

基于比例复数积分+重复控制的三相 LC 并网逆变器控制策略研究*

郭 凯, 杨旭红

(上海电力学院 自动化工程学院 上海市电站自动化重点实验室, 上海 200090)

摘 要: 针对传统 PI 控制的局限性, 采用基于复数域的比例复数积分 (PCI) 控制与重复控制并联的新型控制策略, 其中 PCI 控制可以在给定条件下消除交流稳态误差, 重复控制能够抑制并网电流谐波, 提高稳态控制精度。该新型控制策略可以较好地控制交流信号, 能直接应用于三相 abc 坐标系, 省去坐标变化环节, 节约逆变器控制系统成本。最后通过 MATLAB/Simulink 仿真平台, 建立 LC 型滤波器的逆变器并网模型, 仿真分析证明了该控制策略的可行性。

关键词: 逆变器并网; LC 滤波器; 比例复数积分控制; 重复控制

中图分类号: TM 727 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2017)09-0060-07

A Control Strategy of Three-Phase Grid-Connected Inverter with LC Filter Based on Proportional Complex Integral+Repetitive Control*

GUO Kai, YANG Xuhong

(Shanghai Key Laboratory of Power Station Automation Technology, School of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: According to the limitation of traditional PI control, a new control strategy to control three-phase inverter was proposed, which was formed by proportional complex integral (PCI) control and repetitive control in parallel. Proportional complex integral (PCI) control could eliminate the steady-state error in a given condition; repetitive control could suppress the harmonics of grid-connected current and improved the accuracy of steady state control. The new control strategy could be used to control the AC signal and could be directly applied to the three-phase abc coordinate system. Without coordinate change, it could save the cost of the inverter control system. On the basis of MATLAB/Simulink platform, a model of grid-connected inverter with LC filter was established and the results of simulation were analyzed to verify feasibility of the strategy.

Key words: grid-connected inverter; LC filter; proportional complex integral control; repetitive control

0 引 言

近年来,随着石油、煤及天然气等不可再生能源的供应日趋紧张,开发利用新能源越来越被人们所重视,其中又主要以风力发电和光伏发电等

为代表。对于新能源的并网利用,合理设计逆变器控制系统至关重要^[1]。目前对于并网逆变器的控制而言,一是要满足被控输出电压与并网电压同频同相,二是被控对象输出电流的谐波畸变率,即 THD 值满足国家相关并网标准。系统采用电

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(61203224);上海市电站自动化技术重点实验室开放课题(13DZ2273800);上海市科技创新行动技术高新技术领域重点项目(14511101200);上海市重点科技攻关计划(上海市科委地方院校能力建设项目)(14110500700);上海自然科学基金(13ZR1417800)

作者简介: 郭 凯(1992—),男,硕士研究生,研究方向为微电网逆变器控制技术。

杨旭红(1969—),女,教授,硕士生导师,研究方向为智能电网控制技术、新能源发电及储能技术、火电和核电机组的仿真建模及控制技术。

流源型三相逆变器时,信号由 PWM 触发调制,同时电路输出电压在开关频率处会产生较多谐波,必须合理选择滤波器消除谐波。相较于 LCL 型滤波器会在系统中引入谐振峰且控制策略复杂,LC 型滤波器控制简单,有利于并网逆变器的独立运行,常应用于工程实践之中。

并网逆变器的控制方法有多种,其中比例积分(Proportional Integral, PI)控制、比例复数积分(Proportional Complex Integral, PCI)控制、重复控制、无差拍控制、滞环控制及模糊控制等逆变器控制策略各有优缺点。文献[2]指出 PI 控制算法简单,可靠性高,动态响应快,能消除直流稳态误差,但不能消除交流稳态误差。文献[3]指出重复控制基于基波周期校正误差,稳态性能较好,暂态性能较差。文献[4]指出 PCI 控制基于复数域,能够有效消除并网电流控制的交流稳态误差。

