

基于自抗扰的单相 PWM 整流器直接功率控制

张 宁, 徐传芳*, 李延帅

(大连交通大学 自动化与电气工程学院, 辽宁 大连 116000)

Single-Phase PWM Rectifier Power Feedforward Decoupling Control Based on Active Disturbance Rejection

ZHANG Ning, XU Chuanfang*, LI Yanshuai

(School of Automation and Electric Engineering, Dalian Jiaotong University, Dalian 116000, China)

Abstract: In order to improve the dynamic performance of single-phase two-level PWM rectifier, this paper proposes an improves control strategy based on the dual closed-loop control method of PI control in the traditional outer loop and power feed-forward decoupling direct power control in the inner loop, and introduces a voltage outer loop based on Linear Automatic Disturbance Rejection Control (LADRC) to reduce the overshoot of the DC side voltage and improve the response speed of the system, and enhance its anti-load disturbance ability. Furthermore, on the basis of power feed-forward decoupling control, SOGI is introduced to construct virtual quadrature components to improve the tracking ability of current to voltage on the grid side and improve the dynamic performance of the system. Finally, the system simulation model is established by MATLAB/Simulink and simulates, and the feasibility and effectiveness of the proposed improved control strategy are verified.

Key words: single-phase two-level PWM rectifier; disturbance rejection control; power feed-forward decoupling; immunity to interference

摘 要: 为改善单相两电平 PWM 整流器的动态性能, 本文在传统外环采用 PI 控制, 内环采用功率前馈解耦直接功率控制的双闭环控制方法基础上, 提出一种改进控制策略, 即引入基于线性自抗扰(LADRC)的电压外环, 以减小直流侧电压的超调量, 提高系统的响应速度, 并增强其抗负载扰动能力。进一步在功率前馈解耦控制的基础上, 引入二阶广义积分(SOGI)构建虚拟正交分量, 以提高网侧电流对电压的追踪能力, 提升系统的动态性能。最后, 通过 MATLAB/Simulink 建立系统仿真模型并进行仿

真, 对所提出改进控制策略的可行性和有效性进行了验证。

关键词: 单相两电平 PWM 整流器; 自抗扰控制; 功率前馈解耦; 抗扰性能

0 引言

单相 PWM 整流器具有网侧功率因数高、谐波畸变率低等特点, 其在电力牵引交流传动系统中已被广泛应用。单相 PWM 整流器的拓扑结构主要分为两电平和三电平两大类, 相较于三电平 PWM 整流器, 两电平 PWM 整流器的主电路及控制系统更简单、成本更低, 因此我国 CRH1、CRH3 和 CRH5 型高速动车组, 以及 HXD1、HXD2 和 HXD3 系列大功率机车均采用的是单相两电平 PWM 整流器^[1]。单相两电平 PWM 整流器的控制目标主要为: 第一, 网侧电压电流同相位; 第二, 直流侧输出电压稳定且脉动纹波小。为了实现上述控制目标, 目前国内外大多采用双闭环的控制策略, 其中内环主要采用电流控制和功率控制。

电流控制有间接电流控制和直接电流控制两种, 目前广泛采用的是直接电流控制, 其主要有瞬态直接电流控制^[2]、滞环直接电流控制^[3]、定时瞬时值电流控制和预测直接电流控制^[4-5]等。而功率控制则是通过直接控制变流器的有功功率和无功功率, 进而实现对整流电路的控制。由于直接功率控制具有结构简单和较好的动态响应等优点, 目前关于三相 PWM 整流器直接功率控制已经有了大量的研究, 但对单相 PWM 整流器直接功率控制算法的研究相对较少。文献[6]在取消传统电流内环的基础上提出微分平坦理论的直接

基金项目: 辽宁省交通科技项目(202243)

Liaoning Provincial Transportation Science and Technology Project (202243)

功率控制,改善了其动态响应,但输出直流电压的稳定性对补偿环节有较强的依赖性;文献[7]依据瞬时功率理论,研究了系统功率在不同开关状态下的影响,给出了最优开关状态选择与占空比求解的模型预测直接功率控制;文献[8]提出一种无需网压锁相环和频率补偿算法,内环采用功率前馈解耦,该算法实现了开关频率固定,但是增加了计算复杂度;文献[9]在传统电压外环的基础上,提出基于电容储能外环控制的直接功率控制策略,以改进单相 PWM 整流器的动态响应速度,但其抗负载扰动性能较差。以上控制策略电压外环大多采用的是 PI 控制,存在系统直流侧电压超调大以及负载突变时电压波动大的问题。为此,文献[10]提出一种电压外环采用自抗扰控制^[11]、内环采用 DQ 电流解耦相结合的双闭环控制策略。但由于 DQ 电流解耦对负载扰动较为敏感,需要进行精确的参数整定,加大了设计工作量。

