLSEF 和 ESO 的不平滑函数进行改进，得到一个平滑连续函数的改进型自抗扰控制策略。电压外环采用改进型的自抗扰控制，以此来得到恒定的输出电压，电流内环采用前馈解耦 PI 控制，两者结合的控制系统，抑制了整流系统的高频抖动现象和增加了系统的鲁棒性，获得了良好的跟踪扰动信号，从而实现了整流系统的单位功率因数运行且减小了交流侧电流总谐波含量，并通过仿真和实验有效验证了该控制方法的可行性。

1 三相电压型 PWM 整流器数学模型

本文以三相电压型 PWM 整流器系统作为研究对象，主要是通过控制整流桥中的 IGBT 功率管以及并联的续流二极管 (6 个功率管和 6 个二极管)，续流二极管是在功率开关管未导通时，其起到电流续流的作用，从而达到整流工作状态下的稳定电压。

三相电压型 PWM 整流器的主电路拓扑结构如图 1 所示。 e_a, e_b, e_c 为三相平衡电压源的相电压， i_a, i_b, i_c 为交流侧各相电流， V_{dc} 和 i_L 分别为直流侧电压、电流， L 和 R 分别为交流侧滤波电感、交流侧等效电阻， C 和 R_L 分别为直流侧滤波电容、负载， S_a, S_b, S_c 为 PWM 整流器的开关函数， $S_x (x = a, b, c)$ 等于 1 时，其表示上桥臂导通且下桥臂关断； $S_x (x = a, b, c)$ 等于 0 时，其表示上桥臂关断下桥臂导通。

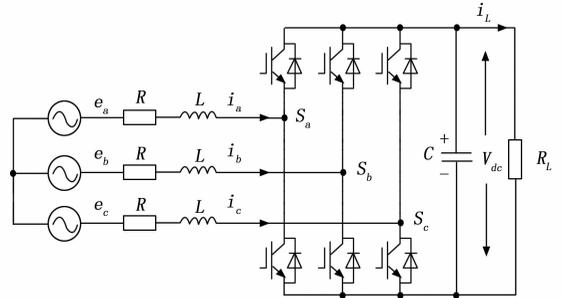


图 1 三相电压型 PWM 整流电路原理图

由图 1 通过采用基尔霍夫电压定律和电流定律，建立 A 相、B 相、C 相的回路方程，从而得到三相电压型 PWM 整流器的数学模型，其整流系统在三相静止坐标系下的开关函数数学模型表达式为：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a - Ri_a - V_{dc} (S_a - \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} S_x) \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - Ri_b - V_{dc} (S_b - \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} S_x) \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - Ri_c - V_{dc} (S_c - \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} S_x) \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_L \end{cases} \quad (1)$$

由式 (1) 可知三相电压型 PWM 整流器为非线性时变模型，并且整流系统的数学模型具有清晰的物理意义，但是数学模型包含开关函数的高频分量，从而控制系统难以根据开关量来设计。故需要通过等量变换及三相静止坐标系的各变量转换到两相静止坐标系 (α, β)，最后再变换为两相同步旋转坐标系 (d, q) 的数学模型。

三相静止坐标系到两相静止坐标系的变换矩阵 $C_{3s/2s}$ 如下：

$$C_{3s/2s} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

两相静止坐标系到两相同步旋转坐标系的变换矩阵 $C_{2s/2r}$ 如下：

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (3)$$

由式 (1) ~ (3) 得到两相同步旋转坐标系 (d, q) 的数学模型表达式为:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = e_d - Ri_d + \omega Li_q - V_d \\ L \frac{di_q}{dt} = e_q - Ri_q + \omega Li_d - V_q \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} S_d i_d + \frac{3}{2} S_q i_q - i_L \end{cases} \quad (4)$$

式 (4) 中, (e_d, e_q) , (i_d, i_q) , (s_d, s_q) 分别为交流侧电压、交流侧电流及开关函数的 d 和 q 轴分量; $V_d = s_d V_{dc}$ 、 $V_q = s_q V_{dc}$; C 为交流电源的角频率; θ 为 d 轴与 A 相电压相夹角 ($\theta = \omega t$)。

由式 (4) 可以看出三相电压型 PWM 整流器的耦合项为 ωLi_q 和 ωLid , 导致 d 轴和 q 轴变量存在相互耦合效应, 因此需要采用前馈解耦控制来消除相互之间电流的影响, 从而得到较好的电流跟随性能。本文电流内环采用传统 PI 控制器, 电流环控制设计的方程如下:

$$\begin{cases} V_d = -(K_{ip} + \frac{K_i}{S})(i_d^* - i_d) + \omega Li_q + e_d \\ V_q = -(K_{ip} + \frac{K_i}{S})(i_q^* - i_q) + \omega Li_d + e_q \end{cases} \quad (5)$$

