

一种基于直接电流控制的单相 PWM 整流器

刘翔宇, 王荣杰, 周海峰

(集美大学轮机工程学院, 福建 厦门 361021)

[摘要] 为了解决传统 PWM 整流器中存在的严重谐波污染, 以及电流相位滞后的问题, 提出一种基于直接电流控制的双闭环控制策略, 在传统双闭环 PI 控制策略的基础上加入了交流侧电压前馈环节。为了实现交流侧电流正弦化, 虚构了一个与交流侧电压相差 90° 的电压, 通过锁相环技术实现交流电压相位跟踪。实验结果表明: 交流侧能够以近似单位功率因数运行, 直流侧电压超调量小且输出稳定。

[关键词] PWM 整流器; 双闭环控制; 交流侧电压前馈; 单位功率因数

[中图分类号] U 662.2

Single-phase PWM Rectifier Based on Direct Current Control

LIU Xiangyu, WANG Rongjie, ZHOU Haifeng

(School of Marine Engineering, Jimei University, Xiamen 361021, China)

Abstract: Aiming at the problems of serious harmonic pollution and current phase lag in traditional PWM rectifier, a double closed loop control strategy based on direct current control is proposed. The AC side voltage feedforward link was added to the traditional double closed loop control strategy. In order to realize the sinusoidal AC side current, a virtual voltage with 90° difference between AC side voltage and AC side voltage was fabricated, and the phase tracking of AC voltage was realized by phase-locked loop technology. The simulation results show that the AC side can operate in unit power factor, the DC side voltage overshoot is small and the output is stable, which indicates that the control strategy is reasonable and can be effectively controlled.

Keywords: PWM rectifier; Double closed loop control; AC side voltage feedforward; Unity-power factor

0 引言

在现代工业中, 交/直流电能变换已经应用于许多场合。单相脉冲宽度调制 (pulse width modulation, PWM) 整流器与传统不可控或相控整流器相比具有交流侧电流正弦化, 可运行于单位功率因数, 直流电压恒定可调等诸多优点。PWM 整流器的控制策略可分为间接电流控制^[1-4]和直接电流控制^[5-7]。直接电流控制由于结构简单, 能够有效抑制电流谐波, 且动态效应快, 而获得广泛应用。直接电流控制包括滞环电流控制^[8]、直接功率控制^[9]、空间矢量控制^[10]、瞬态电流控制^[11-13]。滞环电流控制结构简单, 控制方法容易实现, 且电流响应快, 但其开关频率不固定, 会产生分布较广的谐波。直接功率控制具有高功率因数、总谐波失真 (total harmonic distortion, THD) 低、算法及结构简

[收稿日期] 2018-12-09

[基金项目] 国家自然科学基金项目 (51879118); 福建省自然科学基金项目 (2016J01736)

[作者简介] 刘翔宇 (1995—), 男, 硕士生, 主要从事船舶电力系统稳定性研究。通信作者: 王荣杰 (1981—), 男, 博士, 副教授, 硕士生导师, 主要从事智能信息处理和电力电子系统故障诊断研究。E-mail: roger811207@163.com

单的特点, 但其对采样频率要求较高, 有功无功设计容易受到交流侧电压畸变影响。空间矢量控制开关频率固定, 利于与 PWM 策略结合, 从而改善波形质量, 但其需要复杂的坐标变换, 参数整定较繁琐。瞬态电流 PI 控制可以固定开关频率, 但由于其电流内环使用 PI 控制, 存在电流稳态误差。本文对单相电压型 PWM 整流器直接电流控制进行研究, 在传统双闭环 PI 控制中加入交流侧电压前馈环节, 利用交流侧电压前馈和交流侧电流相位跟踪, 建立了电压外环和电流内环双闭环控制系统。

1 单相 PWM 整流器

单相电压型 PWM 整流器拓扑结构如图 1 所示, 其中: U_s 是电网电压; i_s 是 PWM 整流器从电网吸收的电流; $S_1 \sim S_4$ 为全控型功率开关管; a, b 为两个电压节点; 电阻 R 为交流侧等效电阻; 电阻 R_L 为交流侧负载; 电感 L_s 为交流侧电感, 具有储能和抑制交流电流高次谐波的作用; 直流侧电容 C 用来减小输出电压纹波, 控制直流侧电压稳定。