目前对于 PI+重复的复合控制策略研究较多,但是文献[5]指出无论是串联组合还是并联组合,该种复合控制策略都存在缺陷从而导致控制效果不理想。本文根据频域分析,采用 PCI+重复的新型复合控制策略,能够消除交流稳态误差,提高控制的稳态精度。本文首先对传统 PCI 控制器进行改造,结合 abc 坐标系下三相交流量之间的向量关系采用一种新型的 PCI 控制器,使得 PCI 控制在 abc 坐标系下可直接运行;然后根据重复控制原理,结合实际参数设计重复控制器;最后通过仿真研究,对比新型复合控制、PI 控制、PCI 控制以及 PI+重复复合控制等不同控制策略的仿真结果,证明本文所提出的新型控制策略实际可行。

1 三相并网逆变器拓扑结构

三相并网逆变器的一般拓扑结构^[6]如图 1 所示,其中 U_{dc} 为直流电源,用来等效诸如光伏发电或风力发电之类的新能源电源, L 为逆变器侧滤波电感, C 为滤波电容, R 为电网线路等效电阻, U_a 、 U_b 、 U_c 为电网电压。

本文采用单一电流环对直流电源并网进行控制,控制策略主要如下:首先各相参考电流 I_{aref} 、 I_{bref} 、 I_{cref} 与实际并网电流 I_a 、 I_b 、 I_c 做差,得出误差信号 e_i ;然后 e_i 在 abc 坐标系下直接经 PCI 和重

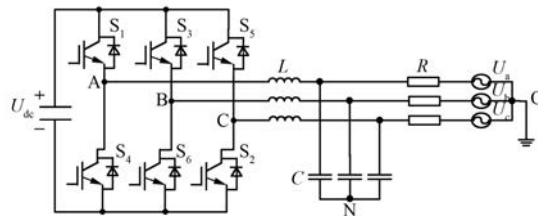


图 1 LC 型三相逆变器并网拓扑

复控制并联组成的新型控制器,得出 PWM 触发信号,经 PWM 调制驱动逆变器工作。图 2 为并网逆变器 a 相系统控制策略。该系统无需进行 Clark 变换,进而可以省去锁相环,节约成本,提高可靠性。

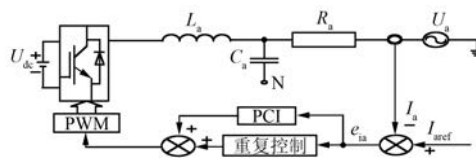


图 2 a 相并网逆变器系统控制策略

图 3 为并网逆变器经典控制系统框图,其中 $I_{ref}(s)$ 为参考量, $I_0(s)$ 为输出量, $U_g(s)$ 为扰动量, K 为 PWM 的等效增益, $G(s)$ 为控制器, $G_p(s)$ 为被控对象。在同时考虑参考量 $I_{ref}(s)$ 和扰动量 $U_g(s)$ 的情况下,输出量传递函数为

$$I_0(s) = \frac{G(s)G_p(s)}{1 + G(s)G_p(s)}I_{ref}(s) + \frac{G_p(s)}{1 + G(s)G_p(s)}U_g(s) \quad (1)$$

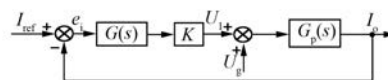


图 3 并网逆变器控制模型

被控对象 LC 滤波电路^[7]如图 4 所示。

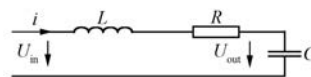


图 4 LC 滤波电路

可求其对应被控对象传递函数 $G_p(s)$ 如式 (2) 所示

$$G_p(s) = \frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} =$$

$$\frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^2} \quad (2)$$

$$\text{其中: } \omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \xi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

