

单相并网逆变电流分数阶 PI 控制策略研究

张 咪, 陈超波, 高 嵩, 李继超

(西安工业大学 电子信息工程学院, 西安 710021)

摘要: 并网发电系统中, 逆变器输出的并网电流易受到电网电压周期性扰动等非线性因素干扰, 导致并网电流波形畸变; 建立单相光伏并网逆变控制系统模型, 设计一种逆变电流分数阶 PI (PI^{λ} 或 FO-PI) 控制器, 根据控制系统的频域特性, 确立控制器的比例、积分系数及积分阶次与系统性能指标的关系; 在整数阶 PI 控制器和分数阶 PI 控制器的分别作用下, 对系统的动态和稳态性能、抗干扰性及并网逆变特性进行仿真对比, 并应用快速傅里叶变换 (FFT) 对系统各自的逆变并网电流质量进行了分析; 仿真结果表明, 分数阶控制系统在满足各项稳态性能指标的同时, 降低了并网电流谐波总畸变率 (THD), 并提升了系统的动态性能和抗干扰能力。

关键词: 并网电流; 分数阶比例积分 (PI) 控制; 谐波畸变率

Single-phase Grid-connected Inverter Current Fractional PI Control Strategy

Zhang Mi, Chen Chaobo, Gao Song, Li Jichao

(School of Electronic Information Engineering, Xi'an Technological University, Xi'an 710021, China)

Abstract: In the grid power system, grid-connected current are easily perturbed by electric grid voltage and other nonlinear factors so that the current waveform deforms. By setting up a model for single grid-connected photovoltaic controller, designing a fractional inverter current controller and according to the frequency domain, the relationship between the controller's portion, integral coefficient, derivative degree and system performance are decided. Under the consideration of the influence by both the integral fractional PI controller, the performance of system under dynamic and static state, anti-interference and grid-connected character are compared in simulate way. And the quality of current waveform for each system is calculated respectively by applying FFT. The result from simulate analysis, fractional control system lower the THD and improve the performance of anti-interference under both dynamic and static state, as well as satisfying other requirements stability index.

Keywords: grid-connected current; fractional PI controller; THD

0 引言

太阳能光伏并网发电对缓解当前的能源危机及环境污染具有重大的战略性意义。逆变器作为光伏并网发电系统的核心, 其输出的并网电流直接影响着电网电能质量。因此, 研究一种有效的并网电流控制策略, 使光伏发电系统能够实现并网运行的同时, 且并网电流谐波总畸变率 (THD) 尽可能小, 有很重要的现实意义。

常用的并网电流数字控制策略有 PI 控制、电压电流双闭环控制、重复控制、无差拍控制等。PI 控制策略因其控制方法简单、容易实现、动态性能良好而被广泛应用于在工程当中。文献 [1] 利用模糊控制的原理, 对 PI 控制器的参数进行自整定, 有效减小了电流跟踪误差, 同时提高系

统的动态响应性能, 该方法中被控对象参数的选择较为粗略, 模糊推理比较依赖于丰富的工程经验。文献 [2] 提出一种重复控制和 PI 控制相结合的电流跟踪控制策略, 可有效改善并网电流波形, 同时可保证逆变器输出电流与电网电压同频同相, 但其存在动态响应差的缺点。文献 [3] 通过控制器产生不同的占空比控制函数, 对并网逆变器的输出电流进行控制, 使逆变器的输出电能质量较稳定, 但系统响应速度较慢, 适用范围较小。文献 [4] 结合重复控制和 H_{∞} 控制设计了一种逆变器电流控制器, 提高了系统的跟踪性能, 降低了谐波总畸变率 (THD), 然而该方法需要求解 Riccati 方程, 运算较复杂使得该方法不能被广泛应用。文献 [5] 提出了一种基于内模控制和重复控制的复合控制策略, 利用内模控制简化控制器的参数达到提高系统的动态性能的目的, 利用重复控制抑制电网扰动达到改善系统的稳态性能的目的, 该方法中要求滤波器具有低通特性, 但在实际应用中, 对于任意高频率的信号达不到理想的效果。