为了便于分析, 假设交流侧电感为理想电感无滞回特征, 且不饱和, 将图 1 电路理想化, 进而得到理想条件下的单相 PWM 整流器, 如图 2 所示。

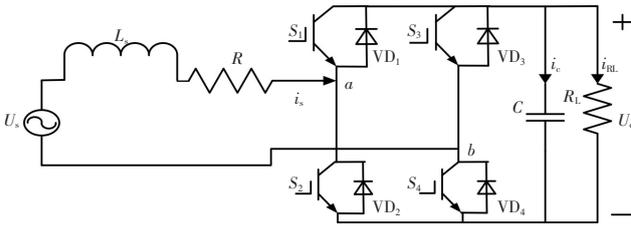


图 1 单相 PWM 整流电路拓扑结构

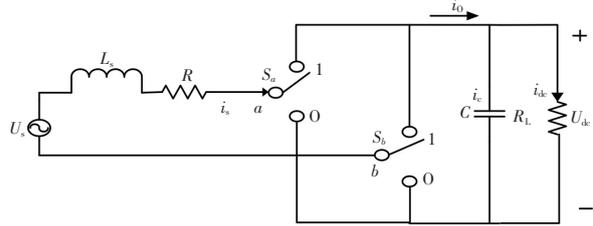


图 2 单相 PWM 整流简化电路

Fig.1 Topology structure of single-phase PWM rectifier circuit

Fig.2 Single-phase PWM rectifier simplified circuit

定义开关函数为: $S_a = \begin{cases} 1 & S_1 \text{ 导通}, S_2 \text{ 关断}, \\ 0 & S_1 \text{ 关断}, S_2 \text{ 导通}; \end{cases} S_b = \begin{cases} 1 & S_3 \text{ 导通}, S_4 \text{ 关断}, \\ 0 & S_3 \text{ 关断}, S_4 \text{ 导通}.$

则交流侧电压 U_{ab} 与开关函数的关系为 $U_{ab} = (S_a - S_b)U_{dc}$ 。

由文献 [14] 知, 单相 PWM 整流器主电路方程:

$$\begin{cases} Ldi_s/dt = U_s - i_sR - (S_a - S_b)U_{ab}, \\ CdU_{dc}/dt = (S_a - S_b)i_s - U_{dc}/R_L. \end{cases} \quad (1)$$

式 (1) 阐述了交流侧电流和直流侧电压的关系, 由此可知通过恰当的控制策略来控制开关管的开通与关断, 便可控制交流侧输入电流和直流侧输出电压, 使得交流侧电流正弦化, 直流侧输出电压稳定, 以得到期望目标。

2 单相 PWM 整流器控制策略

本文单相 PWM 整流器采用了电压外环、电流内环双闭环控制, 将交流侧电压 U_s 前馈, 为了实现交流侧电流正弦化, 虚构了一个与交流侧电压相差 90° 的电压, 通过锁相环技术实现交流电压相位跟踪。该控制策略结构简单, 具有良好的电流与电压跟踪性能, 且动态响应快。单相 PWM 整流电路控制框图如图 3 所示。

电压外环采用 PI 控制器, 实现直流侧电压 U_{dc} 跟踪参考给定电压 U_{dc}^* , 保证直流侧电压稳定。将参考电压值 U_{dc}^* 与直流端输出电压 U_{dc} 的差值经过 PI 调节, 输出主电路电流给定值的幅值 i_s^* 。检测交流侧电压 U_s , 利用锁相环 (PLL) 得到与 U_s 频率与相位相同的单位正弦波, 其余弦值与 i_s^* 的幅值相乘, 得电流给定值 i_s^* , 同时实现了电流跟踪电压相位。电流内环控制主电路电流, 将电流给定值 i_s^* 与电流反馈值 i_s 进行比较, 经过 PI 控制器形成电感电压, 将网侧前馈电压与电感电压之差与三角波

