

基于准 PR 控制的逆变器优化控制

卫国防 孙世宇 刘金宁

(军械工程学院电气工程系 石家庄 050003)

摘要:逆变器并网控制过程中往往利用比例积分(PI)控制器追踪信号,然而在正弦电流信号的追踪过程中往往由于冲击性负载的作用,给系统带来稳定性误差和系统扰动等问题,本文提出了一种基于比例谐振(PR)控制技术的准比例谐振(PR)逆变器优化控制策略。首先对 PR 控制器的原理进行了介绍,通过对 PR 控制器的改进构成了准 PR 控制器,重点分析了准 PR 控制器控制参数对系统性能的影响,从而确定系统最优时控制器的参数,并在准 PR 控制的基础上添加谐波补偿环,有效消除特定次数谐波。利用 MATLAB/Simulink 进行仿真实验,对 PI 控制器与准 PR 控制器的实验结果进行对比分析,验证了改进的准 PR 控制能够在逆变器并网系统中实现无静差追踪和稳态误差消除,保证了系统的动态稳定性。

关键词:逆变器; PI 控制; 准 PR 控制; 谐波补偿环

中图分类号: TN712 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 140.45

Optimal control of inverters based on quasi PR control

Wei Guogang Sun Shiyu Liu Jinning

(Department of Electrical Engineering, Ordnance Engineering College, Shijiazhuang 050003, China)

Abstract: The proportional integral (PI) controller is used to track the signals in the process of grid connected control. However, in the tracking of sinusoidal current signals, the problem of stability and system disturbance is often caused by the impact load. This paper presents an optimal control strategy for quasi proportional resonant (PR) inverters based on proportional resonant (PR) control technique. Firstly, the principle of PR controller is introduced. Through the improvement of the PR controller, the quasi PR controller is constructed. The influence of the parameters of the quasi PR controller on the system performance is analyzed, and the parameters of the controller are determined when the system is optimal. On the basis of quasi PR control, a harmonic compensation loop is added to eliminate the harmonic in a certain number of times. The simulation experiment is carried out by using MATLAB/Simulink, and the experimental results of PI controller and quasi PR controller are compared and analyzed. It is proved that the improved quasi PR control can realize zero static error tracking and steady-state error elimination in the grid connected inverter system, and guarantee the dynamic stability of the system.

Keywords: inverter; PI control; quasi PR control; harmonic compensation loop

0 引言

由于传统能源的大量使用,人们正面临着巨大的能源压力,为了摆脱对传统能源的依赖,逐渐开始对光能等新能源的开发与利用,以新能源为基础的微电网越来越多的成为了新的供电单元,由于微电网抗干扰和扰动能力较低,使其内部逆变器在跟踪额定电压和频率的能力也就越弱。传统的比例积分(PI)控制虽然能够实现对直流信号的无静差追踪。但是在正弦信号的追踪过程中存在静态

误差,并且其抗干扰能力较差,因此本文对传统的 PI 控制器进行了改进,提出了准比例谐振(PR)控制的方法。

文献[1-2]先对 PI 控制的控制原理进行分析,进而在本质上推导出了 PR 控制。文献[3-5]举例系统存在三相不平衡和谐波污染等的电能质量问题,通过 PR 控制对系统稳态即动态性能进行了有效的调节,并取得了很好的效果。文献[6]对 PR 控制在实际中应用进行例举,分析了不同离散化方法应用到 PR 控制器中对谐振点的影响。文献[7-8]在 PR 控制器中应用了虚拟磁链预测模型和遗

传算法,虽然得到了很好的控制效果,但是由于繁琐的计算,使其并不适合在实际当中应用。文献[9]将电压外环控制中的PI控制用准PR控制器进行替换,构成了改进的电压外环与电流内环双闭环控制。文献[10]通过对逆变器准比例谐振(PR)控制器参数的设计,优化了逆变器控制的不足。