针对上述方法存在的问题, 本文基于对单相光伏并网逆变电流波形畸变问题产生原因的分析, 结合 PI^{λ} 控制器灵活的控制结构, 其作用于被控对象时, 系统具有更好的动

收稿日期: 2017-11-24; 修回日期: 2017-12-18。

作者简介: 张 咪 (1994-), 女, 硕士研究生, 主要从事光伏发电、智能控制方向的研究。

陈超波 (1978-), 男, 硕士, 教授, 硕士生导师, 主要从事智能控制、复杂网络控制方向的研究。

高 嵩 (1966-), 男, 博士, 教授, 硕士生导师, 主要从事光伏发电技术方向的研究。

态、稳态性能及鲁棒性^[6-7]，将 PI^λ 控制器运用于单相光伏并网发电系统中，从并网逆变器的控制结构出发，以并网逆变器输出电流为控制对象，建立逆变控制模型，设计了 PI^λ 控制器，并搭建了 Matlab/Simulink 仿真模型，对 PI^λ 控制器和整数阶 PI 控制器下的控制系统性能进行了仿真对比，验证该控制策略的有效性。

1 单相光伏并网逆变器控制策略

光伏并网逆变器的输出采用电流控制模式，这样并网系统和电网实际上是一个交流电流源和电压源并联，逆变器的输出电压自动被钳位为电网电压。因此，只需要控制逆变器的输出电流跟踪电网电压即可达到并网运行的目的。本文采用电流瞬时值反馈与三角波比较的控制策略，其控制器使用分数阶比例积分（FO-PI^λ）控制方法。

1.1 并网逆变控制结构

单相光伏并网逆变器控制结构如图 1 所示，主电路采用两级式拓扑结构：前级由储能电感 L1、IGBT 开关管 VT1、整流二极管 D0 构成 Boost 型 DC/DC 升压斩波电路，主要实现将 PV 端电压上升至并网所要求的电压；后级由 4 个 IGBT 开关管构成 DC/AC 全桥逆变电路，实现并网电流与电网电压同频同相控制以及直流母线电压的稳定。C_{pv} 为光伏输出侧储能电容，用于稳定 PV 模块输出的直流电压；C_{dc} 为逆变器直流侧储能电容。

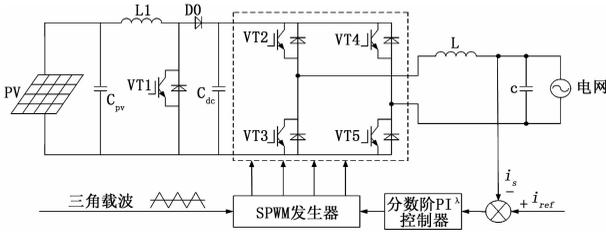


图 1 逆变控制结构图

具体的控制过程为：并网电流参考值 i_{ref} 与并网电流的实际值 i_s 的比较差值经 PI^λ 控制器调节后，与三角调制波比较，生成 SPWM 控制信号来驱动逆变器各开关管的通断，逆变器输出经电感 L 滤波后，馈入与电网电压同频同相的正弦波电流 i_s 。

1.2 系统控制模型

并网运行时，开关通断频率（10 kHz）远高于电网电压额定频率（50 Hz），因此，可以忽略开关的延迟以及开关通断动作对系统的影响，将全桥逆变单元近似为一个增益环节 K。设计并网电流控制^[8-9]如图 2 所示。

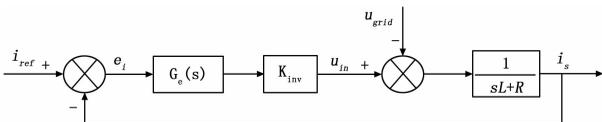


图 2 并网电流控制框图

图中， $G_c(s)$ 为控制器传递函数，L 为滤波电感，R 为滤波电感等效电阻。设功率开关为理想开关，全桥逆环节在 SPWM 控制方式下的传递函数可近似为小惯性环