进行 SPWM 调制, 形成脉冲信号, 控制开关管关断。

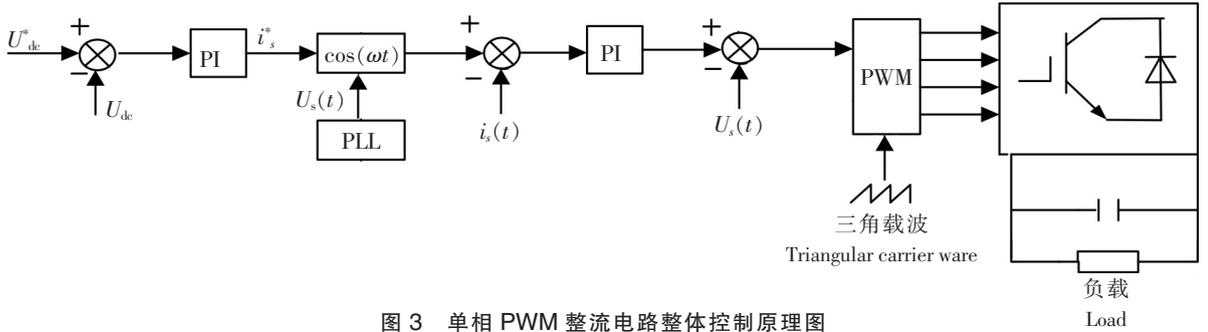


图 3 单相 PWM 整流电路整体控制原理图

Fig.3 The whole control principle diagram of single-phase PWM rectifier circuit

2.1 PWM 整流器控制器电流内环设计

单相 PWM 整流器电流内环需要让网侧电流 i_s 对参考电流 i_s^* 有较好的跟随性, 以实现网侧电流正弦化。电流内环控制框图如图 4。

图 4 中 PI 控制传递函数为:

$$PI(s) = K_p + K_i/s = K_p(\tau_1 s + 1)/\tau_1 s. \quad (2)$$

其中: K_p 为电流内环比例系数; K_i 为电流内环积分系数; $\tau_1 = K_p/K_i$ 为电流内环积分时间常数。

由式 (2) 知, PI 控制有两种结构, 为了便于参数调节, 本文采用后一种结构。

为了让电流内环获得较快的电流跟随性能, 按 I 型系统设计电流控制器。只需 PI 控制器零点抵消被控对象传递函数极点即可, 即 $\tau_1 = L_s/R$ 。校正后, 电流内环闭环传递函数为:

$$W_{ci}(s) = K_p/(T_s L_s s^2 + L_s s + K_p). \quad (3)$$

其中: T_s 为电流内环采样时间。

根据 I 型系统参数整定得:

$$\xi = \sqrt{T_s L_s}/(2T_s \sqrt{K_p}) = 1/\sqrt{2}. \quad (4)$$

联立式 (2)、式 (4) 求解得: $\begin{cases} K_p = L_s/2T_s, \\ K_i = R/2T_s. \end{cases}$

当开关频率足够高时, 式 (3) 可忽略高次项, 可简化为:

$$W_{ci}(s) = 1/(s(L_s/K_p) + 1) = 1/(T_i s + 1). \quad (5)$$

其中: $T_i = L_s/K_p$ 。由式 (5) 可知, 电流内环可近似等效为一阶惯性环节, 比例系数 K_p 越大, 电流内环的动态响应就越好。

2.2 PWM 整流器控制器电压外环设计

单相 PWM 整流器电压外环需要让直流侧电压稳定输出, 并具有良好的抗扰动能力。电压外环控制框图如图 5 所示。

图 5 中电压外环 PI 传递函数为:

$$PI(s) = K_{pv} + (K_{iv}/s) = K_{pv}[(\tau_2 s + 1)/\tau_2 s]. \quad (6)$$

其中: K_{pv} 为电压外环比例系数; K_{iv} 为电压外环积分系数; $\tau_2 = K_{pv}/K_{iv}$ 为电压外环积分时间常数。

假设 PWM 整流器在理想状态下运行, 且忽略电阻 R_L 损耗, 则 i_s 到 U_{dc} 传递函数 $W_o(s)$ 为: $W_o(s) = U_s/U_{dc} Cs$ 。其中: U_s 为交流侧输入电压; C 为直流侧电容。