式中: ω_n ——系统自然频率;
 ξ ——阻尼比。

2 PCI 控制器设计

传统 PI 控制在控制交流流量时存在稳态误差, PCI 控制是一种基于复数域下的控制,能够有效消除并网交流电流的稳态误差^[8]。本文采用如式(3)所示的一种 PCI 控制器。

$$G_{\text{PCI}}(s) = k_p + \frac{k_i}{s - j\omega_0} \quad (3)$$

式中: k_p ——比例增益;
 k_i ——积分增益;
 ω_0 ——给定交流频率。

由式(3)可知,当被控对象为直流流量时, $\omega_0 = 0$, 则控制器变为 $G(s) = k_p + k_i/s$, 故 PI 控制是 PCI 控制的一个特例。

根据式(1)和式(2)求出系统闭环传递函数, 如式(4)所示, 同时求出系统闭环传递函数的幅频特性和相频特性, 分别如式(6)和式(8)所示。

$$T(s) = \frac{I_0(s)}{I_{\text{ref}}(s)} = \frac{a_1s + a_0}{b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0} \quad (4)$$

其中:

$$\begin{cases} a_1 = Kk_p \\ a_2 = Kk_i - j\omega_0 Kk_p \\ b_3 = LC \\ b_2 = RC - j\omega_0 LC \\ b_1 = Kk_p + 1 + j\omega_0 RC \\ b_0 = Kk_i - j\omega_0(1 + Kk_p) \end{cases} \quad (5)$$

$$|T(s)| = \frac{K\sqrt{k_i^2 + k_p^2}(\omega - \omega_0)^2}{\sqrt{m^2 + n^2}(\omega - \omega_0)^2} \quad (6)$$

$$\begin{cases} m = Kk_i + RC\omega\omega_0 - RC\omega^2 \\ n = LC\omega^2 - Kk_p - 1 \end{cases} \quad (7)$$

$$\angle T(s) = \arctan\left(\frac{k_p(\omega - \omega_0)}{k_i}\right) -$$

$$\arctan\left(\frac{(LC\omega^2 - Kk_p - 1)(\omega - \omega_0)}{Kk_i + RC\omega\omega_0 - RC\omega^2}\right) \quad (8)$$

同理, 求出系统的扰动特性传递函数, 并求其幅频特性, 分别如式(9)和式(11)所示。

$$D(s) = \frac{I_0(s)}{U_g(s)} = \frac{-s + j\omega_0}{c_3s^3 + c_2s^2 + c_1s + c_0} \quad (9)$$

其中:

$$\begin{cases} c_3 = LC \\ c_2 = RC - j\omega_0 LC \\ c_1 = Kk_p + 1 + j\omega_0 RC \\ c_0 = Kk_i - j\omega_0(Kk_p + R) \end{cases} \quad (10)$$

$$|D(s)| = \frac{|\omega - \omega_0|}{\sqrt{m'^2 + n'^2}(\omega - \omega_0)^2} \quad (11)$$

$$\begin{cases} m' = Kk_i + RC\omega\omega_0 - RC\omega^2 \\ n' = LC\omega^2 - Kk_p - 1 \end{cases} \quad (12)$$

由式(6)、式(8)和式(11)可知, 当被控对象为交流流量且交流频率 $\omega = \omega_0$ 时, PCI 控制对应控制系统的闭环幅频特性为 1, 相频特性为 0, 同时抗扰幅频特性为 0, 说明该系统能实现交流流量零稳态误差控制。

为获得快速的系统响应, 系统应具有较宽的带宽^[9], 同时为过滤开关频率附近的噪声信号, 系统带宽一般为开关频率的 1/5~1/10, 本文选择带宽 $\omega_b = 650$ Hz。通常情况下根据系统带宽的定义, 令 $20\lg |T(s)|_{s=j\omega_b} = -3$, 初步求得 $k_p = 0.4$, $k_i = 20$ 。

