

文章编号:1673-0291(2010)02-0128-05

小功率单相并网逆变器并网电流的比例谐振控制

马琳¹,金新民¹,唐芬¹,梁京哲²

(1.北京交通大学 电气工程学院,北京 100044;2.北京航天发射技术研究所,北京 100176)

摘要:针对小功率单相并网逆变器传统网压前馈的PI(比例积分)控制器在跟踪正弦电流指令时存在稳态误差和抗干扰能力差等方面缺陷,文中给出了一种PR(Proportional-resonant 比例谐振)控制器,并在稳定性、稳态误差和抗干扰性能上比较了PI和PR两种控制器.最后,搭建了仿真和实验平台,对理论分析结果进行验证.结果表明PR控制器在单相并网电流控制更具有优越性.

关键词:单相并网逆变器;比例谐振控制;电流环控制;双闭环控制

中图分类号:TM615;TM464 **文献标志码:**A

Proportional-Resonant Grid-Connected Current Control of Low Power Single Phase Inverter

MA Lin¹, JIN Xinmin¹, TANG Fen¹, LIANG Jingzhe²

(1. School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

2. Institute of Space Launch Technology, Beijing 100176, China)

Abstract: Due to the well known drawbacks of PI controller: steady-state magnitude and phase error and limited disturbance rejection capability, one novel current control scheme named PR (Proportional-Resonant) is introduced. Some comparison results between PI and PR controller among stability, steady-state error and anti-disturbance are given. By using PR controller, the single phase grid connected inverter achieves both zero-steady-state error and the good disturbance rejection capability. Some simulation results with Simulink + PLECS box and experimental results validate the improvement of the PR controller.

Key words: single phase grid-connected inverter; proportional resonant (PR) control; current closed-loop control; double closed-loop control

小功率(1~5 kW)分布式并网发电系统,最典型的是民用光伏并网发电系统,由于功率小及系统自身特点,此类型的系统在并网时一般采用单相并网逆变器.很多公司开发出此功率等级的光伏并网系统,如:德国 SMA 公司的 SB2500,以及国内合肥阳光电源有限公司的 SG2.5KTL,都是近年来开发的同类产品.并网逆变器作为小功率等级的并网系统的核心装置,各种标准对其输入电网的电流质量提出了更加严格的要求,IEEE929 标准规定电流波

形总畸变(THD)要求小于5%,其中3至9次谐波分量不大于4%,11至15次谐波不大于2%.欧洲 IEC61727 与中国 GB19939-2005 等标准均与此标准类似,标准对于小型发电系统的要求远远高于普通用电系统.同时,这些标准对于功率因数和电流直流分量等参数也提出了严格的要求,这些要求实际上都是针对并网电流提出的,因此对于并网电流的控制方法也提出了进一步要求.

传统小功率单相并网逆变器的并网控制一般采

收稿日期:2009-07-01

作者简介:马琳(1982—),男,河北邯郸人,博士生. email:05117293@bjtu.edu.cn.

金新民(1950—),男,浙江临海人,教授,博士,博士生导师.

用双闭环控制策略,其电流内环控制,一般采用加入网压前馈的 PI (比例积分) 控制器^[1-2],由于 PI 控制器自身的缺陷,在跟踪正弦电流指令时不可避免的存在着稳态误差和抗干扰能力差的问题.逆变器并网运行时,PI 控制器造成的稳态误差(相位误差)会对逆变器的功率因数造成影响;同时,网压前馈还增加了系统检测的复杂程度.

为了解决传统 PI 跟踪正弦信号时的控制缺陷,在文献[3]中,提出了一种称为 GI(Generalized Integrator)的二阶控制器.其主要思想是利用谐振来增大对于所控信号特定频率的增益,这种技术已被用于三相有源滤波器中^[4].同时,这种控制方法可以引用到电流控制器中,称之为比例谐振(PR)控制^[5].这种控制方法不仅可以消除 PI 控制器在跟随正弦信号时电网频率下的稳态误差,还可以用于特定次谐波的补偿.本文作者分析了 PR 控制的工作原理并与 PI 控制进行了对比,用 Simulink + PLECS 进行了仿真,并用 dSPACE 系统完成了 500 W 并网实验,通过仿真及实验结果证明了 PR 控制器在消除稳态误差及抗干扰性能上具有良好的效果.