其中: K_{ip} 、 K_i 分别为电流内环控制器的比例增益以及积分增益; S 为微分算子; i_d^* 、 i_q^* 分别为 i_d 、 i_q 的电流指令值, 当 i_q^* 设置为零时, 三相电压型 PWM 整流器工作在整流状态, 且无功功率为零。

2 自抗扰控制器的设计

2.1 整流系统结构框图

由于三相电压型 PWM 整流器是强非线性控制系统, 且线性控制策略在特殊应用上存在一定的缺陷。由于线性控制策略是建立在精确的整流器数学模型和不变的系统参数, 但现实情况中存在多种干扰, 如直流负载突变、参数扰动以及母线电容等因素, 从而影响线性控制的性能, 故需要引入非线性控制方法到整流器系统。为了整流系统以单位功率因数运行, 并且直流侧的输出电压也能够快速调节, 故如图 2 所示采用双闭环控制系统的结构图。

其中, 通过电压和电流检测转换到 d 、 q 轴的实际电压与电流分量, 电压外环直流侧的给定电压值与实际电容电压的差值经过自抗扰控制器 (ADRC), 得到电流内环 d 轴分量的电流给定值, 并且将 q 轴分量的电流值设置为零。然后, 将 d 轴、 q 轴的电流给定值与实际电流分量的差值分别经过电流内环 PI 控制器, 再通过空间矢量脉宽调制器 (SVPWM, Space vector pulse width modulator) 的控制, 从而获得整流系统 3 桥臂开关管的导通与关断信号。

2.2 自抗扰控制器

自抗扰控制技术是由中科院系统科学研究所韩京清研究员提出的控制策略, 且是一种非线性控制方法, 该方法以经典 PID 的基础上发展而来, 传统 PID 控制器使用在精

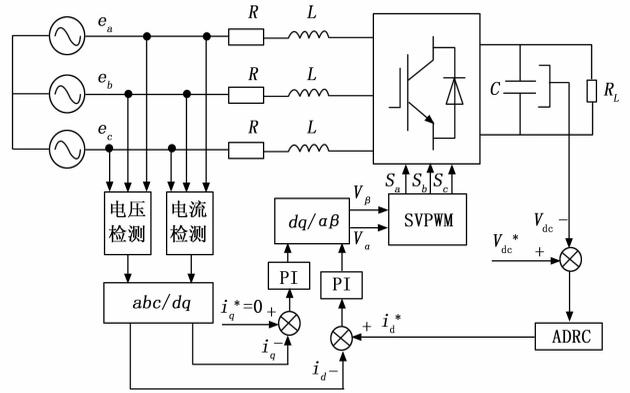


图 2 双闭环整流系统控制的结构图

度要求比较高的应用场合中, 系统误差很容易受到外界扰动的负面影响, 从而自抗扰控制改善了传统 PID 控制的致命缺陷, 且具有不依赖被控对象的精确模型和对抗扰动的抑制能力。

自抗扰控制器是由非线性跟踪微分器 (TD)、扩张状态观测器 (ESO) 及非线性状态误差反馈律 (NLSEF) 3 个部分组成。非线性跟踪微分器能够对系统给定信号进行合理的过度过程, 以此来减小超调, 同时给出过度过程的微分信号; 扩张状态观测器将系统的外扰和内扰进行总估计, 从而达到对未建模的扰动及外界扰动加以补偿; 非线性状态误差反馈律是根据所获得的误差和误差的变化率得到系统控制量。其常规的自抗扰控制器结构如图 3 所示, 为了后续能够在微处理器上运行和数值化编程, 给其离散的形式。

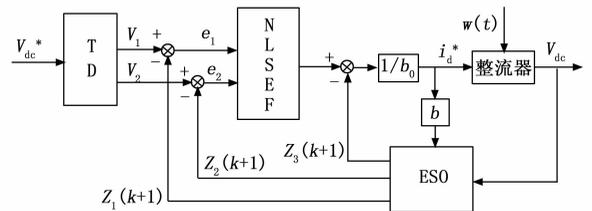


图 3 自抗扰控制器结构框图

2.2.1 非线性跟踪微分器 (TD)