对于传统 $\alpha\beta$ 坐标系下的 PCI 控制而言, 并网电流的误差信号 e_{ia} 、 e_{ib} 、 e_{ic} 先经 Clark 变换, 转化为 $\alpha\beta$ 坐标系下的电流误差信号 $e_{i\alpha}$ 、 $e_{i\beta}$, 然后经 PCI 控制得到输出信号 $I_{0\alpha}$ 、 $I_{0\beta}$, 再经 Clark 反变换得到输出信号 I_{0a} 、 I_{0b} 、 I_{0c} , 最后将该信号作为调制波送至 PWM 发生器。本文在此基础上采用一种新型 PCI 控制器^[10], 可以直接在 abc 坐标系下应用, 无需经 Clark 变换及反变换。其原理为 abc 坐标系下向量之间幅值及相角关系: 向量 m_a 顺时针相移 90° 角可由向量 m_b 和 m_c 两者相减获得, 但幅值增大 $\sqrt{3}$ 倍。同理可求得向量 m_b 和向量 m_c , 本文采用的新型 PCI 控制器如图 5 所示。

3 重复控制器设计

重复控制是一种基于内膜原理的控制策略, 可以减少诸如死区和电网电压周期性扰动等产生的影响, 同时能实现系统的无静差跟踪, 是较好的

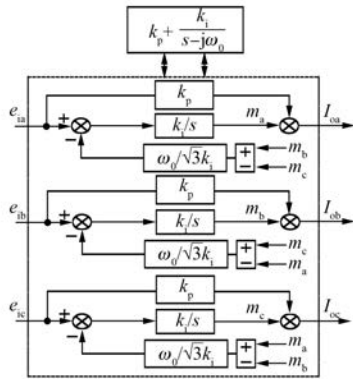


图5 三相 abc 坐标系下 PCI 控制器结构

电流控制策略^[11-14]。

如图6所示,可得重复控制系统的数学模型为

$$G_{\text{重复}}(z) = \frac{Z^{-N} G_c(z)}{1 - Q(z) Z^{-N}} \quad (13)$$

式(13)中 Z^{-N} 为延迟环节,其中 N 代表每周采样次数,本文选取采样频率为 10 kHz,电网基波频率为 50 Hz,那么周期采样次数 $N = 200$; $Q(z)$ 通常为小于 1 的常数,本文取 $Q(z) = 0.95$; $G_c(z)$ 为补偿器,是决定重复控制性能好坏最重要的部分,通常情况 $G_c(z) = K_r \cdot z^k \cdot S(z)$,其中 K_r 为重复控制器增益, z^k 为超前补偿环节, $S(z)$ 为低通滤波器。

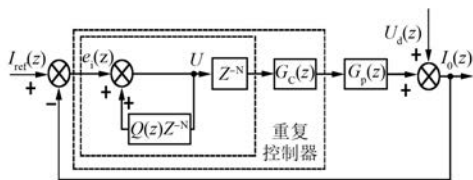


图6 重复控制系统结构

将系统参数 $L = 2.52 \text{ mH}$, $C = 20 \text{ } \mu\text{F}$, $R = 0.5 \text{ } \Omega$ 代入前文已求被控对象 $G_p(s)$ 中,得

$$G_p(s) = \frac{3 \ 326^2}{s^2 + 2 \times 0.02 \times 3 \ 326s + 3 \ 326^2} \quad (14)$$

离散化后有

$$G_p(z) = \frac{0.054 \ 56z + 0.054 \ 32}{z^2 - 1.878z + 0.986 \ 8} \quad (15)$$

补偿器 $G_c(z) = K_r \cdot S(z) \cdot z^k$, 本文主要从三个方面来设计^[15]。首先,由于被控对象开环传递函数存在谐振峰值,故选取重复控制器增益 $K_r =$