节^[10]，即 $K_{inv} / (sT_{inv} + 1)$ ，其中 K_{inv} 为逆变器增益， T_{inv} 为开关时间周期。由文献 [11] 的分析可知，在控制器参数选择合理的情况下，可忽略电网电压扰动对系统的影响，由此可得控制对象的数学模型为：

$$G_c(s) = \frac{K_{inv}}{sT_{inv} + 1} \cdot \frac{1}{sL + R} = \frac{K_{inv}}{sT_{inv} + 1} \cdot \frac{\frac{1}{R}}{s \frac{L}{R} + 1} \quad (1)$$

2 PI^λ控制器设计

2.1 并网逆变控制结构

PI^λD^μ 控制器由 I. Podlubny 教授提出^[12]，其传递函数为：

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (2)$$

PI^λD^μ 控制器包括一个积分阶次 λ 和微分阶次 μ，其中，λ 和 μ 可为任意实数。在设计分数阶控制系统时，需根据系统的性能指标，对控制器参数 K_p 、 K_i 、 K_d 、λ、μ 进行优化选择，以满足系统的控制要求。

由式 (2) 可知，当 λ 和 μ 取不同的组合 (λ, μ) = {(0, 0)、(0, 1)、(1, 0)、(1, 1)} 时，分别得到常规的比例 (P) 控制器、PD 控制器、PI 控制器和 PID 控制器。常规的 PID 控制是 PI^λD^μ 控制的特例。由于 λ 和 μ 可以连续地变化，因此，PI^λD^μ 控制器较整数阶 PID 控制器更具灵活性^[13-14]。通过合理地选取 λ 和 μ 的值，能更好地调节分数阶控制系统的动态性能。

2.2 PI^λ控制器设计

对式 (2) 所表示的 PI^λD^μ 控制器传递函数，令 μ = 0，则可得到 PI^λ 控制器的传递函数为：

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} \quad (3)$$

为分析方便，可将式 (3) 改写为：

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{K'_i}{s^\lambda}\right) \quad (K_i = K_p K'_i) \quad (4)$$

针对特定的控制对象 $G_s(s)$ ，利用控制系统的频域特性，给定截止频率 ω_c 和相位裕度 φ_m ，对 PI^λ 控制器参数进行优化整定，设计 PI^λ 控制器 $G_c(s)$ ，使开环传递函数 $G_k(s)$ 能够满足如下性能指标^[15]：

1) 相角裕度

$$\text{Arg}[G_k(j\omega_c)] = \text{Arg}[G_c(j\omega_c)G_s(j\omega_c)] = -\pi + \varphi_m \quad (5)$$

2) 增益变化的鲁棒性

$$\left(\frac{d(\text{Arg}(G_c(j\omega)G_s(j\omega)))}{d\omega}\right)_{\omega=\omega_c} = 0 \quad (6)$$

3) 幅值准则

$$|G_k(j\omega_c)| = |G_c(j\omega_c)G_s(j\omega_c)| = 1 \quad (7)$$

由式 (4) 结合欧拉公式得到 PI^λ 控制器的频率响应为：

$$G_c(j\omega) = K_p \left[\left(1 + K'_i \omega^{-\lambda} \cos \frac{\lambda\pi}{2}\right) - j K'_i \omega^{-\lambda} \sin \frac{\lambda\pi}{2} \right] \quad (8)$$

其相位和幅值为:

$$\text{Arg}[G_c(j\omega)] = -\arctan\left(\frac{K'_i\omega^{-\lambda}\sin\frac{\lambda\pi}{2}}{1+K'_i\omega^{-\lambda}\cos\frac{\lambda\pi}{2}}\right) \quad (9)$$

$$|G_c(j\omega)| = K_p\sqrt{\left(K'_i\omega^{-\lambda}\sin\frac{\lambda\pi}{2}\right)^2 + \left(1+K'_i\omega^{-\lambda}\cos\frac{\lambda\pi}{2}\right)^2} \quad (10)$$

