

光伏并网逆变器的高增益数字PI控制器设计

解 宝¹, 周 林¹, 马 卫², 张前进¹, 李海啸¹

(1. 重庆大学输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400044; 2. 四川电力设计咨询有限责任公司, 成都 610016)

摘 要: 首先分别在连续域和离散域下对单相光伏并网逆变器进行建模分析, 通过对比分析积分控制和谐振控制的频率响应特性, 结果表明当系统采样频率较高时, 积分控制具有较高的工频幅值增益, 离散域下的PI控制可代替PR控制实现对交流信号的跟踪控制。然后基于频率响应法, 完成单相光伏并网逆变器的数字PI控制器设计, 最后通过实验验证该理论分析的正确性以及所设计的数字PI控制器的有效性。

关键词: 电力逆变器; 离散时间控制系统; 积分控制; 频率响应

中图分类号: TM464

文献标识码: A

0 引 言

环境污染和化石能源危机问题近年来日益严峻, 以光伏发电为代表的可再生能源开发及利用越来越受到国际社会的重视^[1,2]。光伏并网逆变器作为光伏发电与电网之间的接口装置, 其控制器设计的优劣将直接影响到逆变器的动态响应及稳态性能^[3-5]。针对光伏并网逆变器的电流控制策略, 目前国内外已有不少文献进行过研究, 主要包括滞环比较控制^[6]、无差拍控制^[7]、重复控制^[8]、预测控制^[9]、滑模控制^[10]、PI和PR控制等。一些新型的电流控制策略的确能够实现并网逆变器的电流跟踪控制, 但存在如参数设计复杂、实现困难、计算量大等问题, 因此传统PI和PR控制仍是目前工业上最成熟、应用最广泛的控制策略^[11]。

对于PI和PR控制器参数设计, 已有不少文献进行研究, 如文献[12,13]以电流控制环的开环截止频率和相角裕度为指标, 通过反复迭代求解以得到PR控制器的具体参数设计, 但该设计方法计算复杂不适合工程推广; 文献[14]总结了频率特性法、对称优化法、模值优化法和工程优化法4种PI控制器设计方法, 并分别从系统阻尼特性和响应速度对它们进行对比分析, 得出模值优化法是一种最佳的PI控制器设计方法。

上述文献同时指出传统PI控制器无法实现交

流信号的无静差跟踪, 稳态电流误差较大, 而PR控制在谐振频率处具有无穷大增益, 理论上可实现交流电流的无静差控制^[15]。但不难发现此结论是在连续域分析下获得, 随着光伏并网逆变器多采用数字信号控制^[16], 需要对光伏并网逆变器进行离散域下的建模分析以得到数字控制器的设计。

本文首先分别在连续域和离散域下对单相光伏并网逆变器进行了建模分析, 然后对比分析PI和PR控制器的频率响应特性, 在此基础上进一步设计了单相光伏并网逆变器的高增益数字PI控制器, 最后通过实验验证本文的理论分析及所设计控制器的有效性。

1 单相光伏并网逆变器的控制分析

1.1 单相光伏并网逆变器结构

单相光伏并网逆变器结构如图1所示, 图中单相逆变电路采用典型的全桥结构。 u_{dc} 为逆变桥直流侧电压, i_{dc} 为逆变桥输入电流, 逆变桥输出通过滤波电感 L 接入电网, 忽略电感内阻影响, u_g 为理想电网电压, i_g 为并网电流。逆变器的调制策略采用双极性正弦脉宽调制(SPWM), I_{ref} 为电流环的参考电流幅值, $\sin\theta$ 为保证逆变器实现单位功率因数并网而利用锁相环PLL得到的电网电压同步信号。

收稿日期: 2017-03-27

基金项目: 国家自然科学基金(51477021)

通信作者: 解 宝(1992—), 男, 博士研究生, 主要从事光伏并网逆变器稳定性分析及控制方面的研究。1261889141@qq.com

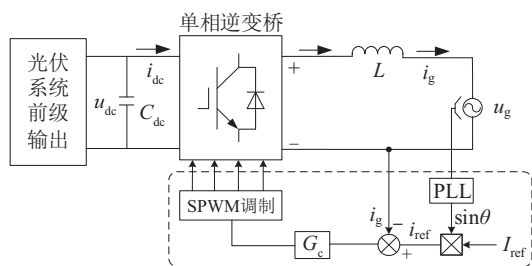


图1 单相光伏并网逆变器结构图

Fig. 1 Structure diagram of single-phase PV grid-connected inverter

光伏并网逆变器通常存在电压控制外环,以稳定直流侧电压,且电压环的输出作为电流内环的输入。因电压外环响应速度远小于电流内环响应速度,故可将直流侧电压认为是一常数^[17],即 U_{dc} 。基于此,本文仅对光伏并网逆变器的电流控制器进行设计。对于三相光伏并网逆变器,由于其在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下,两相之间相互独立,且电流控制环对称,因此可类比单相光伏并网逆变器进行控制^[18]。

