

基于PR控制的光伏并网电流优化控制

孟建辉¹,石新春¹,付超¹,王毅¹,李鹏¹,魏德冰²

(1. 华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室,河北 保定 071003;

2. 保定四方三伊电气有限公司,河北 保定 071051)

摘要: 针对单相 H6 拓扑光伏并网逆变器在采用传统比例积分(PI)控制器跟踪正弦电流指令时会产生稳态误差和抗干扰能力差等问题,提出了一种基于比例谐振(PR)控制的 H6 拓扑单相光伏并网逆变器的总体控制策略。在介绍 PR 控制器原理的基础上,详细分析了其控制参数对系统性能的影响,并给出了 PR 控制应用于 H6 光伏逆变系统的工程设计方法。搭建了单相 H6 拓扑光伏并网逆变系统的仿真及实验平台,对理论分析结果进行了验证。结果表明 PR 控制器应用在单相 H6 拓扑光伏并网逆变控制系统中能够实现对并网电流的无静差控制,消除了 PI 控制所产生的相位误差,并且具有良好的并网波形质量。

关键词: 光伏并网; 逆变器; H6 拓扑; PR 控制; 无静差控制; 电流控制

中图分类号: TM 464; TM 615

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.02.008

0 引言

与传统的输出端安装工频隔离变压器的光伏并网逆变器相比,两级式单相非隔离型光伏并网逆变器具有体积小、成本低、效率高等优点,尤其适合应用在光伏建筑一体化、家用屋顶光伏发电等小功率光伏发电场合^[1-2]。由于传统的单相全桥光伏并网逆变器不具备漏电流抑制能力,国内外的一些专家学者提出了一系列新的拓扑结构来解决漏电流的产生问题,如 H6 拓扑、带交流旁路的全桥拓扑、带直流旁路的全桥拓扑等^[3-7]。其中, H6 拓扑能够有效抑制漏电流产生,且具有优良的并网波形质量和高变换效率^[6-7]。

在单相 H6 拓扑光伏并网逆变系统中,并网电流内环控制通常采用比例积分 PI(Proportional Integral)控制器。但是由于 PI 控制器在电网基波频率处的增益为有限值,在跟踪正弦电流指令时不可避免地存在稳态误差和抗干扰能力差的问题。逆变系统并网运行时, 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^[8-13]。

为了解决上述问题,本文提出了一种基于比例谐振 PR(Proportional Resonant)控制的 H6 拓扑单相光伏并网逆变器的总体控制策略。利用 PR 控制器的谐振来增大对所控信号特定频率的增益,从而消除 PI 控制器在跟踪正弦电流信号时产生的稳态误差。通过对 H6 拓扑并网逆变系统分析、PR 控制器

原理及控制器参数选择的研究,提出了 PR 控制应用于 H6 拓扑光伏逆变系统的工程设计方法及单相 H6 拓扑光伏并网逆变系统的总体控制策略,并利用仿真和样机试验验证了该控制方法在消除稳态误差及抗干扰性能上具有良好的效果。

1 单相 H6 拓扑光伏并网逆变系统

图 1 是单相 H6 拓扑光伏并网逆变系统图。该系统由 Boost 升压电路、高效率且具备漏电流抑制能力的 H6 拓扑逆变电路及滤波电路组成。图中, V_{D1} 为升压电路二极管; L_1 为升压电感; C_1 、 C_2 为直流稳压电容; V_{T1} — V_{T5} 为 MOSFET 开关管; V_{G1} 、 V_{G2} 为 IGBT 开关管; V_{D2} 、 V_{D3} 为续流二极管; L_2 、 L_3 为滤波电感; C_3 为滤波电容。新型单相 H6 逆变拓扑中, 开关管 V_{G1} 、 V_{G2} 工频导通, V_{T2} — V_{T5} 高频导通。