电压外环开环传递函数为:

$$G_o(s) = K_{pv} U_s (\tau_2 s + 1) / [\tau_2 U_{dc} C s^2 (T_v s + 1)] = K(\tau_2 s + 1) / [s^2(\tau_2 s + 1)].$$

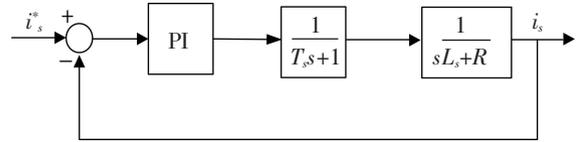


图 4 电流内环控制框图

Fig.4 Current inner loop control block diagram

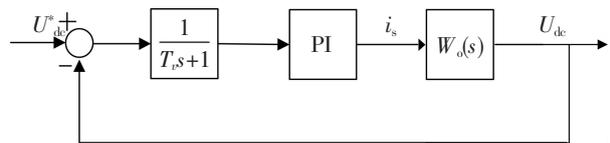


图 5 电压外环控制框图

Fig.5 Voltage outer loop control block diagram

其中: T_v 为电压外环采样时间;

$$K = K_{pv} U_s / \tau_2 U_{dc} C_o \quad (7)$$

则电压外环闭环传递函数 $G_{Cl}(s)$ 为:

$$G_{Cl}(s) = G_o(s) / (1 + G_o(s)) = (K\tau_2 s + K) / (T_v s^3 + s^2 + K\tau_2 s + K) \quad (8)$$

根据典型 II 型系统参数整定, 联立式 (6)、式 (7)、式 (8) 解得: $K_{pv} = U_{dc} C / (2T_v U_s)$, $K_{iv} = U_{dc} C / (8T_v^2 U_s)$ 。其中: 比例系数 K_{pv} 越大, 电压外环动态响应越好, 抗扰动能力越强; 积分系数 K_{iv} 越大, 系统静态精度就越高。

2.3 PLL 控制系统两相电压设计

因为单相 PWM 整流电路交流侧的电压与电流是标量, 无法进行坐标变换形成旋转电压与电流矢量, 从而对系统电流进行快速精准控制, 因此, 需要虚构一个与电网电压相差 90° 的电压, 两者通过旋转变换得到同步旋转坐标系中的 d, q 分量, 之后通过锁相环闭环系统即可实现锁相^[15]。

本文使用积化和差的方法构造电网电压相差 90° 的电压。假设原电网电压为 $u_{s\alpha} = U_{s\alpha} \sin(\omega_1 t + \varphi_1)$, 虚构电压为 $u_1 = \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$, 则有 $u_{s\alpha} u_1 = U_{s\alpha} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$ 。

利用三角函数积化和差公式得:

$$u_{s\alpha} u_1 = \sin[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)] / 2 + \sin[(\omega_1 + \omega_2)t + (\varphi_1 + \varphi_2)] \quad (9)$$

使用低通滤波提取式 (9) 低频分量: $u_2 = 0.5 \sin[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)]$ 。对 u_2 进行 PI 调节, 使 $\omega_1 = \omega_2, \varphi_1 = \varphi_2$, 之后经过积分取余弦即可得到与电网频率相同, 相位相差 90° 的电压。虚拟电压构造框图如图 6 所示。