1.2 基于连续域的单相光伏并网逆变器控制分析

如图2所示为连续域下的单相光伏并网逆变器控制原理图,其中 $G_c(s)$ 为控制器的传递函数,单相全桥逆变电路在双极性 SPWM 调制下可近似为一比例增益环节,增益 $K_{PWM} = U_{dc}$ 。

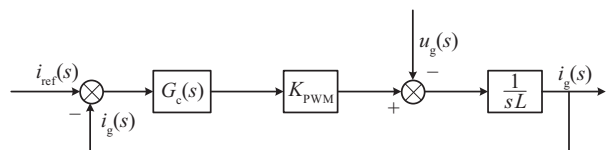


图2 连续域下的单相光伏并网逆变器控制原理图

Fig. 2 Control diagram of single-phase grid-connected PV inverter based on continuous domain

当光伏并网逆变器的控制器选择 PI 控制时,设 $G_c(s) = K_p + K_i/s$, 则系统的闭环特征方程为:

$$Ls^2 + K_p K_{PWM} s + K_i K_{PWM} = 0 \quad (1)$$

由式(1)可知,当比例控制系数 K_p 和积分控制系数 K_i 均大于 0 时,系统闭环特征方程的各项系数均大于 0,系统闭环极点恒位于左半 s 平面,即在连续域的分析中,PI 控制下的光伏并网逆变器恒是稳定的。

1.3 基于离散域的单相光伏并网逆变器控制分析

如图3所示为离散域下的单相光伏并网逆变器

器控制原理图,其中 $G_c(z)$ 为数字控制器的脉冲传递函数, $\frac{1-e^{-Ts}}{s}$ 为零阶保持器,目的是将离散采样信号恢复为连续信号, T 为保持时间。对于本文采用的双极性 SPWM 调制,为避免调制波与载波发生多次交截,通常要求在一个载波周期内调制波不变^[19],即保持时间等于载波周期。另假设系统的采样周期等于载波周期。

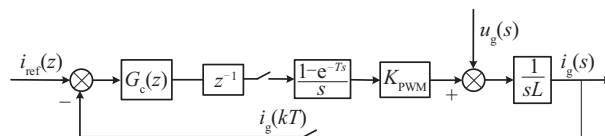


图3 离散域下的单相光伏并网逆变器控制原理图

Fig. 3 Control diagram of single-phase grid-connected PV inverter based on discrete domain

对于实际的数字控制系统,存在由数字计算带来的控制延时,本文考虑系统存在一拍的控制延时^[20]。

当光伏并网逆变器的数字控制器选择 PI 控制时,设 $G_c(z) = K_p + K_i \frac{z}{z-1}$, 则系统的闭环特征方程为:

$$z^3 - 2z^2 + \left[\frac{TK_{PWM}}{L} (K_p + K_i) + 1 \right] z - \frac{TK_{PWM}K_p}{L} = 0 \quad (2)$$

由朱利稳定判据知,系统稳定的充要条件为:

$$\begin{cases} K_p > 0, K_i > 0 \\ K_i < K_p \left(1 - \frac{TK_{PWM}K_p}{L} \right) \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可知, K_p 和 K_i 的取值与滤波电感 L 、逆变电路增益 K_{PWM} 以及采样周期 T 有关,这显然与连续域下的分析结果不同。而当 T 趋近于 0 时, K_p 和 K_i 的上限值也将趋近于无穷大,此时离散域下的分析结果与连续域下的分析结果相吻合,但对于实际的数字控制系统,采样周期 T 不可能无限小,即数字控制器参数 K_p 和 K_i 取值不能无限大。

综上所述,当光伏并网逆变器采用数字控制时,基于连续域的分析往往不能满足问题要求,需要在离散域下对系统进行建模分析,且要考虑系统存在的固有控制延时。

2 PI和PR控制器的对比分析

式(4)和式(5)分别为 s 域下积分和谐振控制的频率响应特性,其中 ω_0 为电网基波角频率。由于

积分环节对工频交流量的幅值增益小于 1, 而谐振环节对工频交流量的幅值增益为无穷大, 因此在连续域的分析中, 通常选择 PR 控制器对工频正弦交流量进行跟踪控制。

$$\left. \frac{1}{s} \right|_{s=j\omega_0} = \frac{1}{j\omega_0} = \frac{1}{\omega_0} \angle -90^\circ \quad (4)$$

$$\left. \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right|_{s=j\omega_0} = \frac{j\omega_0}{0} \rightarrow \infty \quad (5)$$