基于以上分析,本文以单相两电平 PWM 整流器为研究对象,分析其在 $d-q$ 坐标系下的数学模型,并提出了基于自抗扰的单相 PWM 整流器直接功率控制算法。其中,外环采用自抗扰控制算法,以减小直流侧电压超调,提高系统的响应速度及抗负载扰动性能;内环采用基于 SOGI 的功率前馈解耦控制算法^[12-13],以提升网侧电流对电压的追踪能力。最后,通过 MATLAB/Simulink 仿真验证了该控制策略具有良好的动态性能。

1 单相两电平 PWM 整流器数学模型

如图 1 所示,其中, u_s 、 i_s 分别网侧电压、网侧电流; R 、 L 分别为网侧等效电阻、电感; u_{ab} 为整流器输入端电压; C 为直流侧支撑电容; R_L 为直流侧等效负载。

根据单相两电平 PWM 整流器主电路的拓扑结构和 KVL 方程,可得:

$$u_{ab} = u_s - Ri_s - L \frac{di_s}{dt} \quad (1)$$

设 u_m 、 i_m 分别为交流侧电压基波幅值、电流基波幅值; ω 为网侧基波角频率; φ 为网侧电流的相位角; φ_{ab} 为整流器输入端电压的相位角,则:

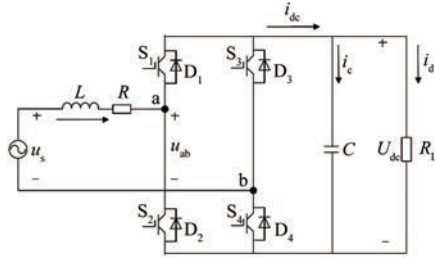


图 1 单相两电平 PWM 整流器主电路

Fig. 1 Single-phase two-level PWM rectifier main circuit

$$u_s = u_m \sin(\omega t) \quad (2)$$

$$i_s = i_m \sin(\omega t + \varphi) = i_d \sin(\omega t) + i_q \cos(\omega t) \quad (3)$$

其中:

$$\begin{cases} i_d = i_m \cos \varphi \\ i_q = i_m \sin \varphi \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} u_{ab} &= u_{abm} \sin(\omega t + \varphi_{ab}) = \\ &u_{abd} \sin(\omega t) + u_{abq} \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (5)$$

式中: i_d 、 i_q 和 u_{abd} 、 u_{abq} 分别为 i_s 、 u_{ab} 在 $d-q$ 坐标系下的分量; u_{abm} 为整流器输入端电压幅值。

将式(2)、(3)代入式(1),可得整流器在 $d-q$ 坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} u_{abd} = u_m - Ri_d - L \frac{di_d}{dt} + \omega Li_q \\ u_{abq} = -Ri_q - L \frac{di_q}{dt} - \omega Li_d \end{cases} \quad (6)$$

2 单相两电平 PWM 整流器功率前馈解耦控制

2.1 单相瞬时功率计算

由于单相系统只有一个电压和电流,无法直接应用瞬时功率理论^[14]计算瞬时有功、无功功率,所以需要构造与电网电压和电流正交的 α 、 β 分量。目前,构建虚拟正交分量的常用方法有波形移相、微分法、全通滤波器和 SOGI^[15-16]。前三种方法存在动态响应慢、对电流谐波敏感以及系统稳定性差等问题。而 SOGI 算法结构简单,对谐波滤除较好,输入信号相角偏移时其系统响应速度较快。因此本文选择 SOGI 算法构建虚拟正交分量,以提高网侧电流对电压的追踪精度,改善系统的动态性能。SOGI 算法框图如图 2 所示。

单相两电平 PWM 整流器在 $\alpha-\beta$ 坐标系下的

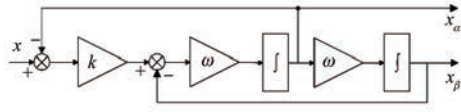


图 2 SOGI 算法框图

Fig. 2 Block diagram of the SOGI algorithm

瞬时有功、无功功率为

$$\begin{cases} P = \mathbf{i}_s \cdot \mathbf{u}_s = \frac{i_\alpha u_\alpha + i_\beta u_\beta}{2} \\ Q = \mathbf{i}_s \times \mathbf{u}_s = \frac{i_\alpha u_\beta - i_\beta u_\alpha}{2} \end{cases} \quad (7)$$