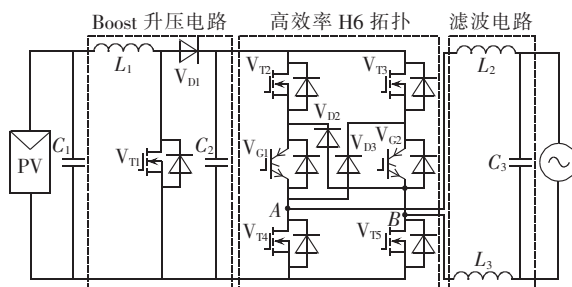


图 1 单相 H6 拓扑光伏并网逆变系统图

Fig.1 Diagram of photovoltaic grid-connected inverter system with single-phase H6 topology

根据图 1 所示的并网逆变器系统原理图,忽略滤波电容电流,可以得到系统的控制框图,见图 2。

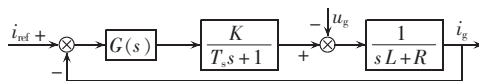


图 2 逆变器控制框图

Fig.2 Block diagram of inverter control

收稿日期:2013-03-08;修回日期:2013-12-23

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51277072,50977029,50977028);河北省自然科学基金资助项目(E2013502074);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(13MS74)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (51277072, 50977029, 50977028), the Natural Science Foundation of Hebei Province(E2013502074) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities(13MS74)

将逆变单元近似为具有小惯性的比例环节,其中 K 为逆变器的等效增益; T_s 为惯性环节的时间常数,即开关周期; i_{ref} 为并网电流参考值; $G(s)$ 为控制器的传递函数; L 为电感 L_2 和 L_3 的和; R 为电感的串联等效电阻; u_g 为电网电压; i_g 为并网电流。

2 单相 H6 逆变系统控制策略

2.1 PR 控制器原理

传统的 PI 控制器的传递函数为:

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (1)$$

其在电网基波频率处的增益为:

$$|G_{PI}(j\omega_0)| = \sqrt{k_p^2 + \left(\frac{k_i}{\omega_0}\right)^2} \quad (2)$$

由式(1)可以看出,PI 控制器是一阶控制器,在电网基波频率处的增益是有限值,在跟踪正弦信号时会出现稳态误差,即跟踪电流给定值时会出现相位误差及幅值误差。其在基波频率处的增益可通过增加比例放大系数来增大,即减小稳态静差,但不可能消除。因此,幅值误差表现并不明显,主要表现为相位误差,使得并网电流无法与电网电压指令完全同相。

与 PI 控制器不同,PR 控制器的传递函数为:

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{2k_r s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (3)$$

PR 控制器在基波频率处的增益为:

$$|G_{PR}(j\omega_0)| = \sqrt{k_p^2 + \left(\frac{2k_r\omega_0}{-\omega_0^2 + \omega_0^2}\right)^2} \quad (4)$$

可以看到,由于控制器传递函数的 $j\omega$ 轴上加入 2 个固定频率的开环极点,形成该频率下的谐振,使得 PR 控制器在基波频率处的增益趋近于无穷大,可以实现对某一固定频率正弦指令信号的无静差跟踪控制。而逆变器并网运行时,要求控制逆变器的输出电流为与电网电压频率和相位一致的标准正弦电流,以实现单位功率因数并网发电。因此,在并网逆变系统中,PR 控制器与 PI 控制器相比,具有更好的稳态性能和抗干扰性能,更适合于对逆变器并网电流的控制。

在实际系统中,由于理想的 PR 控制器难以实现,且为避免增益无穷大带来的稳定性问题,可采用一种容易实现的准 PR 控制器,其传递函数为^[14]:

$$G(s) = k_p + \frac{2k_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (5)$$