式(6)和式(7)分别为 z 域下积分和谐振控制的频率响应特性。当采样周期 T 较小时, $\cos \omega_0 T$ 趋近于 1, 此时积分环节对工频交流量的幅值增益很大, 相位滞后接近 90° , 而谐振环节对工频交流量的幅值增益依然是无穷大, 因此在离散域的分析中, PI 和 PR 控制器均可对工频交流量进行跟踪控制。

$$\begin{aligned} \left. \frac{z}{z-1} \right|_{z=e^{j\omega_0 T}} &= \frac{e^{j\omega_0 T}}{e^{j\omega_0 T} - 1} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2-2\cos \omega_0 T}} \angle \left(\omega_0 T - \tan^{-1} \frac{\sin \omega_0 T}{\cos \omega_0 T - 1} \right) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\left. \frac{z(z - \cos \omega_0 T)}{z^2 - 2z \cos \omega_0 T + 1} \right|_{z=e^{j\omega_0 T}} = \frac{z(z - \cos \omega_0 T)}{0} \rightarrow \infty \quad (7)$$

如图 4 所示为不同采样频率下离散积分环节的工频幅值增益, 随着采样频率的提高, 离散积分环节对工频正弦量的幅值增益不断增大。因此, 当单相光伏并网逆变器的采样频率较高时, 可采用数字 PI 控制器对交流电流进行跟踪控制。

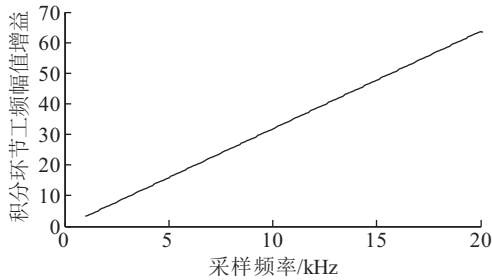


图 4 不同采样频率下离散积分环节的工频幅值增益

Fig. 4 Amplitude gain of discrete integral at fundamental frequency for different sampling frequencies

连续域和离散域下积分环节的频率响应为何差距如此之大呢?

如图 5a 所示, 设输入信号为 $r(t)$, 冲激采样信号 $r^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} r(kT)\delta(t-kT)$, 当 $r^*(t)$ 作用于连续系统 $G(s)$ 时, 系统输出为连续时间信号 $y(t)$ 。假设输出端

也有采样开关, 对 $y(t)$ 作假想采样, 可以获得 $y^*(t)$ 的采样信号 $y^*(t)$, 文献[21]已证明: $Y(z) = G(z)R(z)$, 其中 $G(z)$ 为:

$$G(z) = Z[G(s)] \quad (8)$$

但在实际的控制系统中, 冲激采样信号 $r^*(t)$ 需经过保持器环节才能作用于连续系统, 如图 5b 所示, $r^*(t)$ 经过零阶保持器作用于系统 $G(s)$, 与图 5a 对比不难得出: $Y(z) = G'(z)R(z)$, 其中 $G'(z)$ 为:

$$G'(z) = Z\left[\frac{1-e^{-Ts}}{s}G(s)\right] \quad (9)$$

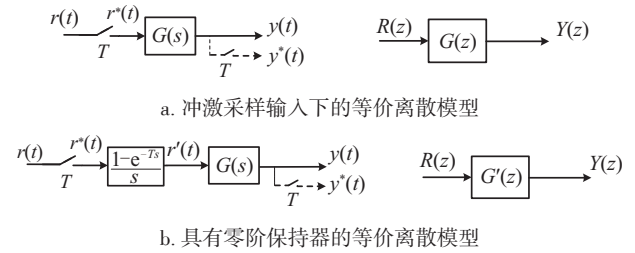


图 5 时域控制系统及其等价离散模型

Fig. 5 Time domain control system and its equivalent discrete model

设 $G(s) = 1/s$, 则:

$$G'(z) = Z\left[\frac{1-e^{-Ts}}{s^2}\right] = \frac{T}{z-1} \quad (10)$$

$G'(z)$ 的频率响应特性为:

$$\begin{aligned} \left. \frac{T}{z-1} \right|_{z=e^{j\omega_0 T}} &= \frac{T}{e^{j\omega_0 T} - 1} \\ &= \frac{T}{\sqrt{2-2\cos \omega_0 T}} \angle -\tan^{-1} \frac{\sin \omega_0 T}{\cos \omega_0 T - 1} \end{aligned} \quad (11)$$