对于被控对象 $G_s(s)$, 逆变器增益 K_{inv} 和 $1/R$ 可以转移到控制器的比例增益 K_p 中去, 而不影响整个逆变控制环节的增益^[16], 所以, 为不失一般性, 将式 (1) 中的增益及 $1/R$ 规范化为 1, 此时有

$$K'_p = \frac{1}{S}K_pK_{inv} \quad (11)$$

则被控对象的频率响应为:

$$G_s(j\omega) = \frac{1}{j\omega T_{inv} + 1} \cdot \frac{1}{j\omega \frac{L}{R} + 1} \quad (12)$$

其相位和幅值为:

$$\text{Arg}[G_s(j\omega)] = -\arctan(\omega T_{inv}) - \arctan\left(\omega \frac{L}{R}\right) \quad (13)$$

$$|G_s(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega T_{inv})^2} \cdot \sqrt{1+\left(\omega \frac{L}{R}\right)^2}} \quad (14)$$

开环传递函数为:

$$G_k(S) = G_c(S) \cdot G_s(S) \quad (15)$$

由式 (9)、(13)、(15) 可得系统开环传递函数的相角为:

$$\text{Arg}(G_k(j\omega)) = \text{Arg}(G_c(j\omega)) + \text{Arg}(G_s(j\omega)) =$$

$$-\arctan\left(\frac{K'_i\omega^{-\lambda}\sin\frac{\lambda\pi}{2}}{1+K'_i\omega^{-\lambda}\cos\frac{\lambda\pi}{2}}\right) - \arctan(\omega T_{inv}) - \arctan\left(\omega \frac{L}{R}\right) \quad (16)$$

由式 (10)、(14)、(15) 可得系统开环传递函数的幅值为:

$$|G_k(j\omega)| = |G_c(j\omega)G_s(j\omega)| = \frac{K_p\sqrt{\left(1+K'_i\omega^{-\lambda}\cos\frac{\lambda\pi}{2}\right)^2 + \left(K'_i\omega^{-\lambda}\sin\frac{\lambda\pi}{2}\right)^2}}{\sqrt{1+(\omega T_{inv})^2}\sqrt{1+\left(\omega \frac{L}{R}\right)^2}} \quad (17)$$

将式 (16) 代入式 (5) 可得 K'_i 和 λ 之间的关系:

$$K'_i =$$

$$-\tan\left[\arctan(\omega_c T_{inv}) + \arctan\left(\omega_c \frac{L}{R}\right) + \varphi_m - \pi\right]$$

$$\frac{\omega_c^{-\lambda}\sin\frac{\lambda\pi}{2} + \omega_c^{-\lambda}\cos\frac{\lambda\pi}{2}\tan\left[\arctan(\omega_c T_{inv}) + \arctan\left(\omega_c \frac{L}{R}\right) + \varphi_m - \pi\right]}{\quad} \quad (18)$$

由式 (16) 和式 (6) 可建立 K'_i 和 λ 之间的另一关系:

$$K'_i = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4A^2\omega_c^{-2\lambda}}}{2A\omega_c^{-2\lambda}} \quad (19)$$

式 (19) 中,

$$\begin{cases} A = \frac{T_{inv}}{1+(\omega_c T_{inv})^2} + \frac{\frac{L}{R}}{1+\left(\omega_c \frac{L}{R}\right)^2} \\ B = 2A\omega_c^{-\lambda}\cos\frac{\lambda\pi}{2} - \lambda\omega_c^{-\lambda-1}\sin\frac{\lambda\pi}{2} \end{cases} \quad (20)$$