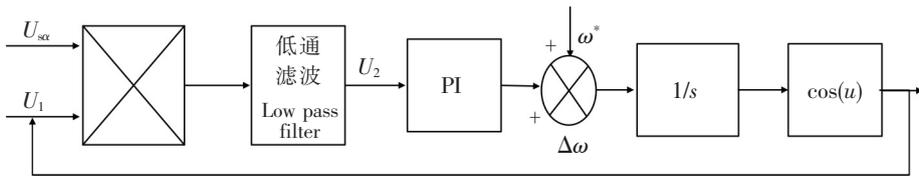


图 6 虚拟电压构造框图

Fig.6 Voltage construction block diagram

将原电网电压与虚构电压相乘之后, 通过低通滤波得到 U_2 , 再经过 PI 调节使其输出为零, 最后进行积分, 取余弦即可得到与电网电压频率相同, 相位相差 90° 的另一相电压 $U_{s\beta}$ 。将两相电压送入锁相环即可实现精准锁相。

3 仿真实验分析

为了验证上述控制方法的可行性, 利用 Matlab/Simulink 仿真软件, 构建单相 PWM 整流器模型, 如图 7 所示。

系统仿真参数如下: 交流侧电压 $U_s = 60 \text{ V}$; 频率 $f = 50 \text{ Hz}$; 直流参考电压 $U_{dc}^* = 70 \text{ V}$; 直流负载 $R_L = 100 \ \Omega$; 主电路电感 $L_s = 5 \text{ mH}$; 直流侧滤波电容 $C = 6 \ 500 \ \mu\text{F}$ 。