由于传统 PID 控制器的初始误差直接取给定值与系统实际输出值的差, 从而初始状态存在比较大的误差变化, 其对系统引起控制量超调的情况, 既导致致快速性和超调量之间矛盾。所以需要根据控制目标进行合理的过渡过程, 非线性跟踪微分器就避免了传统 PID 初始误差过大和超调的矛盾, 且给出较好的微分离散信号和改善传统微分器对噪声放大的缺点, 其目标是跟踪直流侧的给定电压和离散微分信号的处理。

$$\begin{cases} V_1(k+1) = V_1(k) + hV_2(k) \\ V_2(k+1) = V_2(k) + hf \end{cases} \quad (6)$$

式 (6) 中, f 为快速控制最优综合函数:

$$f = fhan(V_1(k) - v(t), V_2(k), r, h_0) \quad (7)$$

由式 (7) 中 f 函数可知, $v(t) = V_{dc}^* - V_{dc}(0)$, $V_1 = V_1(k+1) + V_{dc}(0)$, $V_2 = V_2(k+1)$, 同时 $fhan(x_1, x_2, r, h_0)$ 是一种非

线性函数, 根据式 (8) ~ (10) 中离散方程推导而来。

$$a = \begin{cases} x_2 + \frac{a_0 - d}{2} \text{sign}(y), & |y| > d_0 \\ x_2 + \frac{y}{h}, & |y| \leq d_0 \end{cases} \quad (8)$$

$$fhan = \begin{cases} -r \text{sign}(a), & |a| > d \\ -r \frac{a}{d}, & |a| \leq d_0 \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} a_0 = \sqrt{d^2 + 8r|y|} \\ y = x_1 + hx_2 \\ d = rh, d_0 = hd \end{cases} \quad (10)$$

2.2.2 扩张状态观测器 (ESO)

扩张状态观测器是自抗扰控制器的核心部分, 其能够实时估计出整流系统模型中的各种状态变量和其他不确定因素, 并且在反馈过程中对扰动加以补偿, 以此对系统模型重新构造的作用。整流系统中直流侧电压和电流是可测量的变量, 其作为该系统的输入状态变量的扩张状态观测器形式如下:

$$\begin{cases} e = Z_1(k+1) - V_{dc}(0) \\ Z_1(k+1) = Z_1(k) - h[Z_2(k) - \beta_1 e] \\ Z_2(k+1) = Z_2(k) - h[Z_3(k) - bi_d^* - \beta_2 fal(e, \alpha_1, \delta)] \\ Z_3(k+1) = Z_3(k) - h\beta_3 fal(e, \alpha_2, \delta) \end{cases} \quad (11)$$

2.2.3 非线性状态误差反馈控制率 (NLSEF)

非线性状态误差反馈控制率是根据扩张状态观测器的反馈量和非线性跟踪微分器的输出所构成的非线性系统控制量。

$$\begin{cases} e_1 = V_1 - Z_1(k+1) \\ e_2 = V_2 - Z_2(k+1) \\ i_d = k_1 fal(e_1, \alpha_1, \delta) + k_2 fal(e_2, \alpha_2, \delta) \\ i_d^* = \frac{i_d - z_3(k+1)}{b_0} \end{cases} \quad (12)$$

式 (6) ~ (12) 中, V_{dc}^* 为直流电压给定值, V_{dc} 为直流侧电压值, V_1 是 V_{dc}^* 跟踪值, V_2 是 V_{dc}^* 微分信号值, i_d^* 为电压外环输出控制量; α, δ, β 为可调参数, r 为快速跟踪控制参数, h_0 和 h 为精度因子; $Z_1(k+1), Z_2(k+1), Z_3(k+1)$ 分别是 V_1, V_2 及总扰动的估计值; e_1, e_2 是跟踪微分器与扩张状态观测器作差得到的两个误差; b, b_0 分别是系统因子和补偿因子; k_1 和 k_2 是非线性状态误差反馈控制率的增益系数, 非线性函数 $fal(e, \alpha, \delta)$ 形式如式 (13) 所示。

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| < \delta \\ \text{sign}(e) |e|^\alpha, & |e| \leq \delta \end{cases} \quad (13)$$

2.3 改进型自抗扰控制器

常规自抗扰控制器中的扩张状态观测器 (ESO) 和非线性状态误差反馈 (NLSEF) 控制率使用非线性函数 $fal(e, \alpha, \delta)$, 并且 fal 函数具有“小误差, 大增益; 大误差, 小增益”的特点, 通过分析和发现 fal 函数存在拐点不平滑的抖动现象。因此, 本文采用一种改进型的非线性函数 qin 如