由无穷小量等价代换可知, 式(4)和式(11)具有十分相近的频率响应特性, 它们的频率响应差异来自于 $r(t)$ 和 $r^*(t)$ 的近似, 即是零阶保持器的近似。

当求解连续积分环节的频率响应时, 输入信号为连续正弦信号; 而当求解离散积分环节的频率响应时, 输入信号为离散正弦信号, 因此连续域和离散域下积分环节的频率响应差异是由于保持器环节造成的, 而由于零阶保持器的阶次较低, 因此带来了式(4)和式(11)之间的差异。

综上所述, 当光伏并网逆变器的采样频率较高时, PI 控制器同样可以具有很高的幅值增益, 而由于 PR 控制器对频率的带宽较窄, 当参考信号频率发生偏移时, 会严重影响控制效果。因此, 高采样

频率下的数字 PI 控制器是 PR 控制器的一个很好的替代方案。

3 单相光伏并网逆变器的数字 PI 控制器设计

频率响应法常用于补偿器的设计,但由于在 z 平面内频率以 $z=e^{j\omega T}$ 形式出现,如果在 z 平面内分析频率响应,则对数坐标的简单性将被完全抛弃。该难题可以通过将 z 平面的脉冲传递函数变换到 w 平面来解决,变换公式如式(12)所示,式中尺度因子 $T/2$ 的存在,是为保证误差常数一致^[22]。

$$z = \frac{1 + (T/2)w}{1 - (T/2)w} \quad (12)$$

由图 3 可知,当 $G_c(z)=1$ 时,系统开环脉冲传递函数为:

$$G(z) = \frac{TK_{PWM}}{L} \frac{1}{z(z-1)} \quad (13)$$

将式(12)代入式(13),可得:

$$G(w) = \frac{K_{PWM}}{2L} \frac{Tw^2 - 4w + 4/T}{w^2 + (2/T)w} \quad (14)$$

图 1 中的系统参数设置如表 1 所示,将虚拟复数平面 $w=jv$ 代入式(14),可绘制出 $G(jv)$ 的 Bode 图,如图 6 所示。 w 平面的频率轴是失真的,虚拟频率 v 与实际频率 ω 的关系如下:

$$v = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega T}{2} \quad (15)$$

表 1 系统参数设置

Table 1 System parameters setting

直流侧	电网	滤波	参考	采样
电压	电压	电感	电流	频率
U_{dc}/V	U_g/V	L/mH	I_{ref}/A	f/kHz
50	13	3.66	4	10

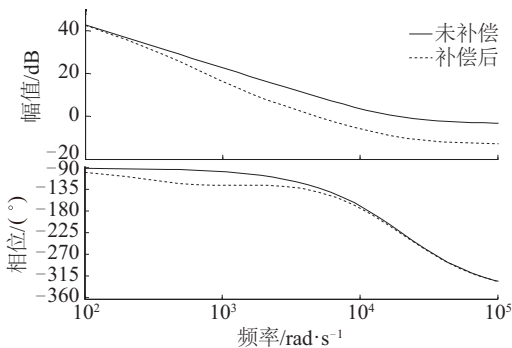


图 6 补偿前后系统的传递函数 Bode 图

Fig. 6 Bode diagram of system transfer function before and after compensation

由图 6 及相关计算可知,未补偿系统的相角裕度为 -39.3° ,截止频率 $v_c=18700$ rad/s,显然原系统是不稳定的,且截止频率很高,可利用滞后补偿网络的高频幅值衰减特性,使系统截止频率降低,从而增大系统的稳定裕度^[23]。

设滞后补偿网络的传递函数为:

$$G_c(w) = \frac{Tw + 1}{\beta Tw + 1} \quad (16)$$

假设补偿后系统的相角裕度为 40° ,考虑滞后网络带来的相角影响,选取原系统相频特性为 50° 处的频率 4700 rad/s 作为补偿后系统新的截止频率 v_{c1} 。未补偿系统在 v_{c1} 处的对数幅频值为 9.5 dB,由 $20\lg\beta=9.5$,可得 $\beta=3$ 。

一般补偿网络的转折频率取值满足:

$$\frac{1}{T} = \frac{1}{10} v_{c1} \sim \frac{1}{2} v_{c1} \quad (17)$$

选取 $T=4/v_{c1}$,综上可得滞后补偿网络的传递函数为:

$$G_c(w) = \frac{0.00085w + 1}{0.00255w + 1} \quad (18)$$

补偿后系统的传递函数 Bode 图如图 6 所示,此时系统的相角裕度为 40.4° ,截止频率为 4810 rad/s,对应于时域为 751 Hz,因此补偿后的系统稳定性高,且具有良好的动态响应性能。系统在工频 50 Hz 处的幅值增益为 30.9 dB,若想进一步提高系统的工频幅值增益,需要提高系统的采样频率。