根据系统参数对图 7 进行仿真, 仿真结果如图 8 ~ 图 11 所示。

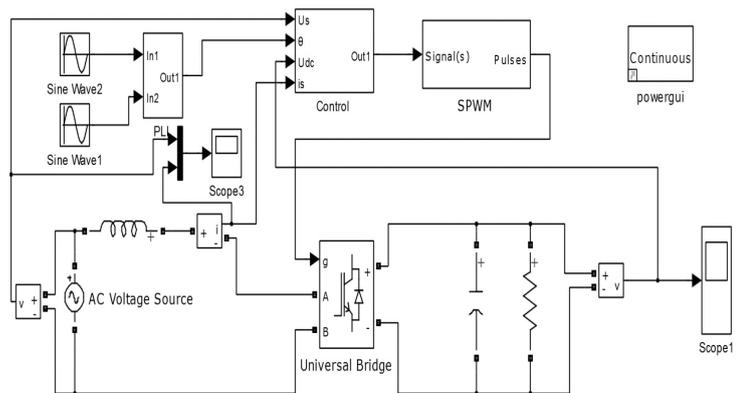


图 7 PWM 整流电路 Simulink 仿真模型图

Fig.7 Simulink simulation model diagram of PWM rectifier circuit

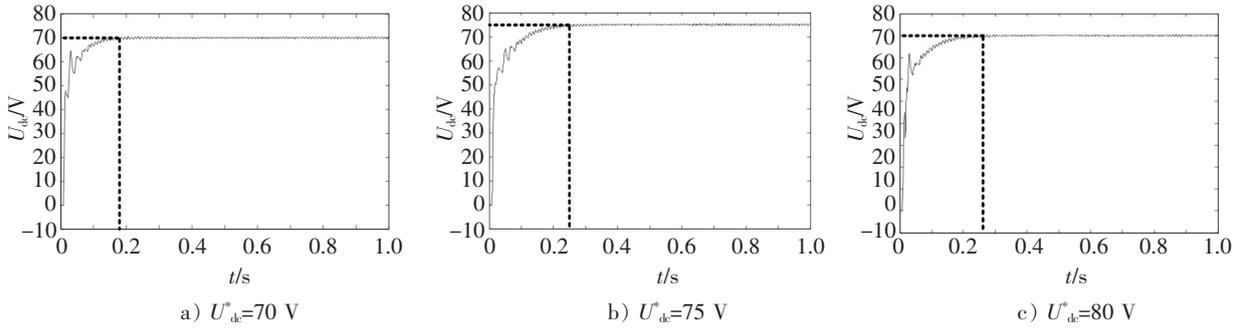


图 8 参考电压不同时直流电压 U_{dc} 波形图

Fig.8 U_{dc} of waveform diagram of DC voltage with different reference voltages

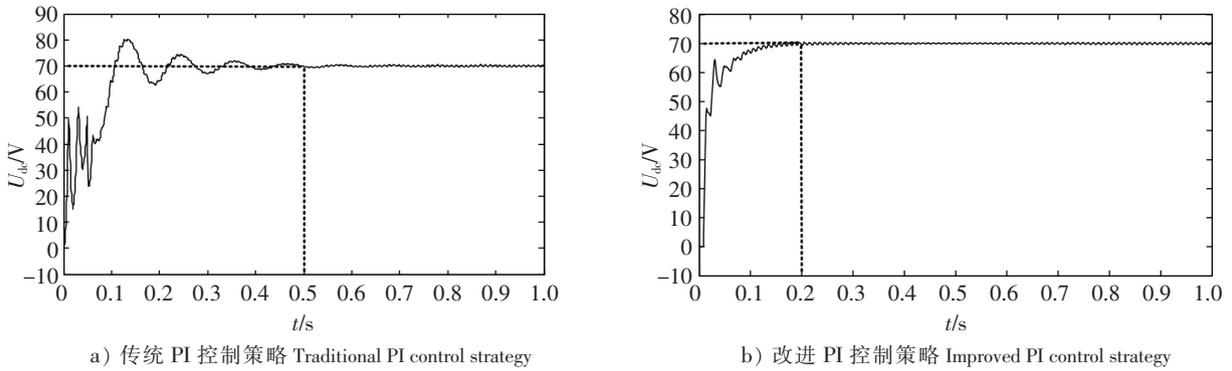


图 9 直流侧电压 U_{dc} 波形

Fig.9 DC side voltage U_{dc} waveform

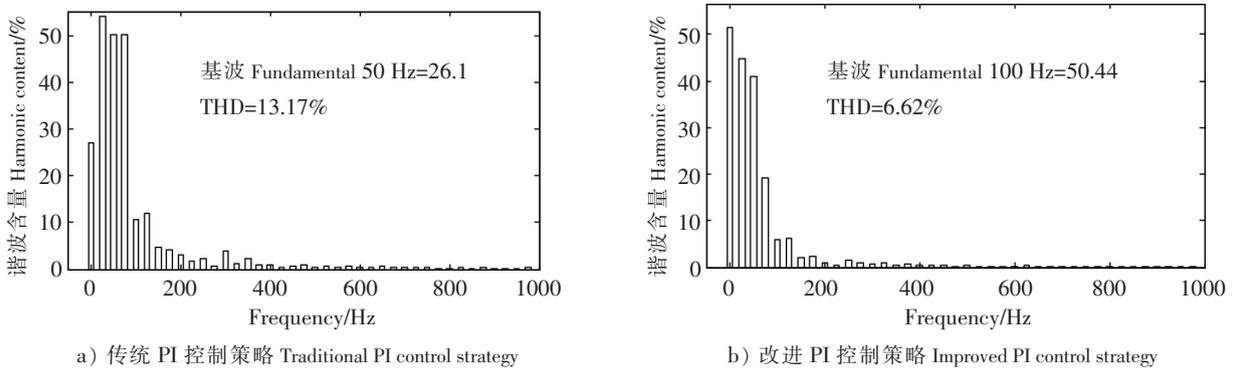


图 10 交流侧电流总谐波畸变波形

Fig.10 Total harmonic distortion waveform of AC side current

从图 8 中可以看出, 当 $U_{dc}^* = 70 \text{ V}$ 时, 在 0.18 s 左右 $U_{dc} = U_{dc}^*$; 当 $U_{dc}^* = 75 \text{ V}$ 时, 在 0.25 s 左右 $U_{dc} = U_{dc}^*$; 当 $U_{dc}^* = 80 \text{ V}$ 时, 在 0.28 s 左右 $U_{dc} = U_{dc}^*$ 。可以看出, 本文控制策略能够使得 U_{dc} 在一定的控制激励范围内对 U_{dc}^* 进行快速准确跟踪。从图 9 中可以看出, 电