式 (14) 所示^[21]。

$$qin(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} e^3(\alpha-1)\delta^{\alpha-3} + e\delta^{\alpha-1} \\ -e^2 \text{sign}(e)(\alpha-1)\delta^{\alpha-2}, & |e| \leq \delta \\ \text{sign}(e) |e|^\alpha, & |e| > \delta \end{cases} \quad (14)$$

通过对 α 和 δ 变量取值的不同, qin 函数与 fal 函数的变化曲线进行对比, 以此来适应实际值不同情况的需求。

1) α, δ 取值分别为 0.25 和 0.1, 如图 4 所示。

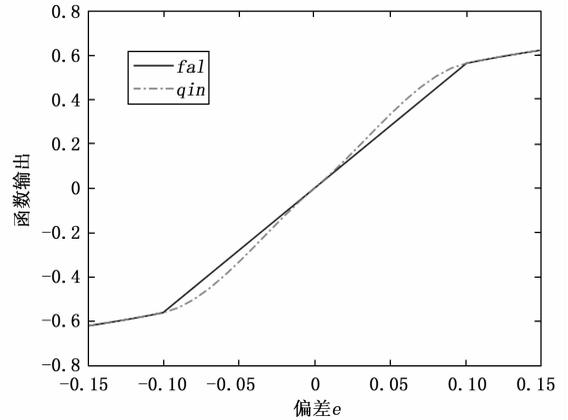


图 4 给定 α 值和 δ 值的函数曲线

从图 4 可以得到, 随着偏差 e 逐渐增大, qin 函数输出值比 fal 函数输出值响应快且光滑, 并处在偏差 e 为 $|0.1|$ 时, 两函数输出值相等, 其输出值约为 $|0.58|$ 。

2) 增大 α 值为 0.4, 保持 δ 值为 0.1, 如图 5 所示。

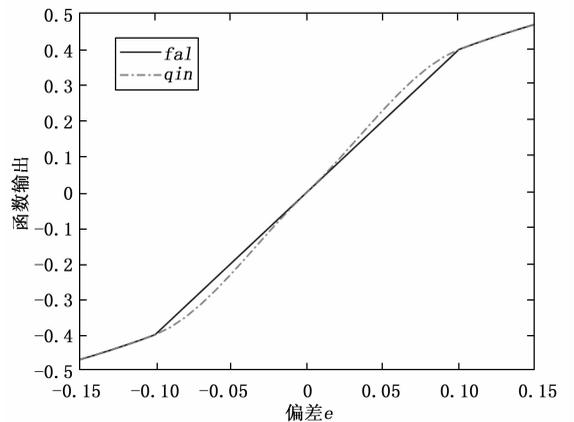


图 5 α 值增大的函数曲线

从图 5 可以看出, 当 α 值增大到 0.4 且保持 δ 值为 0.1, 两函数的输出值响应速度变缓, 从 $|0.58|$ 降低到 $|0.4|$, 且 qin 函数输出值比 fal 函数输出值响应快且光滑, 避免了高频抖振现象。

3) 保持 α 值为 0.25, 增大 δ 值为 1, 如图 6 所示。

从图 6 可以看出。当 δ 值增大到 1 且保持 α 值为 0.1, 两函数的输出值响应速度加快, 并处在偏差 e 为 $|1|$ 时, 从 $|0.58|$ 提高到 $|1|$, 同样 qin 函数输出值比 fal 函数输出值响应快且光滑。

综上所述, 随着 α, δ 取值不同, qin 函数的拐点曲线都比较连续且光滑, 并且改善了 fal 曲线函数不平滑的特性,

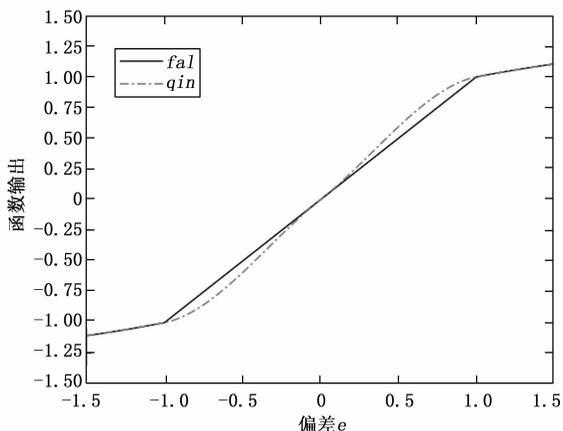


图 6 δ 值增大的函数曲线

故降低了常规自抗扰控制器的不平滑性而造成的抖振现象。

3 仿真研究及分析

为了验证改进型的自抗扰控制方法的有效性, 利用 MATLAB/Simulink 环境下进行仿真实验, 其三相电压型 PWM 整流器的参数如表 1 所示。

非线性自抗扰控制器的控制性能好, 但参数较多, 本文通过经验法整定参数, 则可以简化部分控制参数。快速跟踪控制参数 r 值越大跟踪速度就越快, 增加到一定程度后且影响已不明显; 一般精度因子 h, h_0 取值在 $0 \sim 1$ 范围内; α_1, α_2 一般在 $0 \sim 1$ 范围内取值, 可以先取值 0.5, 在此基础上可以再

