

一种基于光伏并网逆变器的复合控制策略研究^①

吴蕊^{②*} 陈俊^{③*} 廖冬初^{***} 潘健* 王鹿军^{**}

(* 湖北工业大学电气与电子工程学院 武汉 430068)

(** 湖北工业大学太阳能高效利用湖北省协同创新中心 武汉 430068)

摘要 为了解决三相并网逆变器在常规比例积分(PI)控制下交流量会产生静差的问题,提出了一种基于积分(I) + 准比例谐振(QPR)复合控制的三环控制策略。并网侧电感电流控制器用 I + QPR 复合控制器代替常规比例积分控制器,实现并网电流的无静差跟踪,同时采用有源阻尼控制抑制 LCL 滤波器带来的高频谐振问题。最后,在 Matlab/Simulink 环境下,设置参数进行仿真,对比常规双环控制和三环控制下的波形,验证了基于该复合控制的三环控制策略的可行性,也验证了所提出的控制策略在实现无静差跟踪方面具有一定优势。

关键词 三相并网逆变器, 准比例谐振控制, 三环控制, 复合控制, 无静差跟踪

0 引言

光伏并网逆变器是将光伏组件输出的直流电转换为符合并网要求的交流电的核心设备,是整个光伏发电系统能量转换与控制的核心,其性能的好坏决定整个并网系统是否能够稳定、安全、可靠、高效运行,也同时决定着整个系统的使用寿命^[1]。逆变器的控制研究对于提高光伏发电系统的整体效率、可靠性、寿命和降低制造成本等方面至关重要^[2,3]。

目前已经有大量文献对电流控制策略进行研究,常用的电流控制方法有:比例积分(proportion integral, PI)控制、准比例谐振(quasi-proportional resonant , QPR)控制、重复控制、模糊控制和滞环控制等,同时也有很多复合控制运用于并网逆变器中。文献[4]中指出比例积分控制虽然简单,但是对交流量无法进行无静差跟踪。文献[5]提出 PI 控制与重复控制的组合控制方式,可以同时满足稳定性和动态性能^[6]的需求,但 PI 参数的设定对谐波的

抑制能力会产生影响。文献[7]在比例积分控制的基础上加上电网电压前馈控制,虽然可以减小静态误差,但是并不能将其完全消除。文献[8]中将模糊控制与比例积分微分控制相结合以提高模糊控制器的稳态跟踪能力。

本文针对三相光伏并网逆变器,提出一种基于 I + QPR 的复合控制下的三环控制策略。内环采用并网电流和电容电流的双闭环控制,并网电流采用 I + QPR 复合控制,电容电流采用比例控制;外环直流母线电压采用比例积分控制。本文首先对常规的 PI 双环控制进行介绍,再对基于 I + QPR 复合控制的三环控制进行讨论,最后通过搭建 LCL 型三相光伏并网逆变器模型进行仿真,证明所提出的多环控制策略具有可行性以及优越性。

1 三相 LCL 并网逆变器模型

图 1 为 LCL 型三相并网逆变器的拓扑结构。其中 U_{bus} 为直流母线电压, C_f 为直流支撑电容, LCL

① 国家自然科学基金(51607060)资助项目。
② 女,1993 年生,硕士生;研究方向:电力电子技术;E-mail: 403498325@qq.com
③ 通信作者,E-mail: chenjun@hbut.edu.cn
(收稿日期:2018-12-23)

滤波器由 A、B、C 相逆变侧电感 L_{1a} 、 L_{1b} 、 L_{1c} ，滤波电容 C_a 、 C_b 、 C_c ，并网侧电感 L_{2a} 、 L_{2b} 、 L_{2c} 组成， U_{sk} 为电网电压， R_{1k} 为电感 L_{1k} 的等效串联电阻， R_{2k} 为电感