由式 (7) 和式 (17) 得到关于 K_p 的方程:

$$K_p = \frac{\sqrt{1+\left(\omega_c \frac{L}{R}\right)^2} \sqrt{1+(\omega_c T_{inv})^2}}{\sqrt{\left(1+K'_i\omega_c^{-\lambda}\cos\frac{\lambda\pi}{2}\right)^2 + \left(K'_i\omega_c^{-\lambda}\sin\frac{\lambda\pi}{2}\right)^2}} \quad (21)$$

为了得到比较满意的暂态响应, 一般相角裕度应当在 $30^\circ \sim 60^\circ$ 之间, 截止频率取 $200 \sim 300 \text{ rad/s}$ ^[16]。给定相角裕度及截止频率期望值: $\varphi_m = 60^\circ$, $\omega_c = 200 \text{ rad/s}$, 控制对象参数为: $T_{inv} = 100 \mu\text{s}$, $R = 0.5 \Omega$, $L = 6 \text{ mH}$, 由式 (18) ~ (21) 及式 $K_i = K_p \cdot K'_i$, 利用作图的方法^[16], 得到 PI ^{λ} 控制器的 3 个参数, $K_p = 7.89$, $K_i = 73.25$, $\lambda = 0.535$ 。由此可写出 PI ^{λ} 控制器传递函数为:

$$G_c(s) = 7.89 + \frac{73.25}{s^{0.535}} \quad (22)$$

3 PI ^{λ} 控制器性能分析

3.1 积分算子 s^λ 的 Oustaloup 近似

对于 FO-PI 控制器传递函数表达式中的积分算子 s^λ , 利用 Oustaloup 算法^[17] 对其进行近似拟合。该算法可保证其逼近的分数阶传递函数在稳定的基础上, 使传递函数有尽可能少的零点和极点, 假定选定的逼近频段为 (ω_b, ω_h) , 算法描述为:

$$s^\lambda \approx K \prod_{k=-N}^N \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \quad (23)$$

式中,

$$\begin{cases} \omega'_k = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b}\right)^{\frac{k+N+0.5(1-\lambda)}{2N+1}} \\ \omega_k = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b}\right)^{\frac{k+N+0.5(1+\lambda)}{2N+1}} \\ K = \omega_k^\lambda \\ \omega_b \omega_h = 1 \end{cases} \quad (24)$$

式 (23) 可认为是一个递推滤波器 (IIR), 其阶次 $n = 2N + 1$, 当逼近阶次 $n = 1$ 时, 逼近误差很大; 当逼近阶次 $n = 5$ 时, 无论幅频特性和相频特性都能很好的逼近分数阶; 逼近阶次越高, 逼近精度越高, 但当 n 超过 5 以后, 逼近精度和逼近阶次不再成正比关系^[17]。所以考虑使用 5 阶内逼近。取 $n = 3$, 即 $N = 1$, 在感兴趣的频段 (0.001 Hz , 1000 Hz) 内对 FO-PI 控制器高阶项 $1/s^\lambda$ 进行近似, 近似结果为:

$$\frac{1}{s^\lambda} = \frac{47.273(s+0.003)(s+0.029)(s+29.176)}{(s+0.034)(s+0.343)(s+342.772)} \quad (25)$$

3.2 动态及稳态性能分析

令式 (2) 中的 $\lambda=1, \mu=0$, 则得到整数阶 PI 控制器传递函数可表示为:

$$G_{c1}(s) = K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s} \quad (26)$$

采用工程设计的方法得到 PI 控制器的参数 $K_{p1} = 0.13, K_{i1} = 10.79$, 则整数阶 PI 控制器的传递函数为:

$$G_{c1}(s) = 0.13 + \frac{10.79}{s} \quad (27)$$

在 Matlab/Simulink 环境下, 搭建系统阶跃仿真模型, 以阶跃信号作为输入, 分别利用 PI 控制器及整数阶 PI 控制器对被控对象进行控制, 仿真结果如图 3 所示。