运用式(12)的逆变换,可将式(18)变换回 z 平面,得到:

$$G_c(z) = \frac{8}{25} + \frac{17z}{650z - 625} \approx \frac{8}{25} + \frac{17}{650} \frac{z}{z-1} \quad (19)$$

至此,单相光伏并网逆变器的数字 PI 控制器已设计完成,其参数取值分别为 $K_p=0.32$, $K_i=0.0262$ 。

4 实验验证

为验证文中的理论分析,搭建如图 7 所示的单相并网逆变器实验系统。实验系统中,直流侧电源采用 AGP1010,逆变器主电路采用集成模块 CCS050M12CM2,开关管驱动电路采用集成模块 CGD15FB45P,交流电压和电流传感器分别采用 DVDI-001 和 TA1419,系统的控制板采用 TMS320F28335 实验开发板。单相逆变桥输出通过滤波电感经由隔离变压器和自耦调压器并入电网,其中滤波电感 $L=2.38$ mH,隔离变压器漏感 $L_r=1.28$ mH,

控制系统中锁相环(PLL)采样的是隔离变压器之后,自耦调压器之前的电压,自耦调压器输出电压有效值为 13 V,因此可认为“电网电压”为 13 V,自耦调压器的漏感忽略不计,系统总滤波电感 $L_1 = L + L_T = 3.66 \text{ mH}$,给定参考电流幅值为 4 A,直流侧电压为 50 V,系统采样频率和载波频率均为 10 kHz,数字 PI 控制器的参数取值如式(19)所示。

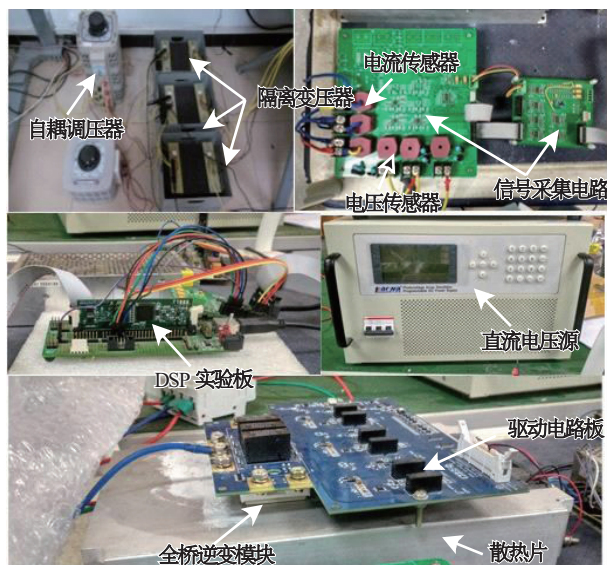
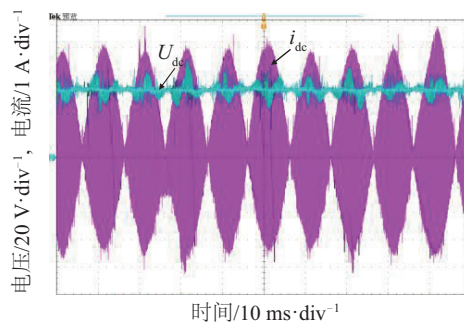


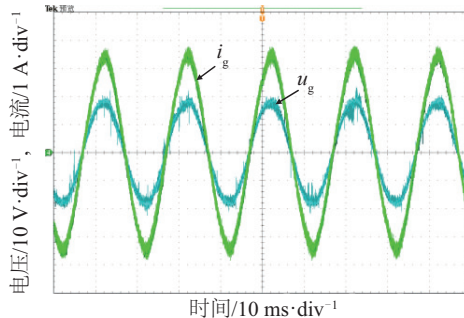
图7 单相并网逆变器实验系统

Fig. 7 Experimental system of single-phase grid-connected inverter

如图 8 为实验中测量得到的各点波形图,当单相并网逆变器处于稳定运行状态时,逆变器输入电流为二倍频脉动的交流电流。实验中并网电流幅值为 3.8 A,即系统存在 5%的稳态误差,若想进一步提高系统稳态精度,可增大系统的采样频率,并对电网电压进行前馈补偿。实验中,增大直流侧电源输出电压,保持系统其余参数不变,如图 9 所示分别为 U_{dc} 等于 70 和 90 V 时,电网电压和并网电流的实验波形图。当 PI 控制器参数保持不变时, U_{dc} 升至 70 V, u_g 和 i_g 仍能够实现同频同相并网,即实验中的并网逆变器是稳定的;而当 U_{dc} 升高到 90 V 时,图 9b 中的并网电流波形是振荡发散的,其中有一部分已超出了示波器的显示范围。在此实验过程中,当闭合断路器开关时,并网电流振荡发散且一段时间内不能收敛到稳定值,此时实验中的并网逆变器是不稳定的。实验结果符合式(3)的结论:随着 K_{PWM} 的增大, K_p 和 K_i 的允许取值范围变小。