0.7; 然后,采取低通滤波器与陷波器相结合以构造低通滤波器 $S(z)$ 的方法,实现谐振峰值最大限度衰减,如图7所示。

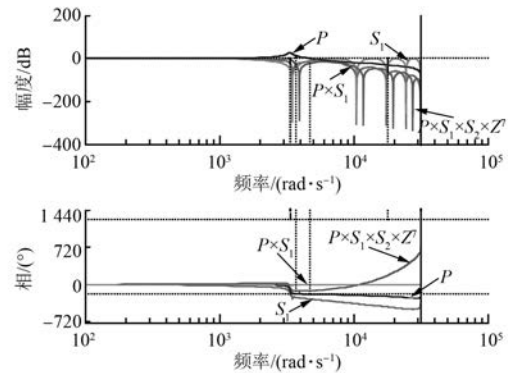


图7 重复控制各部分和整体控制系统伯德图

本文在此选取梳状滤波器来代替陷波器,其传递函数为

$$S_1(z) = \frac{z^m + a + z^{-m}}{2 + a} \quad (16)$$

取 $z = e^{j\theta}$, 代入式(16), 可得

$$S_1(\theta) = \frac{2\cos(m\theta) + a}{2 + a} \quad (17)$$

当 $S_1(\theta) = 0$, $a = 2$ 时, $S_1(z)$ 对特定频率的衰减最强, 且有

$$2\cos(m\theta) + 2 = 0 \quad (18)$$

得

$$m\theta = \pi \Rightarrow \theta = \frac{\pi}{m} \Rightarrow \omega = \frac{10 \ 000\pi}{m} \quad (19)$$

取 $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 3 \ 326$, 可得 $m = 9$, 得

$$S_1(z) = \frac{z^9 + 2 + z^{-9}}{4} \quad (20)$$

由图7可见,被控对象 P 曲线的谐振峰值与陷波器 S_1 曲线最大衰减相对应,这样可以较好地补偿谐振峰值,但陷波器的高频衰减特性较差,不能抑制高频段扰动。本文选取二阶低通滤波器来抑制高频段扰动,取其截止频率为 5 000 rad/s, 阻尼系数为 0.707, 有

$$S_2(s) = \frac{5 \ 000^2}{s^2 + 2 \times 0.707 \times 5 \ 000s + 5 \ 000^2} \quad (21)$$

将式(21)离散化得

$$S_2(z) = \frac{0.098\ 12z + 0.077\ 44}{z^2 - 1.318z + 0.493\ 1} \quad (22)$$

最后,对比大量仿真并综合补偿效果,本文取 $k=7$ 来构造相位超前补偿环节 z^k ,图 7 中 $P \times S_1 \times S_2 \times z^7$ 曲线表示被控对象与控制器相结合的补偿效果,可见被控对象的谐振峰值和相位都得到了较好的补偿。

4 PCI 控制与重复控制复合

目前对基于重复控制的复合控制策略研究较多,许多方法也已经成熟^[16-20]。通过合理的参数设计,PCI 控制能够改善系统的稳态性能,但 PCI 控制有一定的局限性,该控制在理论上并不能实现系统的无静差跟踪,需要结合其他控制方法来减小误差。重复控制对周期性误差信号有很好的抑制作用,并且能够实现系统的无静差跟踪,是一种较好的控制方法。但是其对系统的作用在下一个周期才开始,动态性能较差,需要在动态性能方面进行改善。本文采取 PCI+重复的新型复合控制策略来对并网电流进行调节,实现较好性能。

PCI+重复新型复合控制系统结构如图 8 所示,可得整个系统传递函数为

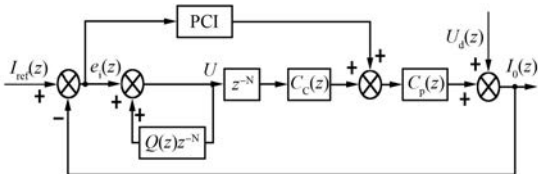


图 8 PCI+重复复合系统结构

$$\begin{cases} H(z) = \frac{\{1 - z^{-N}[Q - S(z)]\}P(z)}{1 - z^{-N}[Q - S(z)P(z)]} \\ P(z) = \frac{KG_p(z)}{1 + KG_{\text{PCI}}(z)G_p(z)} \end{cases} \quad (23)$$