L_{2k} 的等效串联电阻。由以上并网逆变器参数可以得到并网输出电流 i_{2k} 与并网逆变器逆变桥输出电压 U_k 及并网电压 U_k 之间的传递函数为^[9,10]：

$$i_{2k} = \frac{1}{L_{1k}L_{2k}C_k s^3 + (L_{1k}R_{2k}C_k + L_{2k}R_{1k}C_k)s^2 + (R_{1k}R_{2k}C_k + L_{1k} + L_{2k})s + (R_{1k} + R_{2k})} U_k + \frac{L_{1k}C_k s^2 + R_{1k}C_k s + 1}{L_{1k}L_{2k}C_k s^3 + (L_{1k}R_{2k}C_k + L_{2k}R_{1k}C_k)s^2 + (R_{1k}R_{2k}C_k + L_{1k} + L_{2k})s + (R_{1k} + R_{2k})} U_{sk} \quad (1)$$

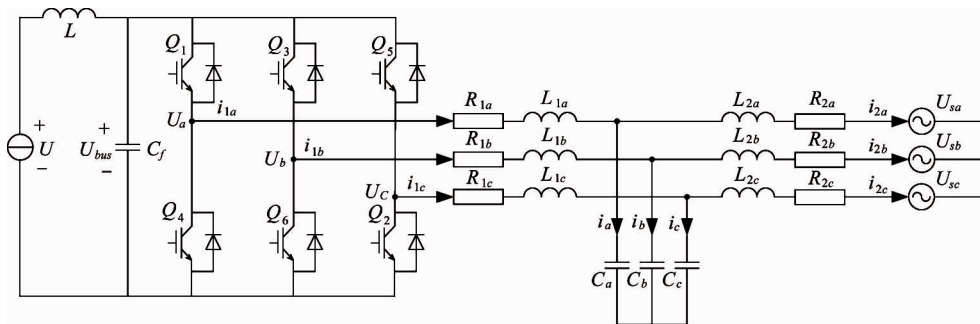


图1 LCL型三相光伏并网逆变器拓扑结构

若将并网电压 U_{sk} 当做扰动量，可以得到并网输出电流 i_{2k} 与并网逆变器逆变桥输出电压 U_k 的传

递函数为：

$$\frac{i_{2k}}{U_k} = \frac{1}{L_{1k}L_{2k}C_k s^3 + (L_{1k}R_{2k}C_k + L_{2k}R_{1k}C_k)s^2 + (R_{1k}R_{2k}C_k + L_{1k} + L_{2k})s + (R_{1k} + R_{2k})} \quad (2)$$

若将并网逆变器逆变桥输出电压 U_k 当做扰动量，可以得到并网输出电流 i_{2k} 与并网电压 U_{sk} 的传

递函数为：

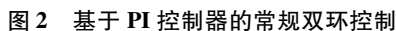
$$\frac{i_{2k}}{U_{sk}} = \frac{L_{1k}C_k s^2 + R_{1k}C_k s + 1}{L_{1k}L_{2k}C_k s^3 + (L_{1k}R_{2k}C_k + L_{2k}R_{1k}C_k)s^2 + (R_{1k}R_{2k}C_k + L_{1k} + L_{2k})s + (R_{1k} + R_{2k})} \quad (3)$$

2 基于 PI 控制器的常规双环控制

对于并网逆变器而言，就是实现对并网电流 i_2 的控制，使其与电网电压同频同相。图2为LCL型三相并网逆变器及其控制结构，电压外环采用PI控制器，将直流母线处电压 U_{bus} 与给定值作比较，得到的差值通过PI控制器实现对直流母线电压的控制。PI控制器输出的值作为幅值，与锁相环（phase locked loop, PLL）得到的电网电压相角 α 结合起来得到参考电流 i_1^* 。电流内环采用间接电流控制策

略，将参考电流 i_1^* 与逆变侧电感电流 i_1 的差值送入PI调节器，调节器的输出控制PWM波的发出，从而实现并网控制。

在该双环控制系统中，采用的均为PI控制器。PI控制作为常规的控制方法，是目前运用十分成熟的控制策略，且算法简单。但PI控制无法消除并网电流稳态误差，难以达到控制效果。上述的控制系统虽然简单，但是存在不足：(1)LCL滤波器引入了高频谐振，降低了系统稳定性；(2)系统抗干扰能力差；(3)PI控制无法实现对交流量的零稳态误差跟踪。