其中, $\omega_0 = 314 \text{ rad/s}$ 。

由式(5)可以知道,准 PR 控制器有 3 个控制参数 k_p 、 k_r 和 ω_c ,需要对其进行优化设计,以提高系统的性能。

图 3 所示是上述 3 种控制器的频率特性比较图,其中三者比例系数取值相同,积分系数与谐振系数取值相同。

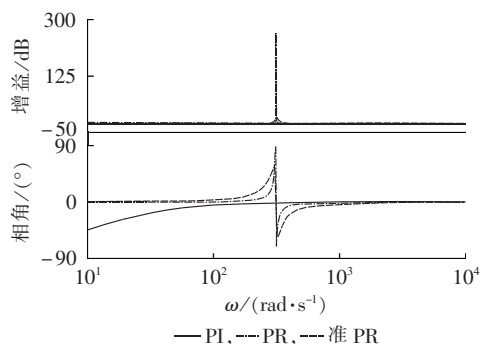


图 3 PI、PR 及准 PR 控制器的频率特性比较
Fig.3 Comparison of frequency response among PI, PR and quasi-PR controllers

从图中可以看出,PR 和准 PR 控制器有相似的频率特性,在基波频率处有很大的增益,因此能够消除该频率下的稳态误差。在下面的讨论中,用准 PR 控制器来代替 PR 控制器。

2.2 PR 控制器设计

在 PR 控制器参数设计过程中,采用控制变量法分析 3 个控制参数对系统性能的影响。

首先,设定 $k_p = 0$, $\omega_c = 1$, k_r 变化,此时式(5)的频率特性如图 4 所示。

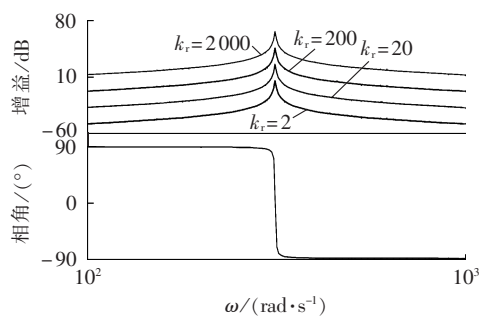
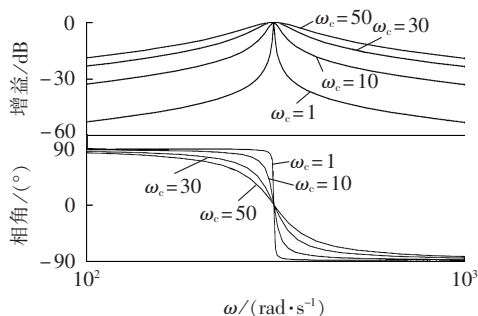


图 4 k_r 变化下 PR 控制器 Bode 图
Fig.4 Bode diagram of PR controller with change of k_r

从图 4 可以看出, k_r 只影响控制器的增益,而不影响控制器的带宽。控制器的增益和 k_r 成正比, k_r 越大,增益越大,稳态误差越小,但是如果 k_r 太大,谐波分量会被放大,从而降低了并网电流质量。因此选择 k_r 时,要保证系统在基波频率附近具有足够的增益,且远离基波频率处应该具有一定的衰减作用。

其次,设定 $k_p = 0$, $k_r = 1$, ω_c 变化,式(5)的频率特性如图 5 所示。

从图 5 中可以看到, ω_c 不仅影响 PR 控制器的增益,而且还影响控制器的带宽。随着 ω_c 的增加,控制器的带宽和非基波频率处的增益都增大(基波频率处的增益不变)。设 $k_p = 0$, 将 $s = j\omega$ 代入式(5),

图 5 ω_c 变化下 PR 控制器 Bode 图Fig.5 Bode diagram of PR controller with change of ω_c

则有:

$$G(j\omega) = \frac{2k_r\omega_c j\omega}{-\omega^2 + 2\omega_c j\omega + \omega_0^2} = \frac{k_r}{1 + j\frac{\omega_0}{2\omega_c}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} = \frac{k_r}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad (6)$$