式中: u_α 、 u_β 和 i_α 、 i_β 分别为 $\mathbf{u}_s$ 、 $\mathbf{i}_s$ 的 α 轴和 β 轴分量。

本文提出的控制策略需要在 d - q 坐标系下进行, 式(8)为 α - β 与 d - q 坐标之间的转换关系:

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

结合式(7)和式(8)可得整流器在 d - q 坐标系下的有功、无功分量分别为

$$\begin{cases} P = \frac{i_d u_d + i_q u_q}{2} \\ Q = \frac{i_d u_q - i_q u_d}{2} \end{cases} \quad (9)$$

式中: u_d 、 u_q 为 $\mathbf{u}_s$ 的 d 轴、 q 轴分量。

将 d - q 坐标系下的 d 轴定向在网侧电压 u_s 上, 则 $u_d = u_m$ 、 $u_q = 0$ 。则式(9)可写成:

$$\begin{cases} P = \frac{i_d u_m}{2} \\ Q = -\frac{i_q u_m}{2} \end{cases} \quad (10)$$

2.2 功率前馈解耦算法

式(7)两端同时乘以 u_m 可得:

$$\begin{cases} u_{abd} u_m = u_m^2 - Ri_d u_m - Lu_m \frac{di_d}{dt} + \omega Li_q u_m \\ u_{abq} u_m = -Ri_q u_m - Lu_m \frac{di_q}{dt} - \omega Li_d u_m \end{cases} \quad (11)$$

将式(10)代入式(11), 可得:

$$\begin{cases} u_{abd} = -\frac{2L}{u_m} \frac{dP}{dt} + u_m - \frac{2RP}{u_m} - \frac{2\omega LQ}{u_m} \\ u_{abq} = \frac{2L}{u_m} \frac{dQ}{dt} + \frac{2RQ}{u_m} - \frac{2\omega LP}{u_m} \end{cases} \quad (12)$$

在稳态情况下, P 、 Q 的变化率为 0, 即:

$$\frac{dP}{dt} = \frac{dQ}{dt} = 0 \quad (13)$$

根据式(12)、式(13), d - q 坐标系下 u_{abd} 的稳态量 u_{d-FF} 和 u_{abq} 的稳态量 u_{q-FF} 分别表示为

$$\begin{cases} u_{d-FF} = u_m - \frac{2RP}{u_m} - \frac{2\omega LQ}{u_m} \\ u_{q-FF} = \frac{2RQ}{u_m} - \frac{2\omega LP}{u_m} \end{cases} \quad (14)$$

由式(12)和式(14)可知, 通过引入输入端电压的稳态量, 可使得控制量 u_{abd} 仅与有功有关, u_{abq} 仅与无功有关, 实现解耦控制。通过引入 PI 控制器可实现有功无功的动态控制, 即:

$$\begin{cases} u_{abd} = -\left[K_{Pp} + \frac{K_{Pi}}{s}\right] (P^* - P) + u_{d-FF} \\ u_{abq} = \left[K_{Qp} + \frac{K_{Qi}}{s}\right] (Q^* - Q) + u_{q-FF} \end{cases} \quad (15)$$

式中: K_{Pp} 、 K_{Pi} 分别为有功功率 PI 控制器的比例、积分系数; K_{Qp} 、 K_{Qi} 分别为无功功率 PI 控制器的比例、积分系数; P^* 、 Q^* 分别为有功和无功功率的给定值。 P^* 通过电压外环得到, Q^* 设为 0。图 3 为功率前馈解耦控制框图。

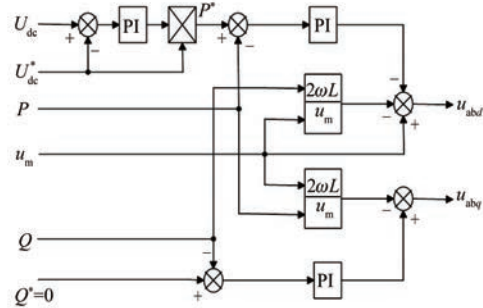


图 3 功率前馈解耦控制框图

Fig. 3 Power feed-forward decoupling control block diagram

3 电压外环自抗扰控制器设计

3.1 自抗扰控制器

自抗扰控制器^[17-18]是可以自动检测系统的外扰和模型实时作用并可给予补偿的控制器, 其由三部分组成: 跟踪微分器(TD)、扩张状态观测器(ESO)和非线性状态误差反馈控制律(NLSEF)。由于此控制器为非线性, 所以需要整定的控制器参数较多, 且调节较为困难。为此, 高志强教授提出了 LADRC^[19], 大幅度减少了需要