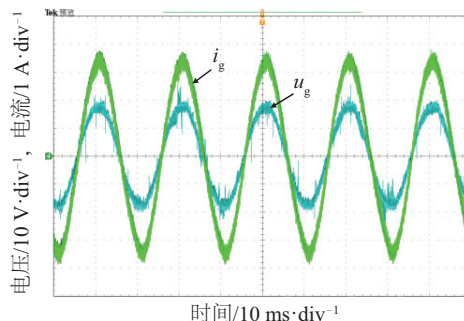
a. 直流侧电压和逆变器输入电流波形图



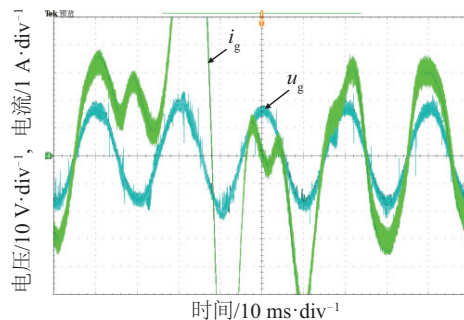
b. “电网电压”和并网电流波形图

图8 实验系统中各点波形图

Fig. 8 System experimental waveforms



a. $U_{dc} = 70 \text{ V}$, $L = 2.38 \text{ mH}$



b. $U_{dc} = 90 \text{ V}$, $L = 2.38 \text{ mH}$

图9 $U_{dc} = 70 \text{ V}$ 和 90 V 时并网电流 i_g 和电压 u_g 波形图

Fig. 9 Grid current i_g and voltage u_g waveforms for U_{dc} equals 70 V and 90 V respectively

实验中,增大系统滤波电感,取 $L = 3.57 \text{ mH}$,同

样地增大直流侧电源输出电压,如图 10 所示分别为 U_{dc} 等于 90 和 120 V 时,电网电压和并网电流的实验波形图。当滤波电感增大时,对于相同的 PI 控制器参数值, $U_{dc}=90$ V 时,并网逆变系统仍是稳定的;而当 $U_{dc}=120$ V 时,图 10b 中的并网电流波形也是振荡发散的,同样地,此时实验中的并网逆变器也是不稳定的。实验结果符合式(3)的结论:随着 L 的增大, K_p 和 K_i 的允许取值范围变大,较高的滤波电感取值可使系统在更高等级的直流侧电压下稳定并网运行。

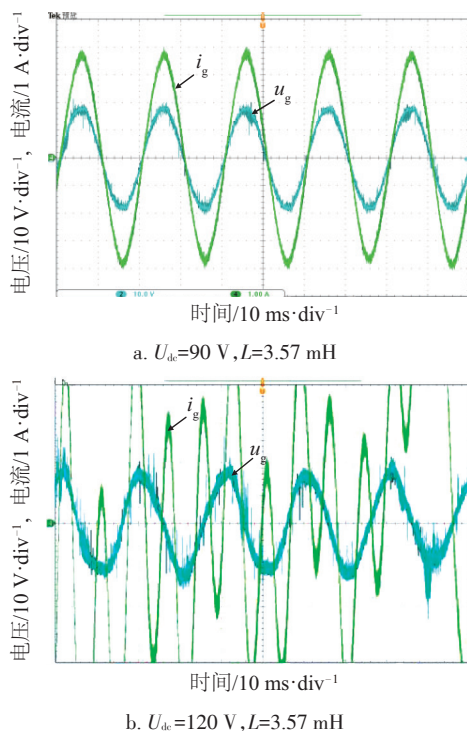


图 10 $U_{dc}=90$ V 和 120 V 时并网电流 i_g 和电压 u_g 波形图

Fig. 10 Grid current i_g and voltage u_g waveforms for U_{dc} equals 90 V and 120 V respectively