其中, $Q = \frac{\omega_0}{2\omega_c}$, 其物理意义相当于控制器谐振环节的品质因数, 故用 Q 表示。

根据带宽的定义, 可知 $|G(j\omega)| = k_r/\sqrt{2}$, 即 $\left|Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right| = 1$ 时对应的 2 个频率差即为带宽:

$$d = \frac{\omega_0}{2\pi Q} = \frac{\omega_0}{\pi} \quad (7)$$

设电网频率允许的波动范围是 ± 0.5 Hz, 则控制器带宽 $d = 1.0$ Hz, 即有 $\omega_c = 3.14$ rad/s。

定义谐波阻抗为电网谐波电压与引起的系统输出谐波电流之比。谐波阻抗越大, 引起的输出谐波电流越小, 系统的抗干扰性能越好。此外, 由于开关频率较高, 逆变单元具有的小惯性环节可以忽略, 根据图 2 可得系统的谐波阻抗呈负阻抗特性, 表达式为:

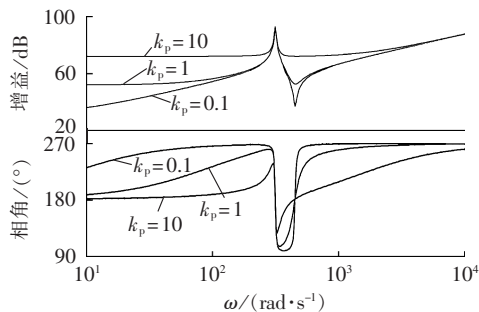
$$Z_{PR} = -\frac{U_{gn}(s)}{I_{gn}(s)} = -\frac{Ls^3 + As^2 + Bs + Kk_p\omega_0^2 + R\omega_0^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (8)$$

$$\begin{cases} A = Kk_p + 2L\omega_c + R \\ B = L\omega_0^2 + 2Kk_p\omega_c + 2R\omega_c + 2Kk_r\omega_c \end{cases} \quad (9)$$

其中, $U_{gn}(s)$ 、 $I_{gn}(s)$ 分别为电网 n 次谐波电压和由此产生的 n 次谐波电流的拉氏变换。

最后, 设定 $\omega_c = 3.14$ rad/s, $k_r = 100$, k_p 变化, 单相光伏并网逆变器其他参数为 $L = 2.4$ mH, $R = 1$ Ω , $K = 400$, 此时系统的谐波阻抗的频率特性见图 6。

由图 6 可知, 系统谐波阻抗受 k_p 的影响较大, k_p 增加, 系统的谐波阻抗增大, 系统抗干扰性能越好, 但是根据自动控制原理相关内容可知, 比例系数 k_p 过大将会使系统振荡而不稳定。

图 6 k_p 变化下谐波阻抗的 Bode 图Fig.6 Bode diagram of harmonic impedance with change of k_p

因此, 在工程应用时, PR 控制器参数的设计步骤为: ①根据电网频率允许的波动范围确定控制器带宽, 进而选择 ω_c ; ②根据并网电流质量以及控制函数基波频率附近的增益要求选择 k_r ; ③根据谐波阻抗, 设计 k_p 使系统稳态性能和抗干扰性能满足要求。参数 k_p 和 k_r 之间存在相互影响的关系, 设定时需综合考虑。

2.3 总体控制策略

图 7 为单相光伏并网系统的整体控制框图。整个控制系统包含 3 个控制环, 分别是 MPPT 环、直流电压环及并网电流环。其中前级的 MPPT 环通过控制 Boost 开关管的占空比来实现, 与后级的直流电压环及并网电流环相互独立。

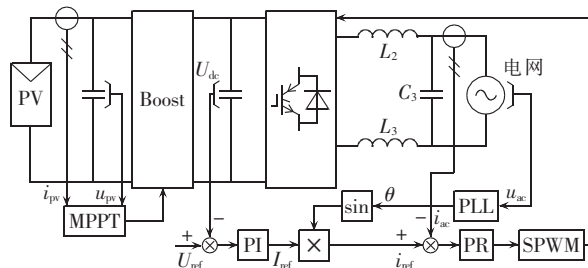


图 7 基于 PR 控制的单相 H6 拓扑并网逆变器控制结构

Fig.7 Control structure of single-phase H6-topology grid-connected inverter based on PR controller