调制的参数,而且该算法也能较好的提高系统的响应速度及抗负载扰动性能。因此,本文电压外环采用 LADRC 进行控制。

3.2 电压外环 LADRC 设计

假设单相两电平 PWM 整流器为理想系统,即不考虑桥路能量损耗,则交流侧输入功率等于直流侧输出功率。

$$P_{ac} = P_{dc} \quad (16)$$

$$\begin{cases} P_{ac} = \frac{u_d i_d}{2} + \frac{u_q i_q}{2} = \frac{u_m i_d}{2} \\ P_{dc} = U_{dc} I_{dc} = U_{dc} C \frac{dU_{dc}}{dt} + \frac{U_{dc}^2}{R_L} \end{cases} \quad (17)$$

联立式(16)式(17),得:

$$\frac{dU_{dc}^2}{dt} = -\frac{2U_{dc}^2}{R_L C} + \frac{u_m i_d}{C} \quad (18)$$

令 $x_1 = U_{dc}^2$, 式(18)写为

$$\frac{dx_1}{dt} = -\frac{2x_1}{R_L C} + \frac{u_m i_d}{C} \quad (19)$$

令 $f(t) = -\frac{2x_1}{R_L C}$, $b = \frac{u_m}{C}$, $u = i_d$, 则式(19)可写成:

$$\dot{x}_1 = f(t) + bu \quad (20)$$

由式(20)可以看出,此方程为一阶方程,所以电压外环设计为一阶 LADRC,实现对电压外环的控制。

线性跟踪微分器(LTD)体现系统输出的过渡过程的变化规律,本文对实现阶跃信号的追踪采用一阶惯性环节,惯性时间常数越大,抑制超调的能力越强;反之,越弱。

线性扩张状态观测器(LESO)可以实时观测系统内部不确定扰动和系统外部扰动,是 LADRC 中的重要环节,其设计如下:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + \beta_1(x_1 - z_1) + bu \\ \dot{z}_2 = \beta_2(x_1 - z_1) \end{cases} \quad (21)$$

式中: z_1 为电压状态 x_1 的估计值; z_2 为系统扰动 $f(t)$ 的估计值; β_1, β_2 为可调参数。

为了让系统稳定,一般将 ESO 特征多项式的极点配置在观测器带宽处 ω_0 处,闭环特征多项式极点配置在电流闭环带宽 ω_c 处,即:

$$\begin{cases} s^2 + \beta_1 s + \beta_2 = (s + \omega_0)^2 \\ s + k_p = s + \omega_c \end{cases} \quad (22)$$

由此可得: $\beta_1 = 2\omega_0, \beta_2 = \omega_0^2, k_p = \omega_c$ 。

其中, ω_0 为观测器带宽; ω_c 为控制器带宽。由于外环需要比内环响应速度更快,所以观测器带宽要比控制器带宽大,一般设定 $\omega_0 = (3 \sim 5)\omega_c$ 。

控制率采用线性形式如下:

$$u = \frac{u_0 - z_2}{b} \quad (23)$$

将式(23)代入式(20),忽略 z_2 的估计误差,则有 $\dot{x}_1 = u_0$, 其中 $u_0 = k_p(U_{dc} - z_1)$, k_p 为电流闭环带宽。

基于以上分析可得电压外环 LADRC 的控制框图,如图 4 所示。

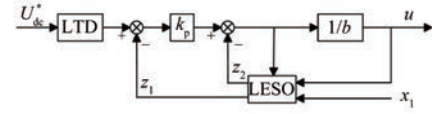


图 4 LADRC 结构框图

Fig. 4 Block diagram of the LADRC structure

针对控制参数难以确定问题,本文采用 ITAE 为性能指标函数^[20],并通过在 Matlab 的工作区中声明全局变量,通过调整赋值、循环计算等过程确定可调参数 β_1, β_2 。具体整定参数流程图如图 5 所示。