本文在PR控制器研究的基础上,提出了准PR控制,并通过添加谐振补偿环,实现了准PR控制器的进一步的改进,在MATLAB/Simulink仿真平台上建立了逆变器控制系统仿真模型,通过实验仿真验证了准PR控制器可以实现对正弦信号的无静差追踪,可有效消除特定次数谐波,提高了系统的抗干扰能力。

1 单相并网逆变器控制系统

在研究并网逆变器控制技术的过程中,需要根据实际研究需求搭建单相并网的电路等效模型,并且只要针对逆变部分进行研究,所以为了简化模型,可以将逆变电路逆变桥前端的部分用等效的恒压源代替,得到逆变器等效的拓扑电路如图1所示。

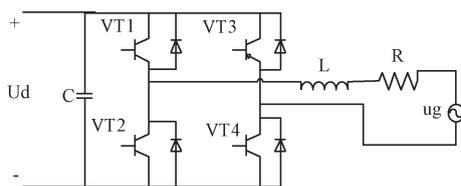


图1 单相逆变器电路

为了实现单相逆变器电路拓扑电路的有效控制,可得逆变器的系统控制框图,如图2所示。

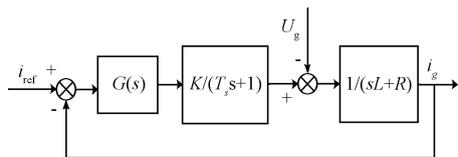


图2 逆变器控制框图

图2中, $G(s)$ 为PI控制的传递函数;将逆变部分当做惯性比例环节,其中 K 为等效增益,若把逆变单元等效看作小惯性的比例环节,则 K 为逆变器的等效增益, T_s 为开关周期; i_{ref} 为并网电流的参考值; U_g 为电网电压; i_g 为并网电流; L 和 R 分别为电路的等效电感和等效电阻。

2 逆变控制器控制策略

2.1 PR控制器原理

系统在双闭环控制过程中通常使用传统的PI控制器,但是电网在基波处的增益是有限值,PI控制器能够实现对直流信号的无静差追踪,却并不能在正弦信号的追踪过程中实现无静差,相应产生的稳态误差会造成追踪电流在有效值幅值和相位上的误差。电流有效值幅值上的误

差,可以通过增大控制器的比例系数,相应的增大基波频率的增益来实现,但是并不能完全的消除误差,仍是有差调节。在幅值误差得到有效改善的情况下,系统的误差主要表现为相位误差,需要通过控制器的改进来减小相位的误差值。

根据PR控制器在跟踪控制方面的优势,用PR控制器替代PI控制器,在系统加载冲击性负载时,可以有很好的响应速度,保证了系统良好的动态稳定性。

下面给出PR控制器的传递函数^[11]以及对应的基波频率处的增益:

$$GPR(s) = Kp + \frac{2Krs}{s^2 + \omega_0^2} \quad (1)$$

$$|GPR(j\omega_0)| = \sqrt{K_p^2 + \left(\frac{2Kr\omega_0}{-\omega_0^2 + \omega_0^2}\right)^2} \quad (2)$$

根据式(1)、(2)可以看出,由于基波频率处的增益趋于无穷大,使系统在追踪固定频率正弦信号时能够实现无静差追踪。

在实际应用中,虽然PR控制在基波频率处拥有较高的增益,但是相角裕度较小,带宽较窄,引起系统发生振荡,容易造成控制器谐振频率的偏移,影响系统稳定。为了增大相角裕度和带宽宽度,可通过添加增益较高的低通滤波器实现,从而构成了准比例谐振(PR)控制,准PR控制器的传递函数^[12]如式(3)所示:

$$G(s) = K_{p2} + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (3)$$

式中: K_{p2} , K_r , ω_c 为控制器参数, $\omega_0 = 314 \text{ rad/s}$ 。

PI控制、PR控制和准PR控制的频率特性如图3所示。

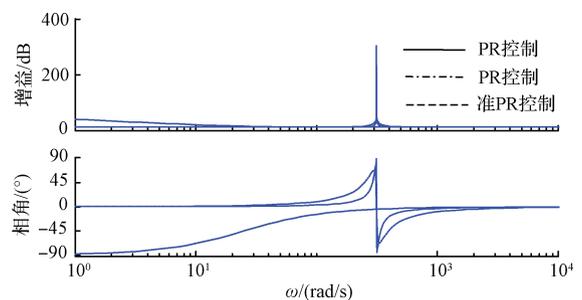


图3 PI、PR、准PR控制器的频率特性比较

图3中,PI控制器在基波频率处的增益几乎为零,而PR控制器与准PR控制器在基波频率处的增益却很大,且具有相似的频率特性,可以在指定的频率下对稳态误差进行有效的消除,故可利用准PR控制器来代替PI控制器,从而在消除幅值误差的同时消除相位误差,做到对指定信号的准确追踪,消除了稳态误差。

2.2 准PR控制器的设计

通过对准PR控制器的传递函数的分析,可以明确在控制器参数的设计过程中,主要是对 K_{p2} , K_r , ω_c 进行选择,所以本文首先使用控制变量的方法来对各个参数的作用进行分析。

首先令 $K_{p2}=0, \omega_c=1$, 同时使 K_r 不断变化, 对应的频率特性如图 4 所示。

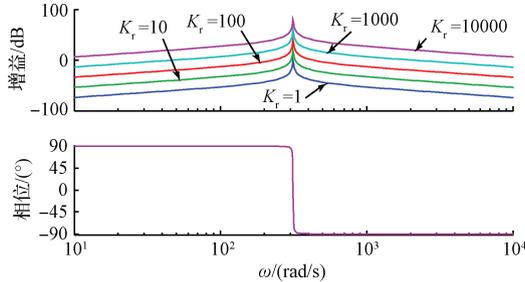


图 4 K_r 变化时准 PR 控制器 Bode 图

由图 4 可知, 在参数 K_r 的变化过程中, 只有控制器的增益相应的进行变化, 并且随着 K_r 的增大, 控制器的增益增大的同时, 稳定性不断加强, 但却不会对控制器的带宽造成影响。然而 K_r 增大到一定程度就会引起谐波分量的放大, 所以要合理的选择参数 K_r , 既满足基波频率处有较大的增益, 又能具有一定的衰减性。

令 $K_{p2}=0, K_r=1, \omega_c$ 进行不断变化, 对应的频率特性如图 5 所示。

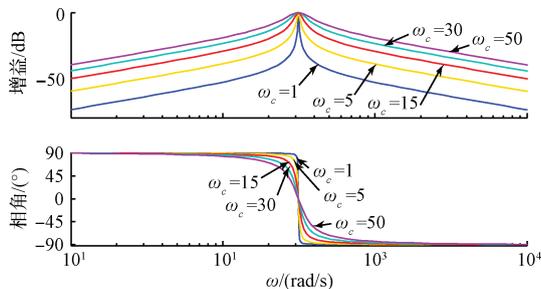


图 5 ω_c 变化时准 PR 控制器 Bode 图

从图 5 中可得, 在参数 ω_c 变化过程中, 控制器的增益与带宽同时发生变化, 说明 ω_c 对两者都存在相关性, 虽然随着 ω_c 的增大, 控制器基波频率处的增益未发生改变, 但控制器非基波频率处的增益和带宽却同时变大, 所以参数 ω_c 的选择需要根据频率的波动和控制器带宽的需求共同决定。

在分析 K_{p2} 变化之前, 先令 $K_{p2}=0$, 并将 $j\omega=s$ 带入到式(4)中, 得到:

$$G(j\omega) = \frac{2K_r\omega_c j\omega}{-\omega^2 + 2\omega_c j\omega + \omega_0^2} = \frac{K_r}{1 + j \frac{\omega_0}{2\omega_c} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \quad (4)$$

令式(4)中的 $\frac{\omega_0}{2\omega_c} = Q$, 则 Q 看作 PR 控制器谐振环节的品质系数。

设电网允许的频率波动是 ± 0.5 Hz, 此时的控制器带宽为 $d=1$ Hz, 在 $\left| Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right| = 1$ 时可得频率之间相差