直流电压外环采用 PI 控制器控制并网电流环的参考电流幅值, 且稳定直流侧电压。同时参考电流信号 I_{ref} 的相角由锁相环 PLL (Phase Locked Loop) 获得的电网电压相位角 θ 给定。并网实际电流 i_{ac} 与 i_{ref} 的差值经 PR 控制器和 SPWM 后驱动 H6 逆变桥的 6 个开关管, 以实现单相光伏并网逆变器的无静差并网控制。

3 仿真研究

为了验证 PR 控制算法能够实现电网电流的无静差控制, 本文搭建了基于 PR 控制的单相 H6 拓扑光伏并网逆变器的 MATLAB/Simulink 仿真模型, 并

分别比较了 PI 控制、PR 控制下并网电流跟踪效果及其谐波大小。

仿真参数如下:光板输入电压 110~128 V DC, Boost 升压后的直流母线电压 400 V DC,并网电压 220 V AC,并网电流 8.6 A,开关频率 20 kHz,并网频率 50 Hz,Boost 升压电感及滤波电感分别为 1.2 mH、2.0 mH,滤波电容为 4.7 μ F。其中 PI 控制参数为 $k_p=10,k_i=100$;PR 控制参数为 $k_p=8,k_r=120,\omega_c=6.5$,其中 k_p 与 k_r 选择时综合考虑系统所需增益及稳态性能, ω_c 则由频率波动而定。

在图 8(a)采用 PI 控制器的仿真波形中,并网电流与并网电压之间存在一定角度的相位误差,并且并网电流滞后于并网电压。而在图 8(b)采用 PR 控制器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,2 种控制方法的区别并不明显。图 8(c)所示为电网频率在 40 ms 由 50 Hz 突变为 51 Hz 时的并网电压及并网电流波形,可以看出此时采用 PR 控制算法时,对于较小的频率波动,并网电流也能够较好地跟踪电网电压,这是由于准 PR 控制时,在基波频率附近也具有较大的增益。

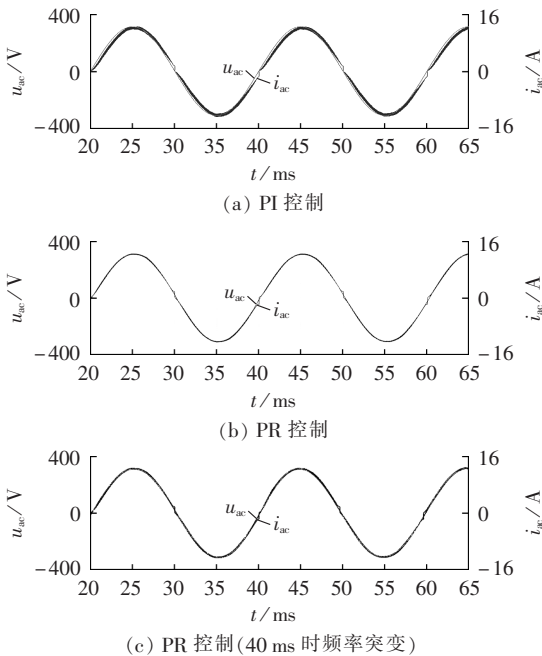


图 8 2 种控制算法下的并网电流与并网电压
Fig.8 Grid-connected voltage and current for two control strategies

图 9 所示为采用 PI 与 PR 2 种控制算法下并网电流的谐波柱状图,显然,采用 PR 控制器时,并网电流畸变率比采用 PI 控制器时减少了 1.31%,即采用 PR 控制时,并网电流有更好的品质。