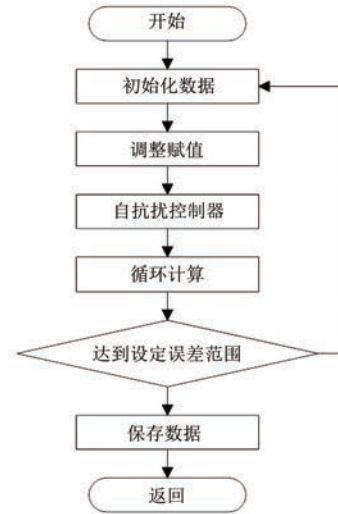


图 5 整定参数流程图

Fig. 5 Tuning parameter flowchart

结合功率前馈解耦控制,基于自抗扰的单相 PWM 整流器前馈功率解耦控制框图如图 6 所示。

4 仿真及试验结果分析

为验证本文所提基于自抗扰的单相 PWM 整

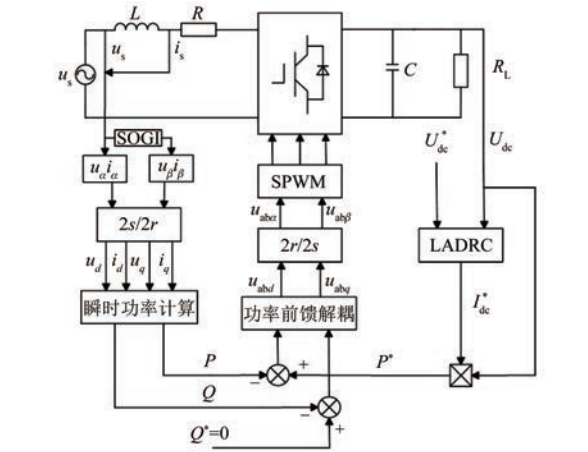


图 6 基于自抗扰的单相 PWM 整流器功率前馈解耦控制框图

Fig. 6 Control block diagram of single-phase PWM rectifier power feed-forward decoupling based on self-rejection

流器直接功率控制的有效性,通过 MATLAB/Simulink 仿真搭建系统进行仿真试验验证,并对仿真结果进行分析。仿真试验系统参数如表 1 所示^[21]。

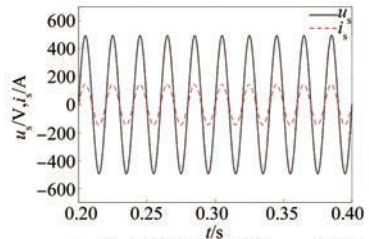
表 1 系统参数
Tab.1 System parameters

参数名称	参数值
网侧电压有效值 u_s/V	350
网侧电压频率 f_0/Hz	50
网侧等效电感 L/mH	4.92
网侧等效电阻 R/Ω	0.068
直流侧电压给定值 u_{dc}^*/V	700
直流侧支撑电容 C/mF	6.6
直流侧电阻 R_L/V	14
采样频率 f_s/kHz	20
开关频率 f_{PWM}/kHz	2

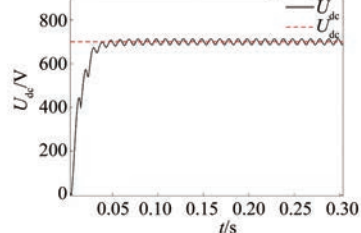
图 7 为系统在稳态运行情况下的仿真波形,可以看出本文所提出的控制策略能使交流侧电压电流保持同相位,实现单位功率因数运行,且直流侧输出电压稳定在给定值附近,验证了该控制策略是可行和有效的。

图 8 为基于自抗扰的单相两电平 PWM 整流器直接功率控制和基于 PI 控制的单相两电平 PWM 整流器直接功率控制的直流侧输出电压对比仿真波形图,可以看出,当外环采用 LADRC 时,直流侧电压超调较小且响应速度快。

为进一步验证该控制策略对负载扰动的抵御能力,设置在 0.4 s 时,将系统负载电阻从 14 Ω 突



(a) 稳态情况下交流侧 u_s 、 i_s 波形



(b) 稳态情况下直流侧 U_{dc} 波形

图 7 稳态运行情况下系统的仿真波形
Fig. 7 Simulation waveform of the system in steady-state operation

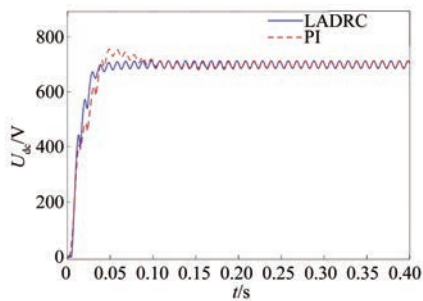
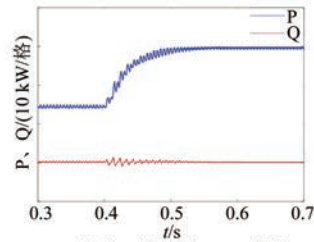


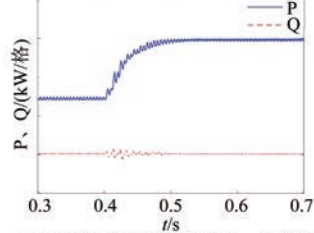
图 8 直流侧输出电压对比仿真波形
Fig. 8 DC-side output voltage versus simulated waveform