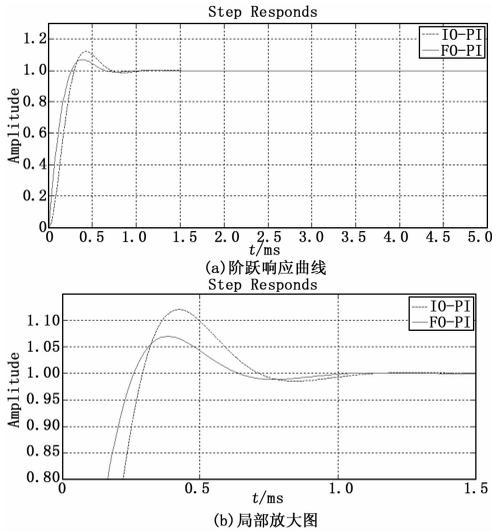


图 3 系统阶跃响应曲线

由阶跃响应曲线得到 FO-PI 控制器和 IO-PI 控制器的主要性能指标: 上升时间 t_r 、超调量 δ 和调节时间 t_s ($\pm 2\%$ 稳态值) 如表 1 所示, 可以看出, 采用 FO-PI 控制器的系统动态跟随性能优于采用 IO-PI 控制器的系统。

为进一步验证所设计的 FO-PI 控制器参数的有效性及控制性能的优越性, 得出 FO-PI 及 IO-PI 控制器下的开环系统伯德图, 如图 4 所示。

表 1 动态性能指标

控制器	T_r / ms	$\delta / \%$	t_s / ms
IO-PI	0.29	12	1.08
FO-PI	0.26	6.9	1.02

为了能更直观地对两种控制器的控制效果进行对比分析, 将图中的性能指标值列成表格, 如表 2 所示。

表 2 开环系统性能指标

性能指标	期望值	FO-PI	IO-PI
相角裕度 X°	60	58.4	56.3
幅值变化/dB	0	0.0016	0.0296
截止频率/rad/s	200	201	6.67e+003

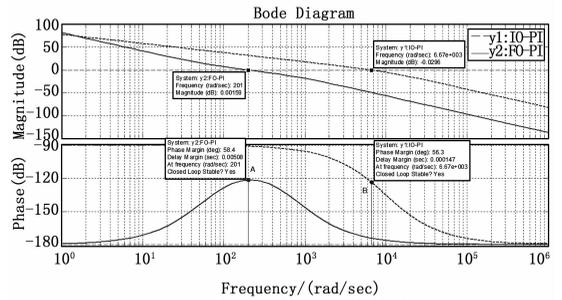


图 4 系统开环传递函数伯德图

由图 4 和表 2 可得出如下结论:

- 1) 在系统稳定时, FO-PI 控制系统比 IO-PI 控制系统更接近期望的相位裕度和截止频率, 即满足相位裕度准则;
- 2) 鲁棒性准则 (即在截止频率处), 相位的一阶导数为 0, 图 4 中 FO-PI 控制系统的曲线上点 A 处的导数为 0, 满足鲁棒性准则;
- 3) 由表 2 可以看到, FO-PI 控制系统在截止频率处, 幅值变化基本为 0, 即满足幅值准则。

3.3 系统抗干扰性分析

考虑电网电压的影响, 由图 2 得到并网逆变器输出电流的传递函数为

$$i_s = \frac{KG(s)}{Ls + R + KG(s)} i_{ref} - \frac{1}{Ls + R + KG(s)} u_{grid} \quad (28)$$

将基波频率 ω_0 代入式 (26), 得到 IO-PI 控制器的幅值为:

$$A(\omega_0)_1 = \sqrt{K_{p1}^2 + \left(\frac{K_{i1}}{\omega_0}\right)^2} \quad (29)$$

为有限值, 将式 (28) 的第一项写成 $\epsilon \cdot i_{ref}$, 其中

$$\epsilon = \frac{KG(s)}{Ls + R + KG(s)} = \frac{1}{1 + \frac{Ls + R}{KG(s)}} \quad (30)$$