带宽为 $d = \frac{\omega_c}{2\pi Q} = \frac{\omega_c}{\pi}$, 对应的 $\omega_c = 3.14$ 。

最后令 $K_r=100, \omega_c=3.14, K_{p2}$ 进行变化, 对应的频率特性如图 6 所示。

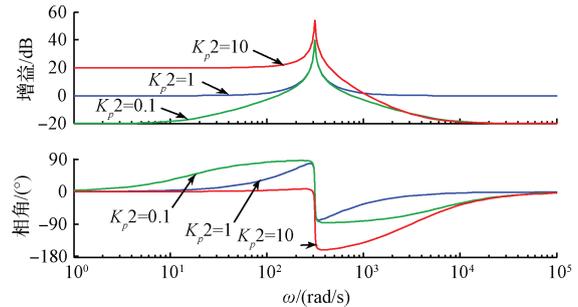


图 6 K_{p2} 变化时准 PR 控制器 Bode 图

根据图 6 的变化, 控制器的增益与带宽都受到 K_{p2} 变化的影响, 但是随着 K_{p2} 的增大, 控制器增益在基波频率处的增益并未发生改变, 只在非基波频率处增益相应的增大, 对应的带宽随着 K_{p2} 的增大而减小。所以随着 K_{p2} 的不断增大, 使系统的抗干扰能力不断增强, 但是并不能无限增大, 若 K_{p2} 过大会造成系统的振荡而影响其稳定性。

根据对控制器各个参数的分析, 准 PR 控制参数的设计一般需要按照以下步骤设计^[13]:

- 1) ω_c 值的确定, 此值主要与系统截止频率的带宽需求有关;
- 2) K_r 值的确定, 此值主要根据系统所需的峰值增益的大小来进行取值;
- 3) K_{p2} 值的确定, 此值主要根据系统对比比例增益的要求来选择最佳的 K_{p2} 值。

按照上述步骤设计的控制器参数, 使准 PR 控制器系统具有很强的稳定性与抗干扰性, 系统的控制效果达到最佳。

根据本系统实际实验过程的需要, 选择的准 PR 控制参数如下: $K_{p2}=6.5, K_r=120, \omega_c=8$, 得到的准 PR 控制器 Bode 图如图 7 所示。

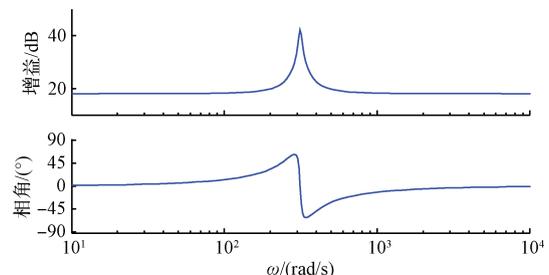


图 7 准 PR 控制器传递函数 Bode 图

2.3 准 PR 控制的谐波补偿环

为了增强系统的抗干扰能力, 在准 PR 控制器中增加各个主要频次谐波的谐振补偿环, 使系统在谐波频率点处

产生较大的增益,同时保证系统有足够的相角裕度和良好的动态性能^[14-15]。根据实际中谐振补偿方式的需要合理进行选择,谐振补偿环的传递函数为:

$$G(s) = K_{p2} + \frac{2K_{hr}\omega_{hc}s}{s^2 + 2\omega_{hc}s + (\omega_0 \times h)^2} \quad (5)$$

式中: K_{hr} 、 ω_{hc} 是 h 次谐波时的准PR控制器参数。

下面以3次谐波为例,如图8所示。在准PR控制器中添加3次谐波补偿环,并画出对应的Bode图。添加了谐波补偿环后,对应的谐波频率处产生了很大增益,实现了对应谐波的无静差追踪,同时抑制了谐波对系统电能质量的影响。一般情况下,通过添加特定次数的谐波补偿环,在实现对基波成分跟踪的同时,还能对特定次数的谐波成分进行跟踪,实现对特定次数谐波的消除,从而减小了谐波造成的污染,提高了逆变器系统的电能质量。