变为 7 Ω 进行仿真。图 9 为当负载突变时,有功功率和无功功率变化波形图,图 10 为负载突变时输出电压变化波形图。由图 9 和 10(b) 可以看出,在 0.4 s 系统负载变化且电压外环基于 LADRC 控制器时,有功功率和直流侧电压经过 0.15 s 恢复稳态,直流侧电压最大降落幅值约为 45 V;而电压外环基于 PI 控制器时,稳态恢复时间为 0.2 s,直流侧电压最大降落幅值约为 65 V。由此可以看出,本文所提控制策略的动态响应速度更快且具有更好的抗负载扰动能力。

图 11 为基于 PI 和基于自抗扰的系统总谐波失真(THD)分析仿真对比。图 12 为负载突变时,内环基于 SOGI 和波形移相的网侧电流追踪电压的对比波形图。由图 11 可以看出,当电压外环采用 LADRC 控制时,系统谐波失真相对电压外环



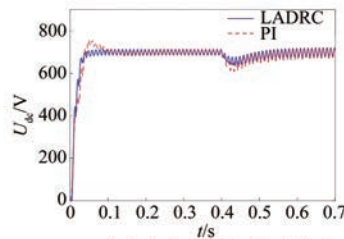
(a) 基于PI控制的P、Q变化



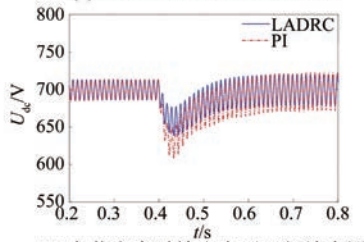
(b) 基于LADRC控制的P、Q变化

图9 负载突变时P、Q仿真波形

Fig. 9 P and Q simulation waveform when the load changes abruptly



(a) 负载突变时输出电压波形



(b) 负载突变时输出电压局部放大图

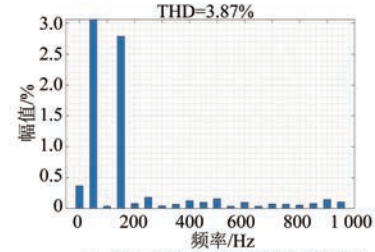
图10 负载突变系统仿真波形

Fig. 10 Load mutation system simulation waveform

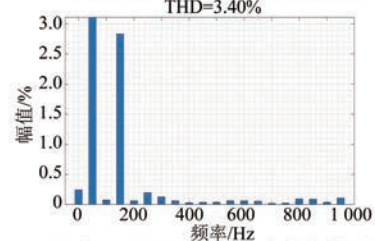
采用PI控制得到了改善;由图12可以看出,当负载突变时,内环基于波形移相网侧电流追踪电压在时间上有延迟;而当基于SOGI算法时,网侧电流更快的追踪到网侧电压,提高了系统的动态性能。

5 结语

本文以单相两电平PWM整流器为研究对象,以改善其动态性能为目的,提出电压外环采用线性自抗扰控制、内环采用基于SOGI的功率前馈解耦相结合的双闭环控制策略。基于



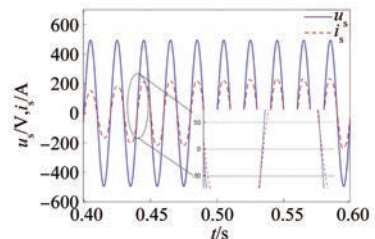
(a) 基于PI控制的功率前馈解耦



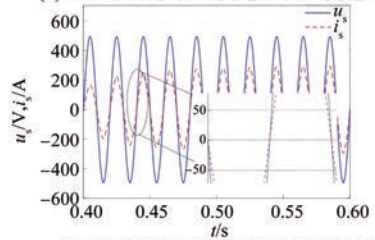
(b) 基于LADRC控制的功率前馈解耦

图11 两种控制方式下网侧电流的FFT分析

Fig. 11 FFT analysis of grid-side current under two control moes



(a) 基于波形移相网侧电流和网侧电压



(b) 基于SOGI网侧电流和网侧电压

图12 负载突变网侧电流和网侧电压

Fig. 12 Load mutation mesh side current and grid-side voltage

MATLAB/Simulink的仿真结果表明,与传统的外环采用PI控制,内环采用功率前馈解耦直接功率控制的双闭环控制策略相比,本文提出的改进控制策略能够进一步减小直流侧电压超调量,提高系统的响应速度,增强系统抗负载扰动的能力,并能提高网侧电流对电压的追踪精度,具有良好的动态性能。

参考文献

- [1] 冯晓云. 电力牵引交流传动及其控制系统[M].