1 电流环网压前馈 PI 及 PR 控制

1.1 传统电流环网压前馈 PI 控制

在小型分布式并网逆变器控制中,如图 1 所示的双闭环控制被广泛采用.

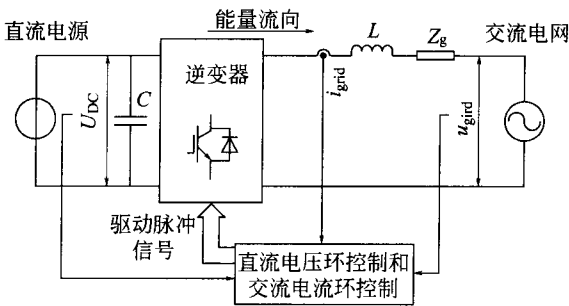


图 1 经典双闭环并网控制策略

Fig. 1 Double closed loop grid connected strategy

双闭环包括电压外环及电流内环,电压外环的作用主要是实现对直流电压指令 U_{DC}^* 的跟踪,同时给出电流内环指令 i_{grid}^* ,如图 2 所示.电压外环指令电压 U_{DC}^* 一般根据前端电源工作点来选择,如在单级结构光伏并网系统中,太阳能电池板的最大功率点追踪,就可由直流侧电压的改变来实现,但需注意 U_{DC}^* 须满足并网要求,即达到所需的逆变电压以上.由于被控量直流电压是常量,因此利用 PI 控制器就可实现良好的跟踪电压.本文主要讨论电流内环控制.电流内环完成并网电流相位及幅值的

控制,即跟踪并网电流指令 i_{grid}^* ,如图 3 所示.图 2 中,给出了经典电压外环的控制框图,利用 PI 控制,系统可以无差的跟随直流电压指令.电压外环 PI 控制器输出量为电流内环幅值指令信号,与电网同步信号 $\sin(\omega_0 t)$ 相乘后,得到瞬时电流指令 i_{grid}^* .

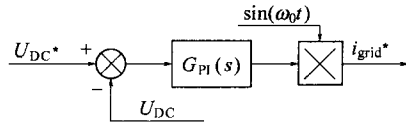


图 2 电压外环控制框图

Fig. 2 DC voltage loop

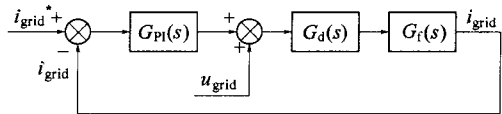


图 3 传统电流内环电压前馈 PI 控制框图

Fig. 3 Classical current loop with grid voltage feed-forward PI control

图 3 给出了传统的电流环网压前馈 PI 控制器的结构框图.其中, $G_{PI}(s)$ 为 PI 控制器, $G_d(s)$ 为逆变器传递函数, $G_f(s)$ 为滤波网络(含电网阻抗)传递函数.其工作原理如图,电流反馈采样值和电流指令值比较,其误差通过 PI 控制器,输出指令量为电压,与网压前馈相加后,得到所需的并网电压指令.加入网压前馈,实际上是抵消了电网的作用,使得 PI 环输出值即是电感电压,进而控制并网电流,是一种超前控制.

在 $G_d(s)$ 逆变器模块中,电压指令除以直流电压得到调制度,其连续波形即调制波,与三角载波比较后,产生 PWM(脉冲宽度调制)波,用以控制逆变器开关动作,后经滤波网络后得到并网电流.

因逆变器在实际工作中,只是将并网电压指令利用冲量等值原理转换为以开关频率变化的由 U_{DC} 到 $-U_{DC}$ (双极性调制),或者由 U_{DC} 到 $0, 0$ 到 $-U_{DC}$ (单极性调制)变化的 PWM 电压信号.但其基波的频率及幅值仍然与电压指令信号一致,为简化分析,不考虑采样及计算延时,在本文中令逆变器环节 $G_d(s) = 1$,忽略其延时作用.如需进一步详细分析,可参照文献[6]中说明,将逆变器视为一阶惯性环节.