本文同时进行 PR 控制器的实验,实验中直流侧电压为 70 V,滤波电感 $L=2.38$ mH,数字 PR 控制器如式(20)所示,系统其余参数保持不变。如图 11 所示为实验得到的“电网电压”和并网电流波形图,并网电流的幅值接近于 4 A,这是由于 PR 控制器可以实现参考交流信号的无静差跟踪。但由于 PR 控制器对系统频率变化较为敏感,对电流传感器的相移可能引发系统不稳定^[10],且实验过程中,作者也是经过反复调试才得到了稳定的输出电流波形,相较于 PI 控制器,其调试过程更加繁琐。因此,高采

样频率下的数字 PI 控制器是 PR 控制器的一个很好的替代方案。

$$G_{c_PR}(z) = 0.26 + 0.065 \frac{z(z - \cos \omega_0 T)}{z^2 - 2z \cos \omega_0 T + 1} \quad (20)$$

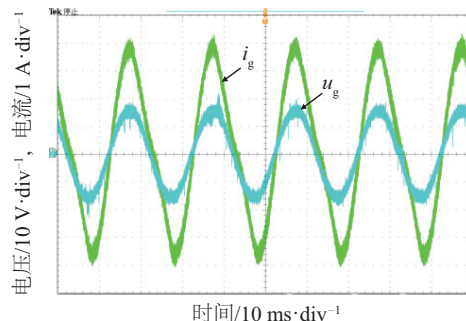


图 11 PR 控制下的“电网电压”和并网电流波形图

Fig. 11 Grid current i_g and voltage u_g waveforms under PR controller

5 结 论

本文通过对单相光伏并网逆变器进行建模分析,发现当光伏并网逆变器采用数字控制时,需要在离散域下对其进行建模分析,且要考虑系统的控制延时;当单相光伏并网逆变器的采样频率较高时,积分控制具有很高的工频幅值增益,可利用 PI 控制代替 PR 控制,实现对工频正弦量的跟踪控制;最后,本文设计单相光伏并网逆变器的数字 PI 控制器,该设计方法原理清晰、计算简单,具有较好的工程应用前景。

[参考文献]

- [1] 张 犁, 胡海兵, 冯兰兰, 等. 模块化光伏并网系统欧洲效率优化控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(9): 7—13.
- [1] Zhang Li, Hu Haibing, Feng Lanlan, et al. European efficiency improvement control for grid-connected modular photovoltaic generation systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(9): 7—13.
- [2] 曾 正, 赵荣祥, 汤胜清, 等. 可再生能源分散接入用先进并网逆变器研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(24): 1—12.
- [2] Zeng Zheng, Zhao Rongxiang, Tang Shengqing, et al. An overview on advanced grid-connected inverters used for decentralized renewable energy resources[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(24): 1—12.