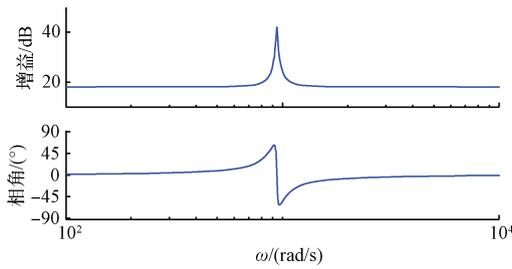


图8 3次谐波补偿环的Bode图

3 实验及结果分析

根据对准PR控制器的分析与设计,在MATLAB/Simulink中搭建了带有准PR控制器的单相逆变仿真电路模型,并通过与带PI控制器逆变电路的并网电流以及谐波进行比较,验证准PR控制器具有无静差追踪特性以及较强的抗干扰能力。

仿真实验的相关参数:直流恒压源电压为400V,并网电压为220V,并网频率为50Hz,并网基准电流为8.6A,开关频率为20kHz,滤波电感为5.0mL,滤波电容为1.0uF。PI控制器参数为 $K_p=8, K_i=120$;准PR控制器参数为 $K_{p2}=8, K_r=120, \omega_c=6.5$ 。

图9所示为PI控制器和准PR控制器的仿真波形。其中PI控制下的波形图中,并网电流与基准电流值之间存在着一定的相位差,跟随效果较差;而在准PR控制下的波形图中,并网电流与基准电流之间的相位差被消除,波形基本吻合,很好的实现了无静态误差的跟踪。

图10所示为PI控制和准PR控制两种控制方法下并网电流的总谐波畸变率的谐波柱状图。系统运行受到干扰时,PI控制下的总谐波畸变率为3.44%,谐波含量较高,并且影响系统的主要是3、5、9次谐波,可以通过添加准PR控制谐波补偿环对主要的谐波成分进行消除;准PR控制下的总谐波畸变率为2.25%,有效的减少了谐波的含有量,比PI控制时减小了1.19%,并且通过谐波补偿

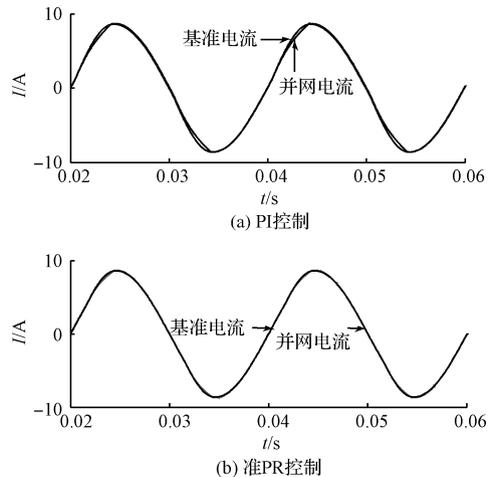


图9 并网电流波形

环的补偿使得3、5、9次特定次数的谐波消失,减小了谐波污染,表现出了很好的抗干扰性。

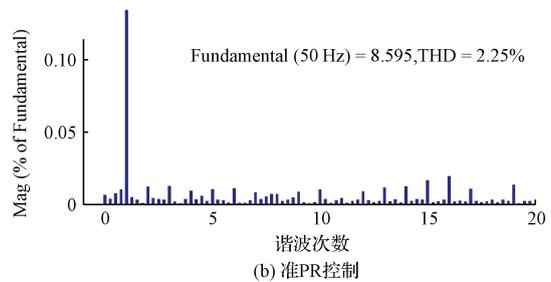
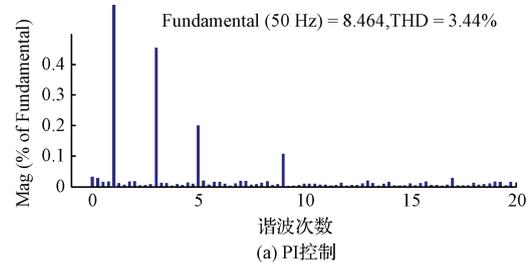