$G_{PI}(s), G_f(s)$ 表达式如下

$$G_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (1)$$

$$G_f(s) = \frac{1}{(L + L_g)s + R_g} \quad (2)$$

$$Z_g = R_g + L_g \quad (3)$$

在传统的电压前馈 PI 控制中,由于 PI 控制器是一阶控制器,在跟踪正弦信号时不可避免的会出现稳态误差.其表现为跟踪电流指令时会出现相位误差及幅值误差,其中幅值误差在工频频率下,表现并不显著,主要表现为相位误差,从而使得输出电流无法与输出电流指令同相.同时,由于网压前馈的影响,使得逆变器在实际工作时,电流控制受到网压变化影响,可能使得输出电流波形畸变加剧.

1.2 电流环比例谐振(PR)控制

PR 控制器^[5],于 2001 年以后开始受到关注,最先应用于有源滤波器及谐波补偿控制中,到 2004 年,开始逐渐被应用于单相及三相电流的控制之中^[7].其传递函数及控制框图如图 4 及下式所示

$$G_{PR}(s) = K_P + \frac{K_R \cdot s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4)$$

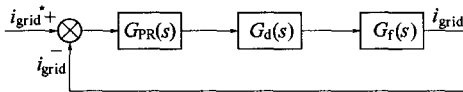


图 4 电流环 PR 控制框图

Fig.4 Current loop with PR control

其思想主旨是在控制器传递函数的 $j\omega$ 轴上加入两个固定频率的闭环极点,形成该频率下的谐振,同时利用谐振增大固定频率的增益(理论上,谐振使得该设计频率下的增益趋近于无穷大),从而使得可以对该频率下的指令信号进行无差跟踪.

或者可以换一个角度去思考,在三相并网逆变器的矢量控制中,将 $\alpha-\beta$ 静止坐标系中的正弦量转化为了 $d-q$ 同步旋转坐标系中的直流量,从而使得可以利用 PI 控制器完成无静态误差的控制,这里坐标转换的条件是,得到同步旋转的角速度.在比例谐振控制中,我们需要一个谐振频率,从数学本质上讲是一致的,即得到同步旋转的角速度,比例谐振控制利用谐振控制等效,省去了坐标系变换的过程,使得这种控制方法可以对特定频率的指令信号进行无差跟踪.而以往的单相网压前馈比例积分控制,实际上是少利用了一个角速度的条件,因此在跟踪正弦信号时,出现静态误差.

2 性能比较

2.1 稳定性分析

在实际系统中设计中,考虑 R_g 的影响,令 $R_g = 1 \Omega$,所得到的开环波特图,如图 5 所示, R_g 的参数主要影响系统低频段的幅频特性.

忽略 Z_g 中的电阻分量,PR 及 PI 控制开环传递函数的波特图如图 6 所示.其中 $L = 5 \text{ mH}$, $K_P =$

50 , $K_I = 1\ 000$, $K_R = 1\ 000$, $\omega_0 = 314 \text{ rad/s}$,为了公平的比较,比例系数取值相同,积分系数与谐振系数取值相同.

从开环波特图中均可以看到,采用 PR 控制器的系统稳定性良好,相位裕量在 90° 左右,在 50 Hz 的特定频率下,开环增益趋近于无穷.

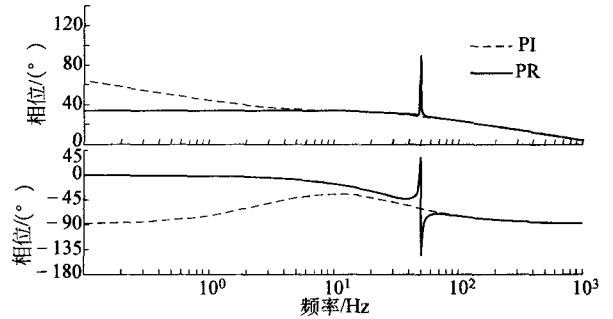


图 5 PI,PR 控制开环波特图(考虑电阻作用)