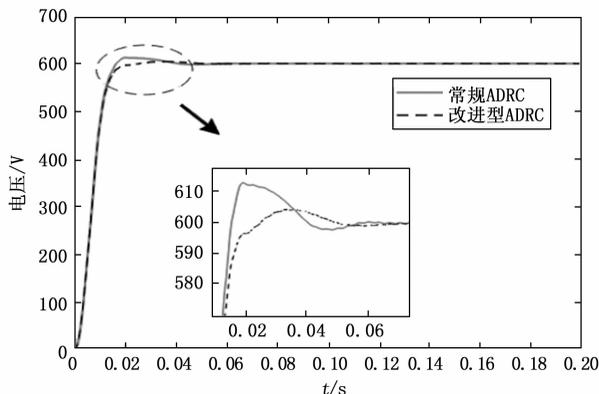
参数名称和单位	数值
交流侧电压/V	220
直流母线电压/V	600
交流侧等效电阻/ Ω	0.1
直流侧负载/ Ω	30
滤波电感/mH	5
滤波电容/ μF	4 700
开关频率/kHz	10

作调整, 如取值 0.25; 可调参数 δ 取值为 $0.01 \sim 0.1$ 范围较适合; 补偿因子 b_0 可以根据系统因子 b 的大小进行估计, 估计的越接近效果就越好, 但在实际工程应用中, 还需要折中考虑被控对象的带宽、扰动幅值、采样步长等其他因素。通过经验法整定常规自抗扰控制器和改进型自抗扰控制器的参数如下: $r = 300, h = 0.001, h_0 = 0.1, \beta_1 = 4, \beta_2 = 41, \beta_3 = 5, \alpha_1 = 0.4, \alpha_2 = 0.2, \delta = 0.1, b = b_0 = 1, k_1 = 1.5, k_2 = 0.8$, 并进行直流电压稳态控制、直流给定电压突变、网侧电压突变以及直流负载突变仿真实验对比研究。