电压环和并网侧电感电流内环上,引入了一个电容电流控制环,得到一个三环控制系统,控制结构如图3所示。

图3 基于 I + QPR 复合控制器的三环控制系统

抑制谐振的效果^[11,12],从而提高系统稳定性,控制框图如图4所示。

图4 电容电流控制框图

其中, i_0 为外环对并网电流 i_2 的反馈控制输出信号, K_{PWM} 为逆变桥等效电压放大系数, 电容电流环通过比例环节 K_C 进行控制。 $i_0(s)$ 到并网电流 $i_2(s)$ 的传递特性为:

$$G_C(s) = \frac{i_2(s)}{i_0(s)} = \frac{K_C K_{PWM}}{L_1 L_2 C s^3 + K_C K_{PWM} L_2 C s^2 + (L_1 + L_2)s} = \frac{K_C K_{PWM}}{L_1 L_2 C (s^2 + 2\xi\omega_r s + \omega_r^2)} \quad (4)$$

其中, ξ 为阻尼系数, ω_r 为谐振角频率。

$$\xi = \frac{K_C K_{PWM}}{2} \sqrt{\frac{CL_2}{L_1^2 + L_1 L_2}} \quad (5)$$

$$\omega_r = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (6)$$

从式(4)可以看出, 该系统属于三阶系统, 在低于谐振频率的范围内, ξ 越小时, LCL 滤波器的频率特性与单 L 滤波器的频率特性越接近, 控制带宽会增加, 响应时间会变短, 但超调时间会变长, 过渡时间也会变长。从式(5)可以看出, 当 K_C 的值变化时, ξ 也会随之变化。在本文中, 取 ξ 为 0.7, 根据式(5)可求得 K_C 的值。

3.2 I 控制并联 QPR 控制的复合控制

为了解决 PI 控制器存在的问题, 有专家提出了比例谐振控制, 可以消除交流量的稳态误差, 而且鲁棒性好, 但比例谐振控制抗扰动能力很差。在比例谐振控制器中加入一阶高增益低通滤波环节, 这就是 QPR 控制器。其传递函数为:

$$G_{QPR}(s) = K_{PR} + \frac{2K_R\omega_C s}{s^2 + 2\omega_C s + \omega_C^2} \quad (7)$$

其中, ω_C 为剪切频率。

图 5 为准比例谐振 Bode 图, 设置 $K_{PR} = 1$, $\omega_0 = 100\pi$, $K_R = 5$, $\omega_C = 5$ 。

在谐振点 ω_0 的增益无穷大, 因此可以实现对交流量的无静差控制。谐振频率周围的带宽较大, 当 ω_0 偏离指定工作频率点时, 降低了系统的敏感性, 保证了系统的稳定性。

为分析准比例谐振 3 个参数对控制器的影响, 可以依次固定两个参数, 改变其中一个参数对比分析参数对控制器的影响。

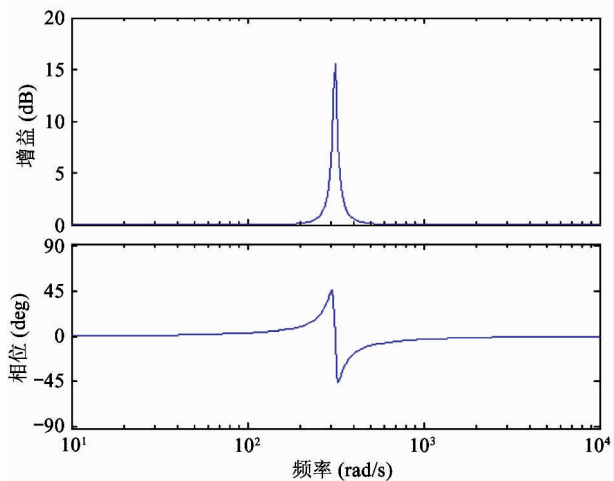


图 5 准比例谐振 Bode 图

图 6 为 K_R 和 ω_C 固定, 改变 K_{PR} 情况下的 Bode 图, 设置 $K_R = 1$, $\omega_C = 5$, 从图中可以看出, 改变 K_{PR} 对控制器的带宽以及增益均有影响, 随着 K_{PR} 的增大, 控制器接近于比例控制器。