4 实验验证

为了验证上述分析和研究的正确性,按照图

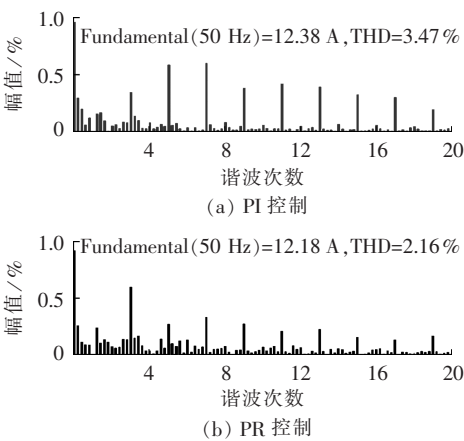


图 9 2 种控制算法下的并网电流的谐波
Fig.9 Harmonics of grid-connected current for two control strategies

1 所示的单相 H6 拓扑光伏并网逆变系统图,研制了一台额定功率为 2 kW 的两级式单相 H6 拓扑光伏并网逆变器的实验样机。该样机的相关实验参数为:输入电压 $u_{pv}=200\sim380$ V DC;升压后的直流母线电压 $U_{dc}=400$ V DC;输出电压 $U_{grid}=220$ V AC;输出频率 $f_{ac}=50$ Hz;Boost 升压电感 $L_1=1.2$ mH;光伏阵列输入电容 $C_1=190$ μ F;直流母线电容 $C_2=1500$ μ F;输出滤波电感 $L_2=L_3=1.0$ mH;输出滤波电容 $C_3=4.7$ μ F。此外,核心控制板采用浮点型 DSP,型号为 TMS320F28335。本次实验相关波形及数据结果是利用 TDS2014 示波器、FLUKE435 及 WT3000 功率分析仪测量得到的。

图 10 为单相 H6 光伏并网逆变器的电流控制环分别采用 PI 控制器和 PR 控制器时的并网电压与并网电流的实验波形。从图中同样可以看出当采用 PI 控制器时,并网电流与并网电压之间存在一定角度的相位误差,且并网电流滞后于并网电压;而采用 PR 控制器时,并网电流与并网电压之间的相位误差被消除。

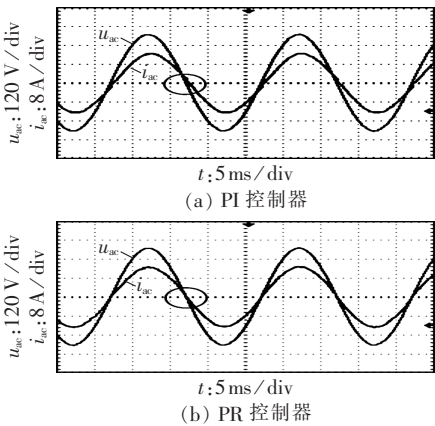


图 10 2 种不同控制器下并网电压与并网电流的实验波形

Fig.10 Experimental waveforms of grid-connected voltage and current for two kinds of controller

图 11 是逆变系统采用 PR 控制器时并网电流的总谐波柱状图,利用 FLUKE435 电能质量分析仪,可以测得电流总谐波含量在 2 kW 的功率运行时为 2.1%,远优于国际专用标准 IEEE Std2000-929 和 UL1741 对谐波的要求,从而验证了 PR 算法的优越性。

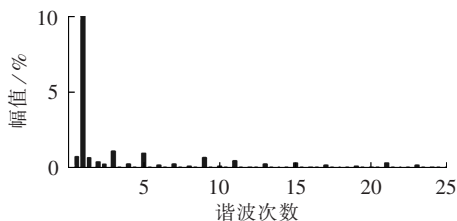


图 11 采用 PR 控制器时并网电流谐波图

Fig.11 Harmonic chart of grid-connected current with PR controller

图 12 是通过 WT3000 功率分析仪测量得到的单相光伏并网逆变器的输入电压 u_{pw} 、输入电流 i_{pw} 、并网电压 u_{ac} 、并网电流 i_{ac} 的波形,并得出输入功率 $P_1=2.079\ 72\ \text{kW}$,输出功率 $P_3=2.016\ 6\ \text{kW}$,效率值 $\eta_1=96.964\ \%$,并网电流的功率因数 $\lambda_3=0.993\ 68$ 。可以看出,该样机在功率近似 2 kW 时,近似单位功率因数运行,具有良好的性能。