Fig.5 Bode plot of open-loop PR and PI control

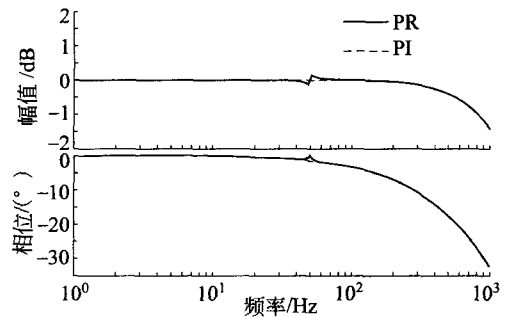


图 6 PI,PR 控制闭环波特图

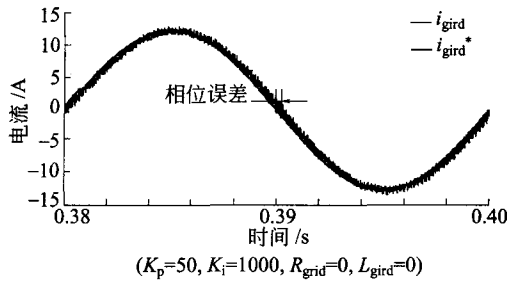
Fig.6 Bode plot of closed-loop PR and PI control

2.2 稳态误差分析

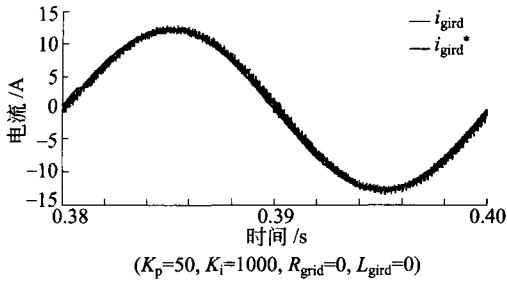
两系统的闭环波特图如图 6 所示,可见,PI 控制器在任何大于 0 的频率下均存在相位的静差,并随频率的增大而增大,而 PR 控制器在 50 Hz 频率下的相位误差被消除.同时幅值也能准确的跟踪.

当然,PR 控制器在跟踪其他非设计频率(非 50 Hz 信号)的正弦信号时,仍将存在静态误差,其表现与相同 K_P 参数下的 PI 控制器表现一致.值得注意的是,在设定频率附近频率内,PR 控制器的幅值误差反而加大,因此对于给定指令正弦信号频率的测量误差应尽量减小.

Matlab Simulink + PLECS box 误差仿真波形如图 7 所示,可见,在图 7(a)采用 PI 控制器的仿真波形中,并网电流与指令值之间存在一定角度的相位误差,并且并网电流滞后于指令电流,与图 6 中的波特图分析吻合良好.在图 7(b)采用 PR 控制器在跟踪正弦电流信号的仿真波形中,相位的稳态误差被消除.在幅值误差上,从仿真波形上看,两种控制方法的区别并不明显也与图 6 中的波特图分析吻合.



(a) PI 控制器



(b) PR 控制器

图 7 PI 与 PR 控制器并网电流仿真波形

Fig. 7 Gird current simulation results with PI and PR controller

PR 控制器,不仅可以应用于 50 Hz 基波电流的跟踪控制,当结合 PLL 技术时,更可以应用于 3 次, 5 次, 7 次谐波补偿.其思想与基波控制思想相同,在 PR 控制器中,并联加入

$$G_{PR_h}(s) = \sum_{h=3,5,7} \frac{K_{PR_h} \cdot s}{s^2 + (\omega_0 h)^2},$$

分量即可.

2.3 抗干扰性能分析

在消除稳态误差的同时,因 PR 控制不需网压前馈,同时也减小网压前馈所引入网压扰动对于电流控制环节的影响,关于网压扰动的传递函数为

$$\frac{\xi(s)}{u_g(s)} \Big|_{i_{grid}^*=0} = \frac{G_d(s) \cdot G_f(s)}{1 + G_{PR}(s) \cdot G_d(s) \cdot G_f(s)} \quad (5)$$

其扰动波特图如图 8 所示.