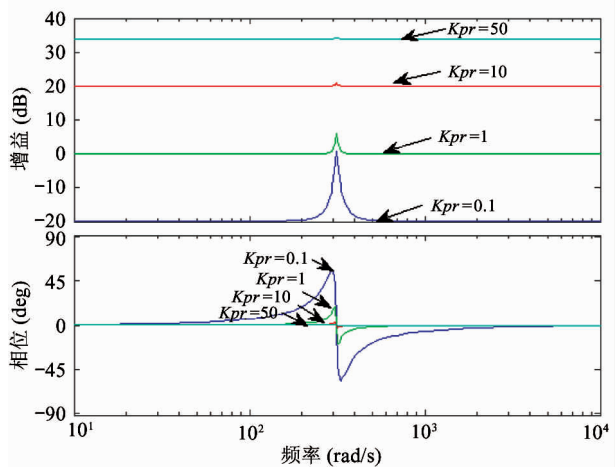


图 6 K_R 和 ω_C 固定, 改变 K_{PR} 情况下的 Bode 图

图 7 为 K_R 和 K_{PR} 固定, 改变 ω_C 情况下的 Bode 图, 设置 $K_R = 5$, $K_{PR} = 1$, 从图中可以看出, 改变 ω_C 对控制器的带宽影响较大, 控制器谐振点增益不变, 随着 ω_C 的增大, 带宽增大。

图 8 为 K_{PR} 和 ω_C 固定, 改变 K_R 情况下的 Bode 图, 设置 $K_{PR} = 1$, $\omega_C = 5$, 从图中可以看出, 改变 K_R 对控制器的带宽以及谐振点峰值均有影响, 随着 K_R 的增大, 带宽增大, 谐振点峰值也增大。