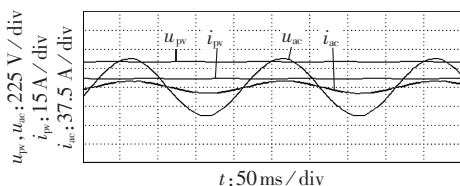


图 12 逆变系统并网波形

Fig.12 Grid-connected waveforms of inverter system

5 结论

本文通过对 PR 控制器原理、控制器参数选择及 H6 电路拓扑的研究,提出了一种基于 PR 控制的 H6 拓扑单相光伏并网逆变器的总体控制策略以及 PR 控制参数的工程设计方法,并将其应用到 2 kW 的单相光伏并网逆变系统中。在常数项 k_p 为 0 时,利用 PR 控制器传递函数所具有的二阶振荡环节以及微分环节,设计出具有在基频处增益最大并迅速向两端衰减的系统补偿效果,从而保证了稳态静差为 0,同时不增加系统谐波;其次加入常数项 k_p 使整个补偿环节的硬度增加,使系统的谐波阻抗增大,抗扰动性能提高。结果表明,采用 PR 控制器的单相并网逆变系统在克服 PI 控制器跟踪正弦电流指令时存在稳态误差问题的同时,具有优良的并网电流品质和较高的转换效率。

参考文献:

[1] PARIDA B,INIYAN S,GOIC R. A review of solar photovoltaic

technologies[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2011,15(3):1625-1636.

[2] LI Quan,WOLFS P. A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configurations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008,23(3):1320-1333.

[3] PATRAO I,FIGUERES E,GONZÁLEZ-ESPÍN F,et al. Transformerless topologies for grid-connected single-phase photovoltaic inverters[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews,2011, 15(7):3423-3431.

[4] ARAÚJO S V,ZACHARIAS P,MALLWITZ R. Highly efficient single-phase transformerless inverters for grid-connected photovoltaic systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010,57(9):3118-3128.

[5] 曾正,杨欢,赵荣祥,等. 多功能并网逆变器研究综述[J]. 电力自动化设备,2012,32(8):5-15.

ZENG Zheng,YANG Huan,ZHAO Rongxiang,et al. Overview of multi-functional grid-connected inverters[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(8):5-15.

[6] 嵇保健,王建华,赵剑锋. 一种高效率 H6 结构不隔离单相光伏并网逆变器[J]. 中国电机工程学报,2012,32(18):9-15.

Ji Baojian,WANG Jianhua,ZHAO Jianfeng. A high efficiency non-isolated single-phase photovoltaic grid-connected inverter with H6-type configuration[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(18):9-15.

[7] YU W,LAI J S,QIAN H,et al. High-efficiency inverter with H6-type configuration for photovoltaic non-isolated AC module applications[C]//25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition,APEC 2010. Palm Springs,CA,USA: IEEE,2010:1056-1061.

[8] 孙孝峰,顾和荣,王立乔,等. 高频开关型逆变器及其并网技术[M]. 北京:机械工业出版社,2011:145-160.

[9] 栗晓政,孙建平,甄晓亚,等. 基于 PR 与 PI 联合控制策略的光伏并网系统直流注入抑制技术[J]. 电力自动化设备,2013,33(3): 118-122.

LI Xiaozheng,SUN Jianping,ZHEN Xiaoya,et al. DC injection suppression technology based on PR & PI integrated control for grid-connected PV system[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(3):118-122.

[10] 黄如海,谢少军. 基于比例谐振调节器的逆变器双环控制策略研究[J]. 电工技术学报,2012,27(2):77-81.