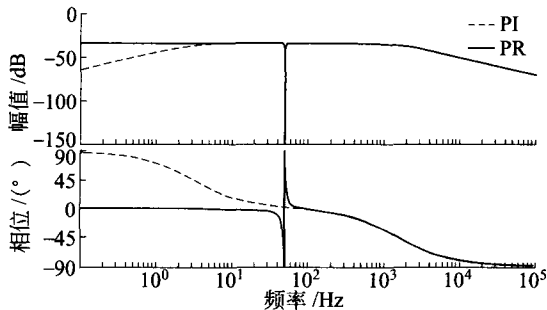


图 8 PI, PR 控制电压扰动波特图

Fig. 8 Plot of disturbance rejection with PI and PR

从扰动波特图上可看出,PR 控制器对于 50 Hz 的扰动信号的衰减大于 150 dB,远远大于 PI 控制

器.因此对于工频的扰动,PR 控制器具有更好的抗干扰特性,但对于高频信号,两者的表现特性相同.

综上所述,PR 控制器利用所加入的谐振环节,消除了稳态误差,并且解决了由于网压前馈所造成的扰动问题.

3 PR 算法实现

PR 控制器传递函数如式(4),其中 $\frac{s}{s^2 + \omega_0^2}$ 部分可以分解为 2 个简单积分的组合^[1-4],这部分就是称之为 GI(Generalized Integrator)的二阶控制器为

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \Leftrightarrow \begin{cases} y(s) = \frac{1}{s} [u(s) - v(s)] \\ v(s) = \frac{1}{s} \cdot \omega^2 \cdot y(s) \end{cases} \quad (6)$$

其算法结构图如图 9 虚线部分所示.

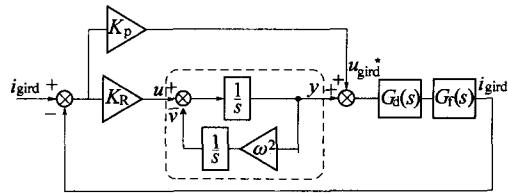


图 9 PR 控制算法结构图

Fig. 9 Control diagram of PR controller

在编程语言中,利用的离散信号实现上式的过程如式(7)所示, T_s 为采样周期

$$\begin{cases} y_k = y_{k-1} + T_s \cdot (u_{k-1} - v_{k-1}) \\ v_k = v_{k-1} + T_s \cdot \omega^2 \cdot y_k \end{cases} \quad (7)$$

整个 PR 控制的算法实现结构图如图 9 所示.

PR 控制的表达式为

$$u_{grid}^*(s) = \xi_{i_grid}(s) \cdot \left(K_P + \frac{K_{PR} \cdot s}{s^2 + \omega_0^2} \right) \quad (8)$$

4 实验验证

实验部分在丹麦 Aalborg 大学 Green Lab 实验室完成.实验设备如图 10 所示.逆变器采用三相 Danfoss FC302 逆变器其中的单相进行实验.控制采用 DS1103 dSPACE,所需 PWM 信号直接由 dSPACE 输出,采用光纤信号驱动.电网采用 230 V (RMS), 50 Hz, THD 1.5% 的民用电网,经 1:1 变压器隔离并网,电网参数为隔离变压器逆变器侧参数.直流电源采用 2 级串联的 Delta Elektronika 300 V/5 A 直流电源,实验直流电压 450 V.实验中,PR 控制未进行网压幅值检测,仅进行了网压过零检测,同传统网压前馈 PI 控制器相比省去一个电压传感器.

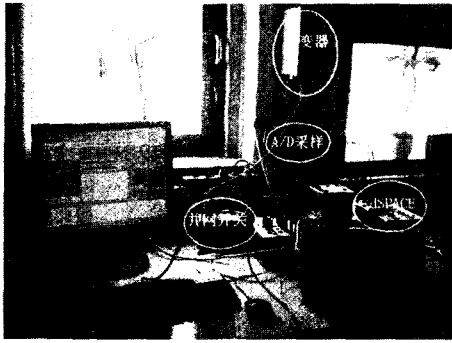


图10 实验设备

Fig.10 Experimental facilities

由图11及图12可见,采用PI控制的电流与网压存在相位误差,与仿真波形吻合,而采用PR控制电流与电压同步,消除了稳态相位误差,并且具有更好波形质量.