根据上述 Bode 图分析得出的结论, 选取合适的参数。本文中, $K_R = 100$, $\omega_C = 5$, $K_{PR} = 1$ 。

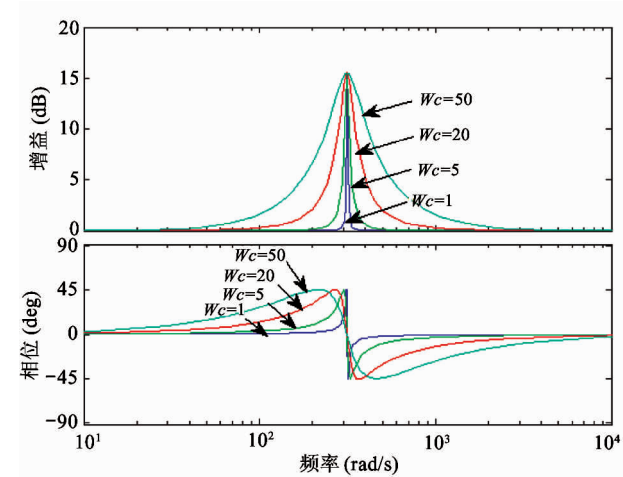


图7 K_R 和 K_{PR} 固定,改变 ω_c 情况下的 Bode 图

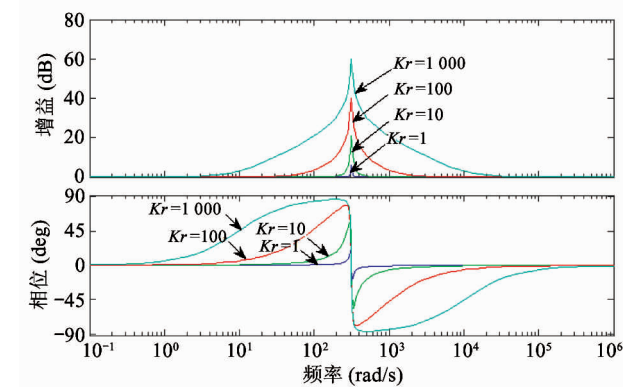


图8 K_{PR} 和 ω_c 固定,改变 K_R 情况下的 Bode 图

在本文中,采用一种 I + QPR 相结合的复合控制策略来实现对并网电流的调节,以达到较好的性能。复合控制结构框图如图9所示。

图9中, $G_{QPR}(s)$ 为准比例谐振控制器, $G_I(s)$ 为积分控制器, $G_c(s)$ 为被控对象。根据图4,将控制框图中 $G_{PI}(s)$ 用复合控制器替代,可得系统闭环

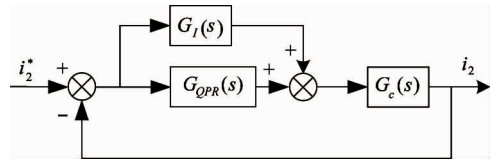


图9 QPR + I 复合控制框图

传递函数为:

$$T(s) = \frac{i_2(s)}{i_2^*(s)} = \frac{A_0 s^3 + A_1 s^2 + A_2 s + A_3}{B_0 s^6 + B_1 s^5 + B_2 s^4 + B_3 s^3 + B_4 s^2 + B_5 s + B_6} \quad (8)$$

其中:

$$\begin{aligned} A_0 &= K_{PR} K_C K_{PWM}, \\ A_1 &= K_C K_{PWM} (K_i + 2K_{PR} \omega_c + 2K_P \omega_c), \\ A_2 &= K_C K_{PWM} (2K_i \omega_c + K_{PR} \omega_o^2), \\ A_3 &= K_C K_{PWM} K_i \omega_o^2, \\ B_0 &= L_1 L_2 C, \\ B_1 &= 2L_1 L_2 C \omega_c + L_2 C K_C K_{PWM}, \\ B_2 &= L_1 L_2 C \omega_o^2 + 2K_C K_{PWM} L_2 C \omega_c + L_1 + L_2, \\ B_3 &= K_C K_{PWM} (L_2 C \omega_o^2 + K_{PR}) + 2\omega_c (L_1 + L_2), \\ B_4 &= K_C K_{PWM} (K_i + 2K_{PR} \omega_c + 2K_R \omega_c) + \omega_o^2 (L_1 + L_2), \\ B_5 &= K_C K_{PWM} (2K_i \omega_c + K_{PR} \omega_o^2), \\ B_6 &= K_i K_C K_{PWM} \omega_o^2. \end{aligned}$$

在上一节中,通过分析比例谐振控制的参数特性确定了准比例谐振控制器的具体参数,此复合控制中的 I 控制器的参数可根据极点配置的方法求出^[13]。根据具体的参数,代入上式闭环传递函数,得到本文系统的传递函数为:

$$\frac{i_2(s)}{i_2^*(s)} = \frac{0.08s^3 + 82.4s^2 + 7911s + 157914}{4.4 \times 10^{-12}s^6 + 1.9 \times 10^{-9}s^5 + 2.34 \times 10^{-4}s^4 + 0.08s^3 + 105.5s^2 + 7911s + 157914} \quad (9)$$

根据劳斯判据对系统稳定性进行分析,得到劳斯判据表的第一列均为正值,且传递函数的特征方程式的系数均为正值,因此证明基于 I + QPR 复合控制器下的双闭环控制系统是稳定的。

3.3 本文采用的三环控制

本文采用的三环控制框图如图10所示,最外侧的电压环采用 PI 控制器实现对直流母线电压的控

制,内侧是用两个电流环实现的,QPR 在一定条件下可以消除交流稳态误差,因此在外环通过 I + QPR 复合控制器实现对并网电流的控制,参考值 i_2^* 由电压环给入,与并网侧电感电流 i_2 的差值送入复合控制器,复合控制器输出 i_c^* 为内环的给定值;内环采用电容电流有源阻尼控制,通过加大系统阻尼从而达到抑制LCL滤波器带来的谐振,提高系统的稳定