式(23)中各函数表达式均如前文所述。

5 仿真结果分析

依据国家标准(GB/T 14549—1993),当电流总谐波畸变率 $\leq 5\%$ 时,新能源发电允许并网运行。为探究本文所提出的 PCI+重复新型复合控制策略的可行性,在 MATLAB/Simulink 中分别搭建 PI 控制、PCI 控制、重复控制、PI+重复控制以及 PCI+重复新型控制模型,对并网控制系统进行

仿真实验。结合参数设计的理论分析,进行一定程度的微调,得到 PCI 控制器参数 $k_p=0.5, k_i=25$ 。本文参考电流为交流 abc 三相,其中 a 相为 $I_{\text{aref}} = 30\sin(100\pi t)\text{A}$,b 相为 $I_{\text{bref}} = 30\sin(100\pi t + 2\pi/3)\text{A}$,c 相为 $I_{\text{cref}} = 30\sin(100\pi t - 2\pi/3)\text{A}$ 。仿真模型基本参数如表 1 所示。

表 1 仿真模型基本参数

参数名称	参数值
电网电压有效值 U_s/V	220
直流电压 U_{dc}/V	500
开关频率 f_s/Hz	10
电网频率 f/Hz	50
滤波电感 L/mH	2.52
滤波电容 $C/\mu\text{F}$	20

PCI+重复新型复合控制下的电流波形如图 9 所示,其中图 9(a)为新型复合控制下三相并网电流波形,可见约 1/12 周期后并网电流将会紧跟参考电流,且保持与电网电压同相位,基本上实现了单位功率因数并网。图 9(b)、9(c)和 9(d)分别表示新型复合控制策略下 abc 三相并网电流趋近参考电流的情况,其中 a 相并网电流几乎与参考电流完全同步,b 相和 c 相电流约在 1/12 周期后实现同步并网。图 10 为单一 PCI 控制条件下 a 相并网电流趋近其对应参考电流的情况,对比图 9(b)可见本文所提出的 PCI+重复新型复合控制策略更优越。

图 11(a)、图 11(b)、图 11(c)和图 11(d)分别为传统 PI 控制、改进 PCI 控制、PI+重复复合控制以及 PCI+重复新型复合控制对应的并网电流谐波畸变率(THD)分析。其中单一传统 PI 控制对应 THD 值为 4.85%;加入重复控制后为 2.44%,THD 值变小,波形质量提高;单一改进 PCI 控制对应 THD 值为 3.32%,加入重复控制构成新型复合控制策略后减小为 1.70%。对比四种不同控制方式下的 THD 值,可见本文所提出的 PCI+重复新型复合控制策略的谐波畸变率最小,稳态波形质量最好,能够减少并网逆变器稳态运行时对电网的谐波污染,达到并网标准。仿真结果证明本文所提出的 PCI+重复新型复合控制策略的优越性。