显然可以得到, $0 < |\epsilon| < 1$, 可见输出电流小于参考电流, 系统存在稳态误差; 同理, 第二项也为有限值, 即逆变器输出电流受电网电压影响, 系统抗干扰能力差。

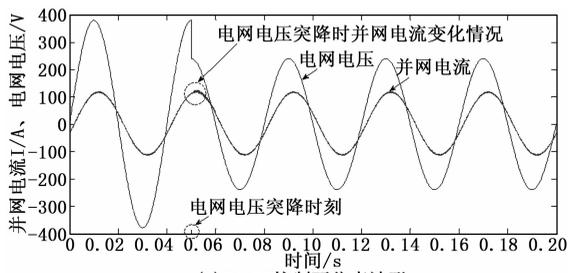
对于 FO-PI 控制器, 在基波频率 ω_0 处, 其幅值为:

$$A(\omega_0)_2 = \sqrt{K_p^2 + \left(\frac{K_I}{\omega_0^\lambda}\right)^2} \quad (31)$$

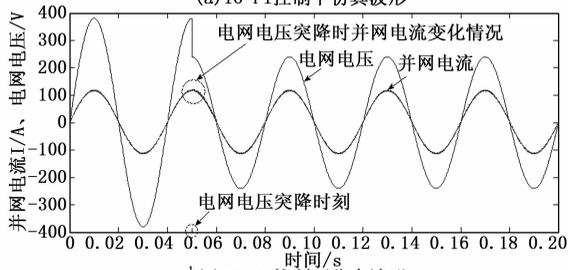
积分阶数 λ 可取大于 0 的任意实数, 当 λ 在 $(0, 1)$ 上取得合适的值时, $A(\omega_0)_2 \gg A(\omega_0)_1$, 则式 (28) 的第一项更趋近 i_{ref} , 第二项更接近 0, 从而有 $i_s \approx i_{ref}$, 所以 FO-PI 控制器相比于 IO-PI 控制器, 很大程度上减小了系统稳态误差, 增强了系统抗干扰能力。

当电网电压出现扰动时, 即在 0.05 s 时, 使电网电压突降, 此时逆变器输出电流变化情况如图 5 所示。

由图可知, IO-PI 控制下的逆变器输出电流出现较小的波动, 而 FO-PI 控制下的逆变器输出电流几乎不变, 不受电网电压扰动的影响, 从而说明了 FO-PI 控制器使系统具有更好的抗扰能力, 系统的鲁棒性更强。

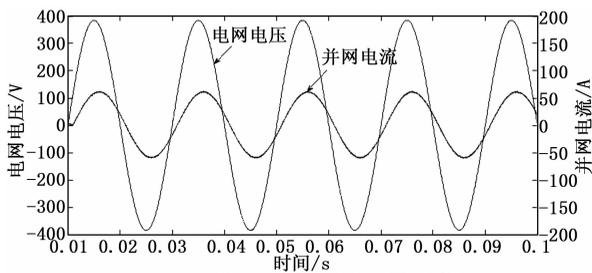


(a) IO-PI控制下仿真波形

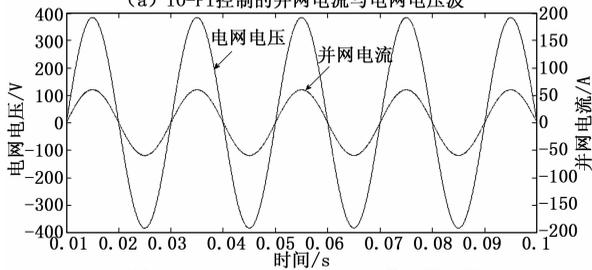


(b) FO-PI控制下仿真波形

图 5 电网电压变化时逆变器输出电流波形



(a) IO-PI控制的并网电流与电网电压波



(b) FO-PI控制的并网电流与电网电压波

图 7 并网电流及电网电压波形图

4 仿真结果分析

逆变环节是整个光伏并网系统的关键, 须通过有效的控制策略来实现并网。根据 GB/T 19935—2005 光伏并网技术要求: 并网时要求并网电流与电网电压同频同相, 且并网电流谐波总畸变率 (THD) 应小于逆变器额定输出的 5%。利用 Matlab/Simulink 搭建单相光伏并网电流控制仿真模型, 如图 6 所示, 仿真参数如表 3 所示。