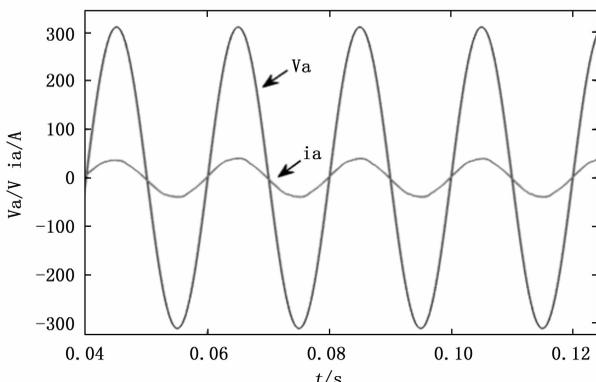
3.1 直流电压稳态运行实验

在改进型 ADRC 和常规 ADRC 的作用下, 整流系统都达到稳态运行的输出直流电压, 且交流侧电压和电流处于单位功率因数运行状态。

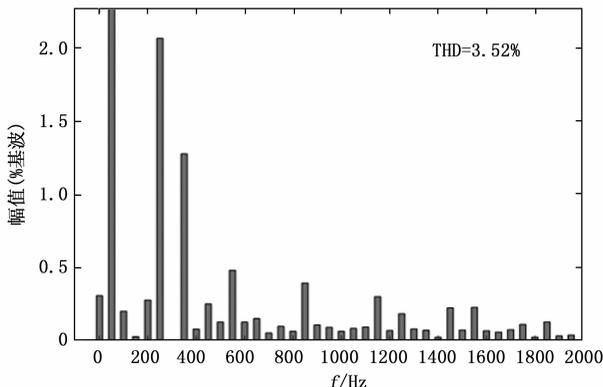
如图 7 直流电压稳态运行实验波形, 图 (a) 中, 改进



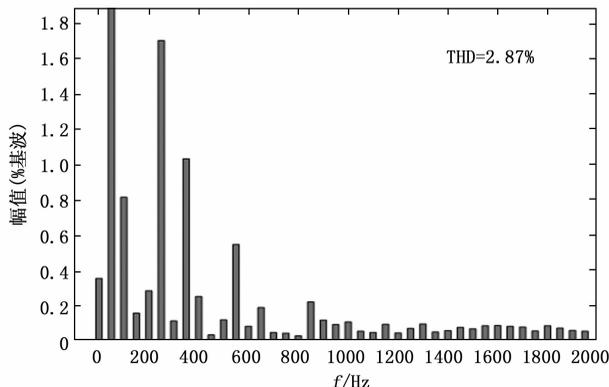
(a) 直流输出给定电压的响应曲线



(b) 改进型ADRC的a相电压和电流波形



(c) 常规ADRC的交流侧总谐波含量3.52%



(d) 改进型ADRC的交流侧总谐波含量2.87%

图 7 直流电压稳态运行实验

型 ADRC 的直流输出电压在 56ms 达到稳态值, 而常规 ADRC 的直流输出电压的调节时间稍长, 在 62 ms 达到稳态运行, 并且改进型 ADRC 比常规 ADRC 的输出直流电压响应曲线较为平滑及稳态误差小, 常规 ADRC 存在 12 V 的超调量, 而改进型 ADRC 的超调量只有 4 V; 图 (b) 中, 整流系统网侧电压与电流同相位且实现单位功率因数控制; 图 (c) 和图 (d) 中, 改进型 ADRC 比常规 ADRC 的交流电流总谐波含量值 (THD) 低 0.65%, 其分别为 2.87% 和 3.52%, 两者交流电流谐波含量值都达到了不高于国家电能质量规定的总谐波含量 5% 的指标。

3.2 直流给定电压突变运行实验

如图 8 直流给定电压突变波形可知, 整流系统在时间 0.1 s 处, 将直流电压给定 600 V 突降为 550 V, 在改进型 ADRC 和常规 ADRC 的作用下, 改进型 ADRC 约为 47 ms 达到新的给定输出电压值, 几乎无压降且连续, 而常规 ADRC 稳定时间比改进型 ADRC 长, 其约为 58 ms 才恢复到稳态, 但是改进型 ADRC 的跟随性更加平滑, 且常规 ADRC 存在约 10 V 的压降。

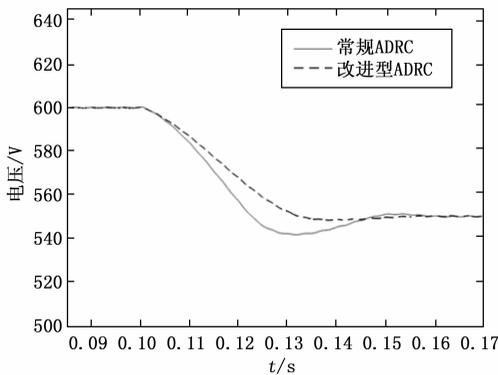


图 8 直流给定电压突变的响应曲线

3.3 交流侧输入电压突变运行实验

如图 9 交流侧输入电压突变的响应波形可得, 整流系统在时间 0.1 s 处, 将网侧电压 220 V 突降到 180 V, 改进型 ADRC 的恢复时间约为 42 ms, 其压降约为 6 V, 常规 ADRC 的恢复时间约为 50 ms, 其压降约为 8 V, 表明改进型 ADRC 比常规 ADRC 抗交流侧电压突变的扰动能力强, 且都能恢复到直流电压的设定值。

3.4 负载突变运行实验

如图 10 直流侧负载突变实验波形可以得到, 整流系统在时间 0.1 s 处, 将直流负载电阻以 30 Ω 突减到 15 Ω, 以此来模拟用户负载变动的情况, 在改进型 ADRC 和常规 ADRC 的作用下, 可以看出两者都经过约为 64 ms 后, 整流系统再次达到稳定状态, 改进型 ADRC 压降约 40 V, 而常规 ADRC 压降约为 60 V, 表明改进型 ADRC 具有较好的抗负载扰动的能力。

综上所述, 在改进型 ADRC 和常规 ADRC 的作用下, 整流系统在受到外部或内部扰动时, 改进型 ADRC 比常规 ADRC 具有更好的跟随性能和动态性, 提高了整流系统的