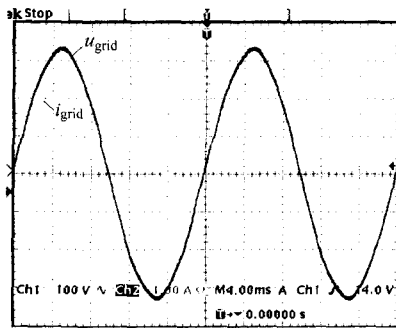


图11 网压前馈PI控制500W实验波形

Fig.11 Experimental results at 500 W with grid-voltage feed-forward PI controller

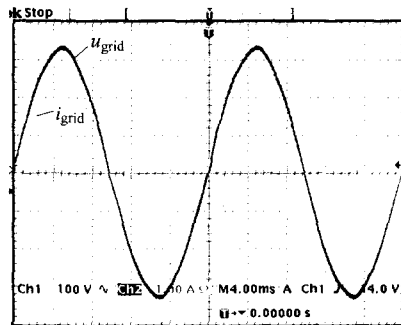


图12 PR控制500W实验波形

Fig.12 Experimental results at 500 W with PR controller

5 结论

PR控制器,由于在系统闭环传递上加入了两个 $j\omega$ 轴上的闭环极点,使得在特定频率上,形成谐振,使其增益增大.利用PR控制器的特点,将其利用在50 Hz正弦并网电流指令跟踪控制时,它可以无差的跟踪电流指令,同时由于省略了网压前馈环节,避免了将电网扰动引入电流控制环节.

当不进行谐波补偿控制时,由于PR控制无网压前馈,对于电网电压的测量要求就可以进一步降低,仅进行过零检测来测定电网频率及相角即可,省去了一个电压传感器.

在传统的电压前馈PI控制器跟随正弦指令过程中,比例环节P占据了主导作用,PR控制是利用谐振控制对于传统PI控制器的一种改进.同时对加入积分环节的PR控制器(PIR)进行了分析比较,其特性与PR控制几乎无异,积分环节作用只在低频时对于闭环控制有微弱的影响.

通过仿真及实验,证明了PR控制器在单相并网电流控制上的优越性:消除了传统网压前馈PI控制器控制时的稳态误差,并提高了并网电流质量.同时,PR控制器正越来越受到各方面的瞩目,相信在不久的将来,会在某些领域内,如单相并网电流控制,取代传统PI控制.

参考文献:

- [1] Kazmierkowski M, Krishnan R, Blaabjerg F. Control in Power Electronics. Selected Problems[M]. New York: Academic Press, 2002.
- [2] Cecati C, Dell'Aquila A, Liserre M, et al. Design of H-Bridge Multilevel Active Rectifier for Traction Systems[J]. IEEE Trans. On Ind. App., 2003, 39(5): 1541 - 1550.
- [3] Yuan X, Merk W, Stemmler H, et al. Stationary-Frame Generalized Integrators for Current Control of Active Power Filters with Zero Steady-State Error for Current Harmonics of Concern under Unbalanced and Distorted Operating Conditions[J]. IEEE Trans. on Ind. App., 2002, 38(2): 523 - 532.
- [4] Mattavelli P. A Closed-Loop Selective Harmonic Compensation for Active Filters[J]. IEEE Trans. on Ind. App., 2001, 37(1): 81 - 89.
- [5] Teodorescu R, Blaabjerg F, Borup U, et al. A New Control Structure for Grid-Connected LCL PV Inverters with Zero Steady-State Error and Selective Harmonic Compensation[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '04. Nineteenth Annual IEEE, 2004, 1: 580 - 586.
- [6] Holmes D G, Lipo T. Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice[M]. John Wiley and Sons, 2003.
- [7] Krieger A W, Salmon J C. Hysteresis-Based Current Control At Fixed Frequency, with A Resonating Integrator to Eliminate the Steady State Error[C]// Electrical and Computer Engineering. Canadian Conference, 2005: 512 - 516.