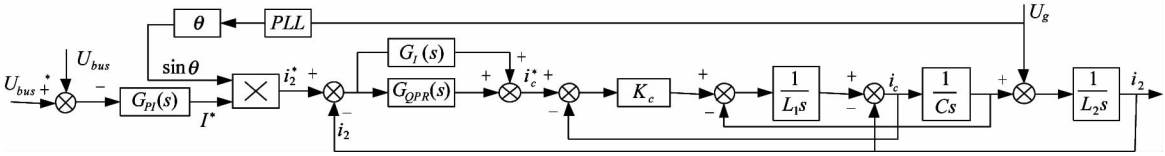


图 10 三环控制框图

性,电容电流与给定值差值经过比例 K 调整后输出正弦调制信号与三角波比较,得到 PWM 信号。

4 仿真与实验分析

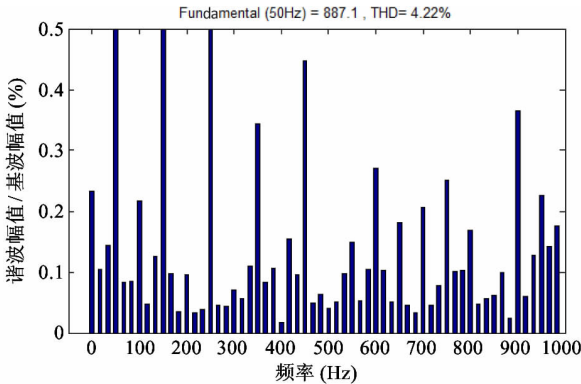
为了验证本文所提出的三环控制策略的有效性,在 Matlab/Simulink 环境下,搭建三相并网逆变器模型进行仿真验证。仿真模型基本参数如表 1 所示。

仿真中,在相同的条件下,分别搭建基于 PI 控制的双环控制系统、基于 PI 控制的三环控制系统(有电容电流环)、基于 QPR 控制的三环控制系统和基于 I + QPR 复合控制的三环控制系统的三相并网

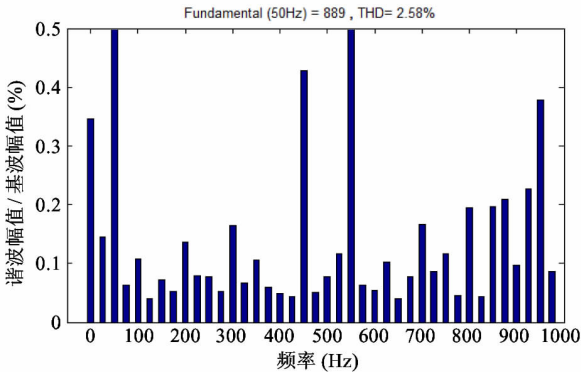
表 1 仿真基本参数

参数	值
功率(kW)	346
电网电压(V)	315
开关频率(Hz)	3 000
逆变侧电感(μH)	187
滤波电容(μF)	500
并网侧电感(μH)	47

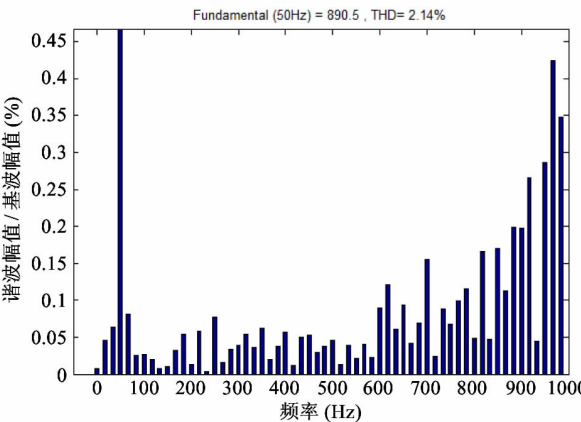
逆变系统模型,得到三相并网电流频谱图如图 11 所示。通过对比并网电流的总谐波失真(total harmonic distortion, THD)可发现,在传统 PI 控制下,双环控制和三环控制的并网电流 THD 分别为 4.22% 和 2.58%,三环中加入了电容电流环,THD 降低。在