图10 并网电流谐波

综上所述,通过对控制算法的改进,在准PR控制器的作用下既克服了PI控制下并网电流跟踪过程中的稳态误差,又提高了PI控制下抗电网电压扰动的能力^[16-18]。

4 结论

本文通过对PR控制器工作原理的研究,根据实际应用的需要,对PR控制进行了改进,提出了一种基于准PR控制优化的逆变器控制策略,并对其内部的控制参数进行了分析与研究。准PR控制方法即具备基波频率处增益无穷大并迅速向两侧衰减的补偿作用,保证了无静态误差,又可以通过增大系统的谐波阻抗,提高系统的抗扰动性。实验结果表明,在单相并网逆变系统中准PR控制器不仅克服了PI控制器在跟踪过程中存在的稳态误差问题,还提高了系统的抗干扰能力。

参 考 文 献

- [1] ZMOOD D N, HOLMES D G. Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 814-822.
- [2] TEODORESCU R, BLAABJERG F, LISERRE M, et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters [J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2006, 153(5): 750.
- [3] 刘斌, 谢积锦, 李俊, 等. 基于自适应比例谐振的新型并网电流控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(9): 186-195.
- [4] 梁宇, 谭宝成. 基于 SG3525 和 TDS2285 的单相交流逆变器的设计[J]. 国外电子测量技术, 2016, 35(7): 85-90.
- [5] CASTILLA M, MIRET J, CAMACHO A, et al. Reduction of current harmonic distortion in three-phase grid-connected photovoltaic inverters via resonant current control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1464-1472.
- [6] YEPES A G, FREIJEDO F D, DOVAL-GANDOY J, et al. Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7): 1692-1712.
- [7] LENWARI W, SUMNER M, ZANCHETTA P. The use of genetic algorithms for the design of resonant compensators for active filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 5(8): 2852-2861.
- [8] 王郑, 陈其工, 高文根, 等. 基于 EKF 的虚拟磁链预测模型及其逆变器控制 [J]. 电子测量与仪器学报, 2017, 31(6): 974-980.
- [9] 胡文平, 周云飞. 基于准比例谐振控制器的高性能逆变器研究[J]. 武汉理工大学学报, 2010, 32(23): 85-88.
- [10] 陈红生, 杨苹, 曾晓生. 单相并网逆变器准比例谐振控制器的设计[J]. 低压电器, 2012(22): 19-23, 59.
- [11] 孟建辉, 石新春, 付超, 等. 基于 PR 控制的光伏并网电流优化控制[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(2): 42-47.
- [12] ZMOOD D N, HOLMES D G, BODE G H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2001, 37(2): 601-610.
- [13] 赵云梦. 基于准 PR 控制的单相光伏并网逆变器的研究[D]. 杭州: 浙江理工大学, 2013.
- [14] 曹靖, 童朝南, 周京华, 等. 一种并网逆变器的新型复合控制设计[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(5): 1296-1303.
- [15] CASTILLA M, MIRET J, CAMACHO A, et al. Reduction of current strategies based on self-adaptive proportional-resonant[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9): 186-195.
- [16] HAO Z, YAO Z, LI S, et al. The contribution of double-fed wind farms to transient voltage and damping of power grids[J]. Tehnicki Vjesnik, 2015, 22(1): 43-49.
- [17] 王秀云, 毛瑞鹏, 田璧源, 等. 基于 PI 与准 PR 联合控制的光伏并网电流优化[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(7): 121-125.
- [18] 姚鑫, 罗晓曙, 廖志贤, 等. 光伏并网逆变器模糊准 PR 控制仿真研究[J]. 电测与仪表, 2014, 51(19): 86-91.

作 者 简 介

卫国岗(通信作者), 1992 出生, 硕士研究生, 主要研究方向为装备电力系统供电。

E-mail: 897228645@qq.com

孙世宇, 1965 出生, 教授, 博士研究生导师, 主要研究方向为电气传动与控制。

刘金宁, 1977 出生, 博士, 讲师, 主要研究方向为装备电力系统供电。