- [3] 郭小强, 郭伟扬, 漆汉宏. 电网电压畸变不平衡情况下三相光伏并网逆变器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(21): 22—28.
- [3] Guo Xiaoqiang, Wu Weiyang, Qi Hanhong. Control strategies of three-phase PV grid-connected inverter under distorted and unbalanced voltage conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(3): 22—28.
- [4] 周 林, 任 伟, 廖 波, 等. 并网型光伏电站无功电压控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(20): 68—175.
- [4] Zhou Lin, Ren Wei, Liao Bo, et al. Reactive power and voltage control for grid-connected PV power plants[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(20): 168—175.
- [5] 陈汝昌, 陈 飞, 张 帆, 等. 新能源电网中微电源并网控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(12): 55—60.
- [5] Chen Ruchang, Chen Fei, Zhang Fan, et al. Control strategies for grid-connected microsource in new energy power systems[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(12): 55—60.
- [6] Blaabjerg F, Teodorescu R, Liserre M, et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1398—1409.
- [7] 杨 明. 大型光伏电站逆变器并网控制策略及稳定性分析方法[D]. 重庆: 重庆大学, 2014.
- [7] Yang Ming. Control strategy and stability analysis for grid-connected inverters in large-scale photovoltaic power plants [D]. Chongqing: Chongqing University, 2014.
- [8] Ramos G. A, Costa-Castelló R. Power factor correction and harmonic compensation using second-order odd-harmonic repetitive control[J]. IET Control Theory Apply, 2012, 6(11): 1633—1644.
- [9] Pavlou K G, Vasiladiotis M, Manias S N. Constrained model predictive control strategy for single-phase switch-mode rectifiers [J]. IET Power Electronics, 2012, 5(1): 31—40.
- [10] Sanatkar-Chayjani M, Monfared M. Simple digital current control strategy for single-phase grid-connected converters[J]. IET Power Electronics, 2015, 8(2): 245—254.
- [11] 胡 巨, 赵 兵, 王 俊, 等. 三相光伏并网逆变器准比例谐振控制器设计[J]. 可再生能源, 2014, 32(2): 152—157.
- [11] Hu Ju, Zhao Bin, Wang Jun, et al. Design for quasi-proportional resonant controller of three-phase photovoltaic grid connected inverter[J]. Renewable Energy Resources, 2014, 32(2): 152—157.
- [12] 冯 玉. 三相光伏并网系统的研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2011.
- [12] Feng Yu. Research of three-phase photovoltaic grid-connected system[D]. Chongqing: Chongqing University, 2011.
- [13] Pandit J K, Sakthisudhursun B, Aware M V. PR controller implementation using double update mode digital PWM for grid connected inverter[A]. 2014 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems[C], Mumbai, India, 2014.
- [14] 汤 赐. 基于LCL输出滤波器的并网逆变器四种PI控制器设计方法[J]. 电网技术, 2013, 37(11): 3259—3275.
- [14] Tang Ci. Controller of grid-connected inverter with LCL output filter[J]. Power System Technology, 2013, 37(11): 3259—3275.
- [15] 刘 波, 杨 旭, 孔繁麟, 等. 三相光伏并网逆变器控制策略[J]. 电工技术学报, 2012, 27(8): 64—70.
- [15] Liu Bo, Yang Xu, Kong Fanlin, et al. Control strategy study for three phase photovoltaic grid-connected inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(8): 64—70.
- [16] 尹 璐, 赵争鸣, 张 凯, 等. 一种考虑系统非理想特性的三相电压型PWM整流器控制参数设计方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(23): 10—17.
- [16] Yin Lu, Zhang Zhengming, Zhang Kai, et al. A regulator design method for three-phase voltage source PWM rectifiers considering the non-ideal characters of the control system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(23): 10—17.
- [17] Wang Xiongfei, Blaabjerg F, Liserre M, et al. An active damper for stabilizing power-electronics-based AC systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3318—3329.
- [18] 杨 明, 周 林, 张东霞, 等. 考虑电网阻抗影响的大型光伏电站并网稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2013, 28(9): 214—223.
- [18] Yang Ming, Zhou Lin, Zhang Dongxia, et al. Stability analysis of large-scale photovoltaic power plants for the effect of grid impedance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9): 214—223.
- [19] 杨东升, 阮新波, 吴 恒. 提高LCL型并网逆变器电流控制性能的双采样模式实时运算方法[J]. 中国电

- 机工程学报, 2015, 35(6): 1445—1454.
- [19] Yang Dongsheng, Ruan Xinbo, Wu Heng. A real-time computation method with dual sampling modes to improve the current control performance of the LCL-type grid-connected inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(6): 1445—1454.
- [20] Yin Jinjun, Duan Shanxu, Liu Bangyin. Stability analysis of grid-connected inverter with LCL filter adopting a digital single-loop controller with inherent damping characteristic [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 1104—1112.
- [21] 王 平, 谢昊飞, 蒋建春, 等. 计算机控制技术及应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010: 31—32.
- [22] Wang Ping, Xie Haoifei, Jiang Jianchun, et al. Computer control technology and its application [M]. Beijing: China Machine Press, 2010: 31—32.
- [22] Ogata K. 离散时间控制系统[M]. 陈 杰, 译. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [22] Ogata K. Discrete-time control systems [M]. Translation by Chen Jie. Beijing: China Machine Press, 2006.
- [23] 左为恒, 周 林. 自动控制原理基础[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007: 156—158.
- [23] Zuo Weiheng, Zhou Lin. Basic principle of automatic control [M]. Beijing: Machinery Industry Press, 2007: 156—158.

DESIGN OF HIGH GAIN DIGITAL PI CONTROLLER FOR PV GRID-CONNECTED INVERTER

Xie Bao¹, Zhou Lin¹, Ma Wei², Zhang Qianjin¹, Li Haixiao¹

(1. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China; 2. Sichuan Electric Power Design Consulting Co., Ltd., Chengdu 610016, China)

Abstract: Almost all the PV grid-connected inverter is controlled by the digital controller, while the controller design method based on continuous domain cannot meet the requirements of the system. Firstly, the single-phase PV grid-connected inverter has been modeled and analyzed in continuous and discrete domain respectively. Then the frequency response comparison of integral control and resonant control has been analyzed, which shows that when the sampling frequency is high enough, the integral control can replace the resonant control to realize the tracking of AC signal. Next, the digital PI controller of single-phase PV grid-connected inverter has been designed using the frequency response method. Finally, the experiment has verified the correctness of this article's theoretical analysis and the effectiveness of the digital PI controller proposed in this paper.

Keywords: electric inverters; discrete time control systems; integrated control; frequency response