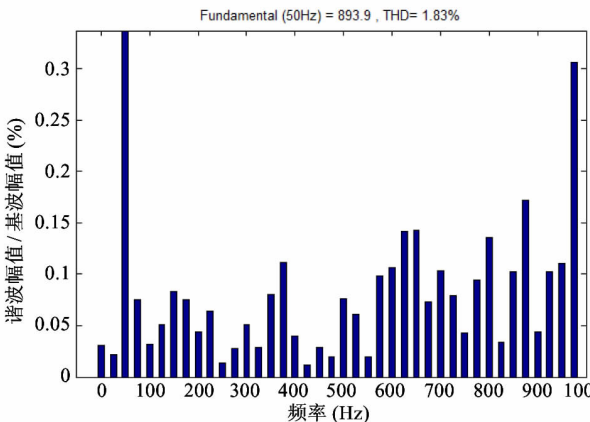
(a) 基于PI控制的双环控制



(b) 基于PI控制的三环控制



(c) 基于QPR控制的三环控制



(d) 基于I+QPR复合控制的三环控制

图 11 4 种控制方式下并网电流的频谱分析

QPR 控制下的三环控制系统中,并网电流的 THD 为 2.14%,加入 I 控制构成复合控制器后,THD 为 1.83%。对比四种控制系统下的 THD,可以看出,采用基于 I + QPR 复合控制下的三环控制系统 THD 最小,说明较于其他 3 种控制系统,本文提出的基于 I + QPR 复合控制下的三环控制系统具有一定优越性。

图 12 为基于 I + QPR 复合控制的三环控制下直流母线电压波形。在复合控制下,直流母线电压经过 0.1 s 的调节时间后,最终可稳定于给定值 650 V,且超调较小,在 5% 以内,有较好的动态性能。图 13 为基于 I + QPR 复合控制的三环控制下电网电压与并网电流的波形,从波形可以看出,在复合控制下,并网电流的波形质量较好,峰值为 893.9 A,较于其他几种控制方法,稳定后的电流值与实际值基本实现零误差,且无直流偏置,还可以看出并网

电流可以很好地跟踪电网电压,基本没有相位差。以上分析说明,本文提出的基于 I + QPR 复合控制的三环控制系统具有可行性,在实现无静差跟踪方面具有一定优越性。

5 结 论

本文针对常规 PI 控制无法消除交流稳态误差的问题,分别对基于 PI 控制的双环、基于 PI 控制的三环、基于 QPR 控制的三环和基于 I + QPR 控制的三环进行仿真,并分析谐波畸变率以及波形。仿真结果表明,该控制策略可以有效地消除并网电流静态误差,使并网电流紧跟电网电压变化,保持与电网电压同频率、同相位,实现单位功率因数并网。系统的 THD 不仅达到并网要求,而且 THD 较小,验证了该控制策略的可行性和优越性。

参考文献

[1] 马桂鹏. 5 kW 两级式非隔离型单相光伏并网逆变器设计[D]. 上海:华东理工大学信息科学与工程学院, 2013. 12-14

[2] 徐志英,许爱国,谢少军. 采用 LCL 滤波器的并网逆变双闭环并网电流控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2009,29(27):36-41

[3] 李欣然,郭希铮,王德伟,等. 基于 LCL 滤波的大功率三相电压型 PWM 整流器[J]. 电工技术学报,2011,26(8):79-84

[4] 潘嘉进,刘彦呈,孙赫男,等. LCL 并网逆变器准比例谐振与网压前馈控制研究[J]. 电机与控制应用, 2016,43(1):17-21

[5] Liu T, Hao X, Yang X, et al. A novel repetitive control scheme for three-phase grid-connected inverter with LCL filter[C]. In: Power Electronics and Motion Control Conference(IPEMC), Harbin, China, 2012. 335-339