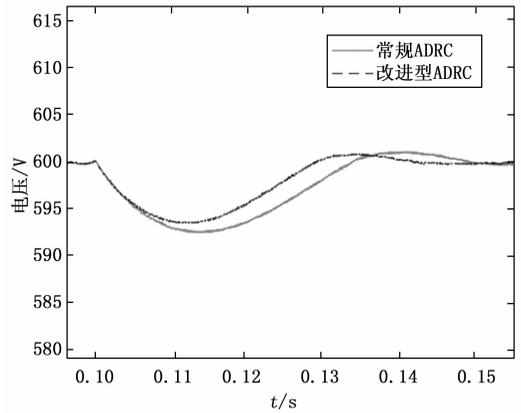


图 9 交流侧输入电压突变的响应曲线

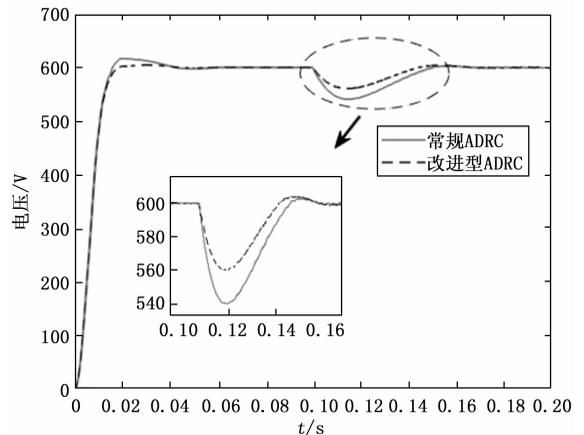


图 10 直流负载突变的响应曲线

抗交流侧输入电压和负载的扰动能力, 傅里叶分析电流信号的结果显示具有较低的总谐波含量及提高了电压质量, 从而验证了改进型 ADRC 在三相电压型 PWM 整流器的优越性能, 同时为后续进行实物控制设计提供了理论依据。

4 实物验证

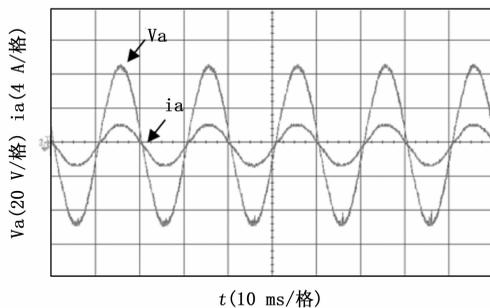
为了验证改进型 ADRC 的可行性, 搭建了三相电压型 PWM 整流器硬件平台来实验验证, 实验样机的控制芯片采用 TI 公司的 TMS320F28335, IGBT 是以 FGH49N60UFD 型作为主功率开关管。表 2 为实验样机的具体实验参数。

表 2 实验样机的实验参数

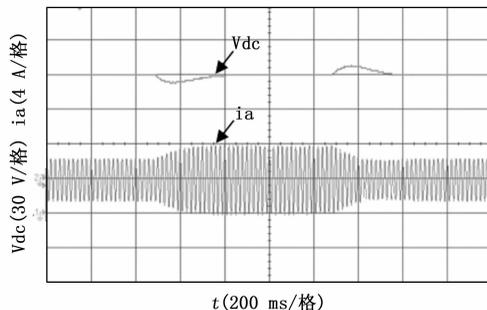
参数名称和单位	数值
交流侧电压/V	45
直流母线电压/V	120
直流侧负载/Ω	60~120
滤波电感/mH	7
滤波电容/ μ F	4 700
开关频率/kHz	10

如图 11 实物实验结果波形, 图 (a) 中, 交流侧 A 相电压和电流的波形接近正弦波且几乎没有毛刺, 且能实现了单位功率因数运行, 电压与电流处于同相位; 图 (b)

中, 整流系统连续进行减载和加载突变实验, 直流负载电阻从 $60\ \Omega$ 到 $120\ \Omega$ 之间突变, 直流侧电压输出波形稳定运行在 $120\ \text{V}$ 。当负载电阻从 $120\ \Omega$ 突降到 $60\ \Omega$ 时, 交流侧 A 相电流幅值拉高, 直流侧输出电压存在一定的压降; 当负载电阻从 $60\ \Omega$ 突增 $120\ \Omega$ 到时, 交流侧 A 相电流幅值降低, 直流侧输出电压存在一定的压升, 其调整时间约为 $300\ \text{ms}$ 后再次达到稳态, 从而验证了改进型 ADRC 具有良好的动静态性和鲁棒性。