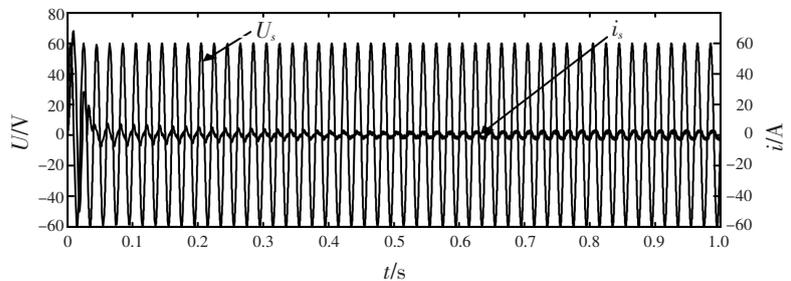


图 11 交流侧电压 U_s 与电流 i_s 波形

Fig.11 AC side voltage U_s and current i_s waveform

压 U_{dc} 达到稳定传统控制策略需要约 0.5 s, 且超调量大, 而本文控制策略只需要 0.2 s 左右, 且超调量小。从图 10 可以看出, 传统控制策略下, 交流侧电流 THD = 13.17%, 而本文所提控制方案交流侧电流 THD = 6.62%, 说明该方法能够有效改善谐波污染问题。从图 11 中可以看出电感电流经过一段时间调节之后呈现正弦规律变化, 并且能够与交流侧电压同相位, 实现了交流侧近似单位功率因数运行。

4 结论

以单相电压型 PWM 整流器为研究对象, 以减少系统调节时间、降低交流侧电流谐波、保持直流侧电压稳定为研究目标, 提出了基于直接电流控制的双闭环控制系统。仿真结果表明, 在 PI 双闭环控制的电流内环中加入网侧前馈电压, 并与单同步坐标锁相环相结合, 使得单相电压型 PWM 整流器的直流侧电压响应快速、超调量小、且能稳定输出; 交流侧电流为正弦波, 并与电网电压同相。

[参 考 文 献]

- [1] HERRAN M A, FISCHER J R, GONZALEZ S A, et al. Adaptive dead-time compensation for grid-connected pwm inverters of single-stage pv systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2816-2825.
- [2] WANG J M, WU S T, CHIU H J. A novel energy-retaining inverter for ac arc welding machines [J]. International Journal of Circuit Theory & Applications, 2012, 40(2): 107-126.
- [3] SHI J, GOU W, YUAN H, et al. Research on voltage and power balance control for cascaded modular solid-state transformer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(4): 1154-1166.
- [4] SHE X, HUANG A Q, ZHAO T, et al. Coupling effect reduction of a voltage-balancing controller in single-phase cascaded multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8): 3530-3543.
- [5] RODRIGUEZ J, PONTT J, SILVA C A. Predictive current control of a voltage source inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 495-503.
- [6] 宋文胜, 冯晓云, 蒋威. 一种单相三电平中点钳位整流器的 SVPWM 控制方法 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(7): 69-73.
- [7] SONG Z, XIA C, GU X. Stationary frame current regulation of PWM rectifiers based on predictive control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(3): 234-240.
- [8] XIA C, WANG M, SONG Z, et al. Robust model predictive current control of three-phase voltage source pwm rectifier with online disturbance observation [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 8(3): 459-471.
- [9] 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.
- [10] TING N S, YASA Y, AKSOY I. Comparison of SVPWM, SPWM and HCC control techniques in power control of pmsg used in wind turbine systems [J]. Electrical Machines & Power Electronics [J]. 2016, 31(1): 130-133.
- [11] BRENNAN M, FOIADELLI F, ZANINELLI D. New stability analysis for tuning pi controller of power converters in railway application [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(2): 533-543.
- [12] 倪靖猛, 方宇, 邢岩. 基于优化负载电流前馈控制的 400Hz 三相 PWM 航空整流器 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(2): 141-146.
- [13] 张学广, 王瑞, 徐殿国. 并联型三相 PWM 变换器环流无差拍控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6): 31-37.
- [14] 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.
- [15] GOLESTAN S, MONFARED M, FREIJEDO F D. Dynamics assessment of advanced single-phase pll structures [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(6): 2167-2177.

(责任编辑 陈 敏 英文审校 郑青榕)