表 3 系统仿真参数

输入电压	400 V	滤波电感	6 mH
电网电压有效值	220 V	滤波电感等效电阻	0.5 Ω
电网电压频率	50 Hz	开关周期	100 μs

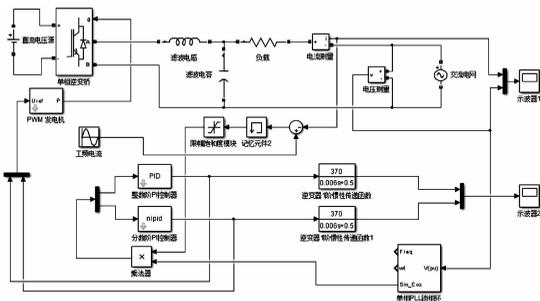
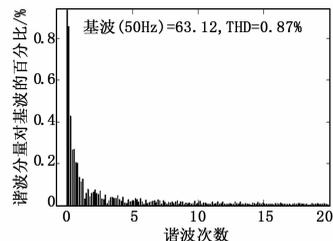


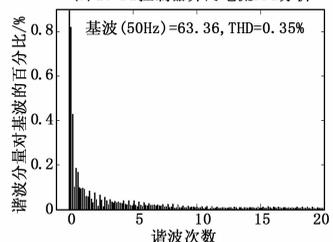
图 6 单相光伏并网电流控制策略 Matlab/Simulink 仿真模型

对同一控制对象, 采用 IO-PI 控制与 FO-PI 控制电网电压及并网电流的波形对比如图 7 所示, 对相应的并网电流进行快速傅里叶分析 (FFT), 得到的并网电流谐波总畸变率 (THD) 如图 8 所示。

从仿真结果可知, 相比 IO-PI 控制器, 采用 FO-PI 控制器时, 并网电流与电网电压具有更小的相位差, 有效减小了系统的跟踪误差。IO-PI 与 FO-PI 控制的并网电流 THD 分别为 0.87% 和 0.38%, FO-PI 控制器完全能够实现并网电流与电网电压同频同相, 并且电流畸变率小。



(a) IO-PI控制器并网电流FFT分析



(b) FO-PI控制器并网电流FFT分析

图 8 并网电流 FFT 分析

5 结束语

本文将 PI^λ 控制器运用到单相光伏并网发电系统中, 对并网逆变器的输出电流进行跟踪控制。利用幅相频法设计出 PI^λ 控制器, 并对其控制下的系统的动态性能、稳态性能和鲁棒性与整数阶 PI 控制器进行了仿真比较, 结果表明: PI^λ 控制器比整数阶 PI 控制器具有更快的响应速度和更好的跟随性能, 减少了并网电流的谐波含量, 增强了系统的抗干扰性, 能更好地实现系统并网运行。

参考文献:

[1] 胡晓青. 基于自整定 Fuzzy-PI 控制的电流跟踪型光伏并网逆变器 [J]. 太阳能学报, 2013, 34 (6): 959-966.
 [2] 马兆彪, 惠 晶, 潘 建. 基于重复 PI 控制的光伏并网逆变器的研究 [J]. 电力电子技术, 2008, 42 (3): 25-27.
 [3] 侯世英, 肖 旭, 徐 曦. 基于间接电流控制的并网逆变器 [J]. 电力自动化设备, 2010, 30 (6): 76-79.