- 北京: 高等教育出版社, 2009.
- FENG X Y. Electric traction AC drive and its control system [M]. Beijing: Higher Education Press, 2009.
- [2] 邹仁. 四象限变流器瞬态电流控制的仿真研究[J]. 机车电传动, 2003(6): 17-20.
- ZOU R. Simulation study on transient current control of four quadrant converter [J]. Electric Drive for Locomotives, 2003(6): 17-20.
- [3] DAHONO P A. New hysteresis current controller for single-phase full bridge inverters [J]. IET Power Electronics, 2009, 2(5): 585-594.
- [4] 宋文胜, 葛兴来, 冯晓云. 基于预测电流控制的三电平 4 象限变流器研究[J]. 电气传动, 2008, 38(4): 55-58.
- SONG W S, GE X L, FENG X Y. Research on 3-level 4-quadrant converter based on predictive current control[J]. Electric Drive, 2008, 38(4): 55-58.
- [5] 宋智威, 黄路, 熊成林, 等. 改进的单相脉冲整流器模型预测电流控制策略[J]. 电网技术, 2020, 44(5): 1845-1851.
- SONG Z W, HUANG L, XIONG C L, et al. Improved model predictive current control strategy for single-phase pulse rectifier [J]. Power System Technology, 2020, 44(5): 1845-1851.
- [6] 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 P G, ZHU W C, GE W. Differential flatness based direct power control for single-phase PWM rectifier [J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(5): 38-44.
- [7] 宋文胜, 邓知先. 单相 PWM 整流器定频模型预测功率功率控制算法[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(4): 93-100.
- SONG W S, DENG Z X. Model predictive power control scheme for single-phase PWM rectifiers with constant switching frequency[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(4): 93-100.
- [8] 马俊鹏, 宋文胜, 冯晓云. 单相三电平脉冲整流器无锁相环直接功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(7): 1723-1731.
- MA J P, SONG W S, FENG X Y. Direct power control of single-phase three-level rectifiers without phase locked loop [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(7): 1723-1731.
- [9] 冯帅, 单相 PWM 整流器控制策略优化研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2022.
- FENG S. Research on optimization of control strategy of single-phase PWM rectifier [D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2022.
- [10] 王萍, 闫瑞涛. 一种单相 PWM 整流器动态性能优化控制策略[J]. 太阳能学报. 2020, 41(8): 102-107.
- WANG P, YAN R T. An optimal control strategy of dynamic performance for single-phase PWM rectifier [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2020, 41(8): 102-107.
- [11] 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.
- ZENG J J, SU X, LI Z, et al. Research on active disturbance rejection control of three-phase voltage type PWM rectifier [J]. Computer Measurement & Control, 2023, 31(1): 93-99.
- [12] 牛凯, 刘文生. 基于虚拟信号构造的单相整流器功率前馈控制[J]. 微电机, 2020, 53(9): 47-53.
- NIU K, LIU W S. Power feedforward control of single-phase rectifier based on virtual signal construction [J]. Micromotor, 2020, 53(9): 47-53.
- [13] 唐雄民, 朱燕飞, 章云. 基于功率预测模型的单相 PWM 整流器直接功率控制[J]. 控制与决策, 2012, 27(6): 845-849.
- TANG X M, ZHU Y F, ZHANG Y. Model-based predictive direct power control of single-phase pulse width modulation rectifier [J]. Control and Decision, 2012, 27(6): 845-849.
- [14] 王久和. 电压型 PWM 整流器的非线性控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2008.
- WANG J H. Nonlinear control of voltage PWM rectifier [M]. Beijing: China Machine Press, 2008.
- [15] 梅子帆, 李长兵, 徐仕深. 基于 SOGI-PLL 的伺服传动系统谐振频率检测方法[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(7): 74-80.
- MEI Z F, LI C B, XU S S. Resonance frequency detection method of servo drive system based on SOGI-PLL [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(7): 74-80.
- [16] 王中杰, 陶文彪, 王帅, 等. 单相低纹波 PWM 整流器的直接功率控制[J]. 湖南科技大学学报(自然科学版), 2021, 36(2): 60-66.