HUANG Ruhai,XIE Shaojun. Double-loop digital control strategy based on proportional-resonant controller[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2012,27(2):77-81.

[11] 曹太强,许建平,祁强,等. 单相光伏并网逆变器控制技术[J]. 电力自动化设备,2012,32(5):133-136.

CAO Taiqiang,XU Jianping,QI Qiang,et al. Control of grid-connected single-phase photovoltaic inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(5):133-136.

[12] 张厚升,赵艳雷. 单相双级式光伏并网逆变器[J]. 电力自动化设备,2010,30(8):95-99.

ZHANG Housheng,ZHAO Yanlei. Single-phase double-stage photovoltaic grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(8):95-99.

[13] 杨勇,赵春江. 分布式发电系统中并网逆变器比例谐振控制[J].

电力自动化设备,2011,31(11):51-55.

YANG Yong,ZHAO Chunjiang. Proportional resonance controller of grid-connected inverter for distributed generation system[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(11): 51-55.

[14] ZMOOD D N,HOLMES D G,BODE G H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2001,37(2):601-610.

[15] 张兴,曹仁贤. 太阳能光伏并网发电及其逆变控制[M]. 北京:机械工业出版社,2010:186-190.

作者简介:



孟建辉
SVC 及光伏并网发电技术。

孟建辉(1987-),男,河南扶沟人,博士研究生,研究方向为电力电子技术、新能源发电与电力系统(E-mail:mengjianhui2008@163.com);

石新春(1950-),男,河北石家庄人,教授,博士研究生导师,研究方向为新型功率变换技术、现代电能质量、高频电源技术、

Optimal control of photovoltaic grid-connected current based on PR control

MENG Jianhui¹,SHI Xinchun¹,FU Chao¹,WANG Yi¹,LI Peng¹,WEI Debing²

- (1. State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources, North China Electric Power University,Baoding 071003,China;
- 2. Baoding Sifang Sanyi Electric Co.,Ltd.,Baoding 071051,China)

Abstract: When the single-phase photovoltaic grid-connected inverter with H6 topology applies conventional PI controller to track the sinusoidal reference current,the steady-state error will be generated and its anti-interference capability becomes poor ,for which ,an overall control strategy based on PR (Proportional Resonant) control is proposed. The fundamentals of PR controller are introduced,the influence of its control parameters on system property is analyzed and the engineering design principles of its application in the photovoltaic grid-connected inverter with H6 topology are given. The simulation model and experimental prototype of single-phase photovoltaic grid-connected inverter system are built to verify the theoretical analysis and results indicate that,the static-error-free control of grid-connected current is realized,the phase error introduced by PI controller is eliminated and the excellent grid-connected waveform is achieved.

Key words: photovoltaic grid-connection; electric inverters; H6 topology; PR control; static-error-free control; electric current control

(上接第 41 页 continued from page 41)

Improved Backstepping control strategy for GSVSC of DFIG wind farm with VSC-HVDC grid-integration

LIAO Yong,WANG Guodong

- (State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University,Chongqing 400044,China)

Abstract: An improved Backstepping control strategy of GSVSC (Grid-Side Voltage-Source Converter) is proposed for DFIG (Doubly-Fed Induction Generator) wind farm with the grid-integration structure of VSC-HVDC(Voltage Source Converter-High Voltage Direct Current) to improve its grid-integration robustness, the electrical energy quality of its integration point and its grid-integration capability. With full consideration of the parameter variations at both AC and DC sides,the AC voltage fluctuation and other uncertainties, sign function and bounded lumped uncertainties are introduced to the control force design for each iterative turn to improve the anti-disturbance performance of GSVSC. The stability of the proposed control strategy is deduced according to Lyapunov principle. Simulative results of three disturbance modes are compared with those by traditional double-loop PI control strategy under same conditions,which proves the effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: wind farms; doubly-fed induction generator; HVDC power transmission; voltage-source converter; Backstepping; power quality