(a) 交流侧 A 相电压和电流波形



(b) 直流侧输出电压和交流侧 A 相电流波形

图 11 实物验证结果

5 结束语

本文针对三相电压型 PWM 整流器强非线性和控制复杂的特性, 采用了一种新型平滑连续的非线性函数, 并将 qin 函数引入到常规 ADRC 的扩张状态观测器和非线性状态误差反馈律中, 从而减小了高频颤振影响。通过 MATLAB/Simulink 仿真模型分析和实物实验结果可得, 基于电压外环改进型 ADRC 和电流内环前馈解耦 PI 的双闭环控制, 该方法比常规 ADRC 具有更好的控制性能, 实现了三相电压型 PWM 整流器的单位功率运行和提高了直流输出电压的动静态性及鲁棒性。同时降低了交流侧电流总谐波含量, 减小了整流系统直流侧电压的超调量, 故对三相电压型 PWM 整流器的理论及工程应用具有可行性和指导性。

参考文献:

- [1] 胡鞍钢. 中国实现 2030 年前碳达峰目标及主要途径 [J]. 北京工业大学学报 (社会科学版), 2021, 21 (3): 1-15.
- [2] 张兴. PWM 整流器及其控制策略的研究 [D]. 合肥: 合肥工业大学, 2003.
- [3] 林宏博, 贾文超, 贾卓. 三相电压型 PWM 整流器控制策略

研究 [J]. 长春工业大学学报, 2020, 41 (6): 573-580.

- [4] 王归新, 金申义. 基于三相电压型 PWM 整流器控制策略研究 [J]. 电气传动, 2019, 49 (10): 34-38, 74.
- [5] 王世杰, 胡威, 高鑫, 等. 新能源并网发电对配电网电能质量的影响研究 [J]. 计算技术与自动化, 2021, 40 (2): 47-52.
- [6] 程启明, 程尹曼, 薛阳, 等. 三相电压源型 PWM 整流器控制方法的发展综述 [J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40 (3): 145-155.
- [7] M-A M E, FAHAD A-M, SAMI E F. Feedback linearization sliding mode control of three-phase grid-tied AC/DC PWM converter [C] // International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, 2020.
- [8] 王绍昭, 曾奕彰, 刘祥发, 等. 三相电压型 PWM 整流器滑模控制研究 [J]. 电力电子技术, 2019, 53 (8): 111-112, 117.
- [9] MA H, ZHAO J G, YANG M, et al. Predictive direct power control for three-phase vienna rectifier with simplified SVM [C] // IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition, 2018.
- [10] 李晖, 梅成林, 林明耀, 等. 一种新型三相电压型 PWM 整流器无差拍预测直接功率控制 [J]. 电网技术, 2021, 45 (2): 689-695.
- [11] 董必锋, 杜贵平, 朱天生. 三相 PWM 整流器反馈线性化解耦与滑模控制 [J]. 电力电子技术, 2016, 50 (8): 5-7.
- [12] LI T Y, ZHU H B. Three-phase Voltage-type PWM Rectifier Controller Design Based on Feedback Linearization [J]. 2019 Chinese Automation Congress (CAC), 2019, 1872-1875.
- [13] 郭源博, 周鑫, 张晓华, 等. 三相电压型脉宽调制整流器的自抗扰控制 [J]. 电力系统自动化, 2011, 35 (16): 87-93.
- [14] 康家玉, 李伟, 和二晖, 等. 基于改进型自抗扰的 VIENNA 整流器控制策略 [J]. 实验室研究与探索, 2021, 40 (11): 52-57.
- [15] XIAO H Y, WANG X N, WANG Z H, et al. Research on improved LADRC for three-phase VSR based on GI-ESO [C] // International Conference on Control Science and Electric Power Systems, 2021.
- [16] 童军, 豆冲, 王颖, 等. 基于矢量控制的 PWM 整流器线性自抗扰控制 [J]. 控制工程, 2022, 29 (4): 678-683.
- [17] 高志强. 自抗扰控制思想探究 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30 (12): 1498-1510.
- [18] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用 [J]. 控制与决策, 1998, 13 (1): 19-23.
- [19] 陈增强, 刘俊杰, 孙明玮. 一种新型控制方法——自抗扰控制技术及其工程应用综述 [J]. 智能系统学报, 2018, 13 (6): 865-87.
- [20] 贺诗明, 熊健, 代大一, 等. 三相电压型 PWM 整流器建模、控制及稳定性分析 [J]. 电网技术, 2019, 43 (6): 2049-2057.
- [21] 齐乃明, 秦昌茂, 宋志国. 高超声速飞行器改进自抗扰串级解耦控制器设计 [J]. 哈尔滨工业大学学报, 2011, 43 (11): 34-38.