- WANG Z J, TAO W B, WANG S, et al. Direct power control of single-phase low-ripple PWM rectifier [J]. Journal of Hunan University of Science & Technology (Natural Science Edition), 2021, 36 (2): 60-66.
- [17] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 1: 19-23.
- HAN J Q. Auto-disturbances-rejection controller and its applications [J]. Control and Decision, 1998, 1: 19-23.
- [18] 成庶, 刘翊, 王成强, 等. 基于自抗扰的高速列车升力翼攻角驱动系统同步控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(6): 1-7.
- CHENG S, LIU Y, WANG C Q, et al. Synchronous control of high-speed train lift wing angle of attack drive system base on active disturbance rejection [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(6): 1-7.
- [19] GAO Z Q. Active disturbance rejection control: a paradigm shift in feedback control system design [C] //American Control Conference. Minneapolis: IEEE, 2006.
- [20] 刘成伟, 基于自抗扰控制的高性能电压型 PWM 整流器研究与设计[D]. 北京: 北京工商大学, 2011.
- LIU C W. High performance voltage source PWM rectifier research and designation based on ADRC control [D]. Beijing: Beijing Technology and Business University, 2011.
- [21] 彭林, 马磊, 刘浩然, 等. 单相 PWM 整流器 H_∞ 混合灵敏度电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(14): 4580-4589+4737.
- PENG L, MA L, LIU H R, et al. H_∞ mixed sensitivity current control for single-phase PWM rectifier [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40 (14): 4580-4589+4737.

收稿日期:2023-07-23

收到修改稿日期:2023-09-18

作者简介:

张 宁(1998-),女,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动,1807586322@qq.com;

* 通信作者:徐传芳(1978-),女,博士,副教授,研究方向为电力牵引与传动控制系统,xuchuanfang@126.com。

Single-Phase PWM Rectifier Power Feedforward Decoupling Control Based on Active Disturbance Rejection

ZHANG Ning, XU Chuanfang^{*}, LI Yanshuai

(School of Automation and Electric Engineering, Dalian Jiaotong University, Dalian 116000, China)

Key words: single-phase two-level PWM rectifier; disturbance rejection control; power feed-forward decoupling; immunity to interference

Single-phase PWM rectifier has the characteristics of high grid-side power factor and low harmonic distortion rate, and therefore it has been widely used in electric traction AC drive system. Compared with three-level PWM rectifiers, the main circuit and control system of two-level PWM rectifiers are simpler and lower cost, so China's CRH1, CRH3 and CRH5 high-speed EMUs et al are single-phase two-level PWM rectifiers. The control objectives of single-phase two-level PWM rectifiers are mainly as follows: firstly, the voltage and current on the grid side are in phase; secondly, the output voltage on the DC side is stable and the ripple is small.

In order to improve the dynamic performance of single-phase two-level PWM rectifier, this paper proposes an improves control strategy based on the dual closed-loop control method of PI control in the traditional outer loop and power feed-forward decoupling direct power control in the inner loop, and introduces a voltage outer loop based on Linear Automatic Disturbance Rejection Control (LADRC) to reduce the overshoot of the DC side voltage and improve the response speed of the system, and enhance its anti-load disturbance ability. Furthermore, on the basis of power feed-forward decoupling control, SOGI is introduced to construct virtual quadrature components to improve the tracking ability of current to voltage on the grid side and improve the dynamic performance of the system. Combined with the power feed-forward decoupling control, the block diagram of the single-phase PWM rectifier feed-forward power decoupling control diagram based on self-rejection is shown in Fig.1.

Fig.2 shows output voltage waveform with sudden

load. It show that compared with the traditional dual closed-loop control strategy of PI control in the outer loop and power feed-forward decoupling direct power control in the inner loop, the improved control strategy proposed in this paper can further reduce the voltage overshoot on the DC side, improve the response speed of the system, enhance the ability of the system to resist load disturbance, and improve the tracking accuracy of the current to voltage on the grid side, and have good dynamic performance.

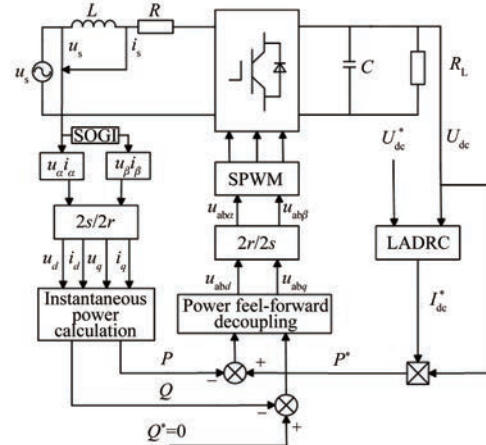


Fig. 1 Control block diagram of single-phase PWM rectifier power feed-forward decoupling based on self-rejection

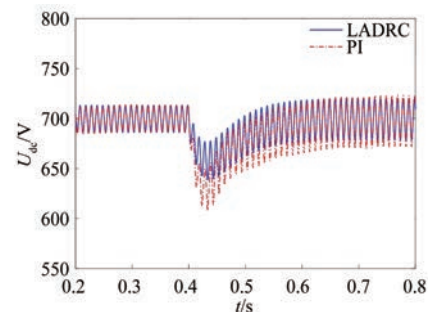


Fig. 2 Local amplification of the output voltage when the load is abrupt