[6] 韩金刚,朱瑞林,汤天浩,等. LCL 型并网逆变器并网电流复合控制研究[J]. 太阳能学报,2014,35(9):39-43

[7] 王学华,阮新波,刘尚伟. 抑制电网背景谐波影响的并网逆变器控制策略[J]. 中国电机工程学报,2011,31(6):7-14

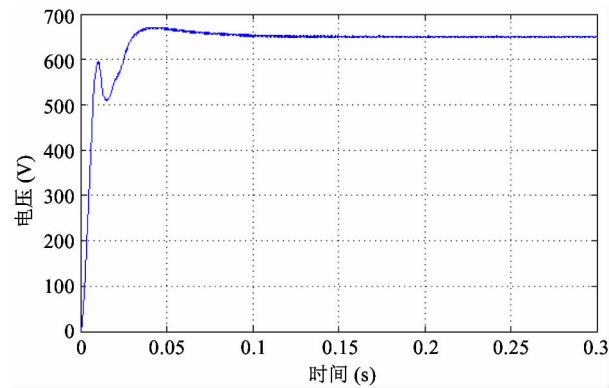


图 12 基于 I + QPR 复合控制的三环控制下直流母线电压波形

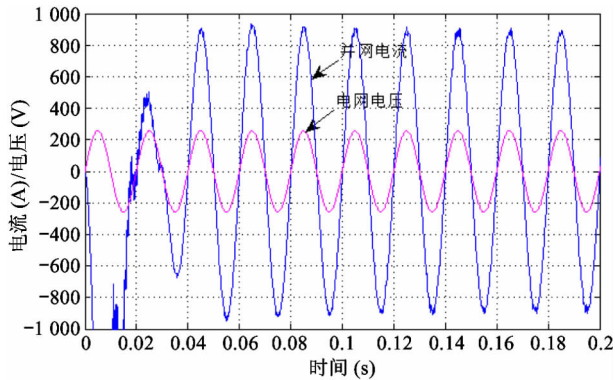


图 13 基于 I + QPR 复合控制的三环控制下并网电压与并网电流的波形

- [8] 王述彦,师宇,冯忠绪. 基于模糊 PID 控制器的控制方法研究[J]. 机械科学与技术,2011, 30(1):166-172
- [9] 黄挚雄,徐保友,沈玲菲,等. LCL 并网逆变器新型电流双闭环控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012,40(17):1-5
- [10] 刘飞. 三相并网光伏发电系统的运行控制策略[D]. 武汉:华中科技大学电气与电子工程学院,2008. 57-59
- [11] Liserre M, Dell A A, Blaabjerg F. Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004,19(1):76-86
- [12] 陈新,韦微,胡雪峰,等. 三相并网逆变器 LCL 滤波器的研究及新型有源阻尼控制[J]. 电工技术学报, 2014,29(6):71-79
- [13] Timbus A, Liserre M, Teodorescu R, et al. Evaluation of current controllers for distributed power generation systems[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, 24(3):654-664

Research on composite control strategy based on photovoltaic grid-connected inverter

Wu Rui^{*}, Chen Jun^{*}, Liao Dongchu^{***}, Pan Jian^{*}, Wang Lujun^{**}

(^{*} School of Electrical and Electronic Engineering, Hubei University of Technology, Wuhan 430068)

(^{**} Hubei Collaborative Innovation Center for High-efficiency Utilization of Solar Energy, Wuhan 430068)

Abstract

In order to solve the problem that the AC voltage of three-phase grid-connected inverter will produce static difference under conventional PI control, a three-ring control strategy based on integral (I) + quasi-proportional resonant (QPR) composite control is proposed. The grid-connected inductance current controller replaces the conventional proportional integral (PI) controller with the I + QPR composite controller to realize the non-static tracking of the grid current, and uses the active damping control to suppress the high frequency resonance problem caused by the LCL filter. Finally, in the Matlab/Simulink environment, setting the parameters for simulation, comparing the conventional double-loop control and the waveform under the three-ring control, simulation results verify the feasibility of the three-ring control strategy based on the composite control, and also verify that the proposed control strategy has certain advantages in realizing the non-static difference tracking.

Key words: three-phase grid-connected inverter, quasi-proportional complex integral control, three-ring control, composite control, no static difference tracking