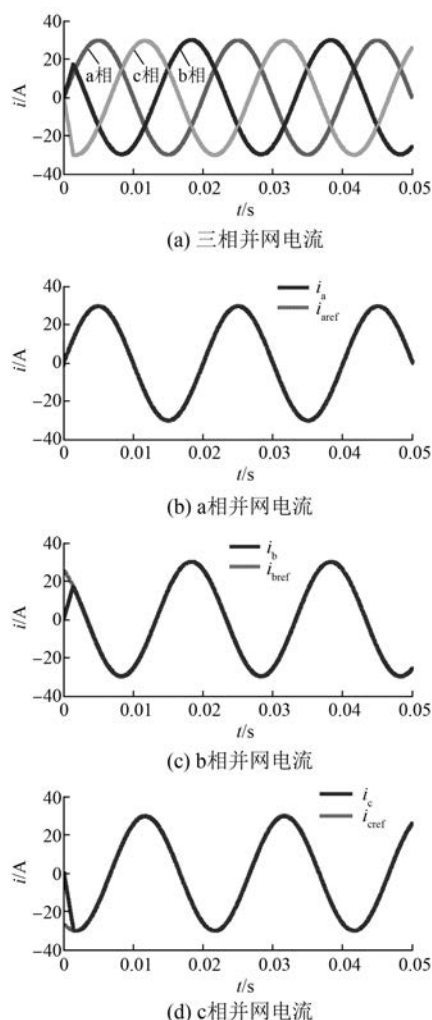


图9 PCI+与重复新型复合控制电流波形

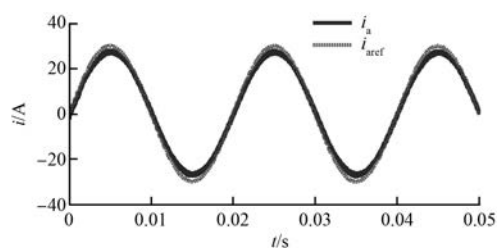


图10 单一 PCI 控制 a 相电流波形

6 结 语

本文针对传统 PI 控制无法消除交流稳态误差的缺点,在 PI+重复复合控制策略的基础上提出了 PCI+重复的新型复合控制策略。分别对 PI 控制、PCI 控制、PI+重复复合控制以及 PCI+重复新型复合控制策略控制的三相 LC 型并网逆变器

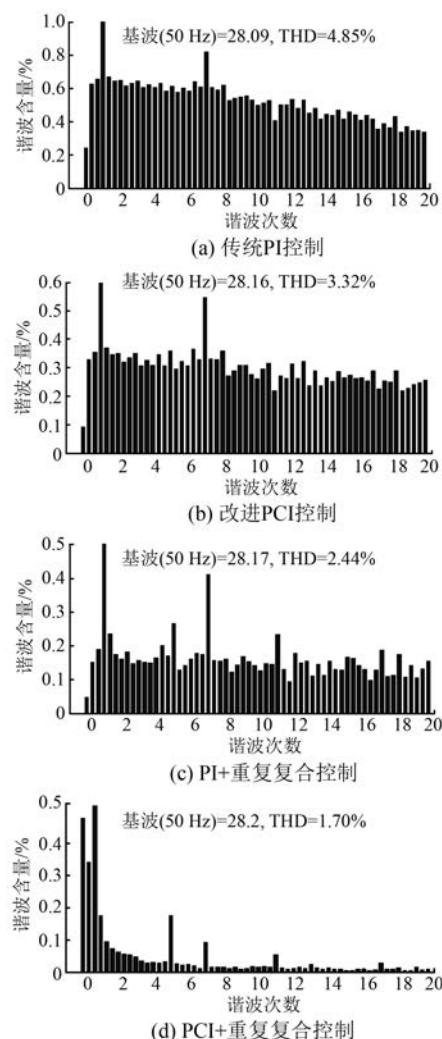


图11 四种控制方式下并网电流频谱分析

进行了仿真研究。仿真结果表明,采用 PCI+重复新型复合控制策略的并网逆变器系统,在稳态时其交流侧并网电流 THD 值相比于单一 PI 或 PCI 控制,抑或其他两种控制对应的交流侧并网电流 THD 值明显减小,并网电流的稳态精度大大提高。

【参考文献】

- [1] 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] 张晋颖.基于重复控制和 PI 双闭环控制的三相四桥臂逆变器[D].秦皇岛:燕山大学,2006.
- [3] 翁金星.基于重复控制原理的 LCL 型并网逆变器的研究[D].秦皇岛:燕山大学,2014.

- [4] 董蕾.基于比例复数积分控制的单相逆变器并网研究[J].电气自动化,2012,34(2): 31-34.
- [5] 张兴,汪杨俊,余畅舟,等.采用PI+重复控制的并网逆变器控制耦合机理及其抑制策略[J].中国电机工程学报,2014,34(30): 5287-5295.
- [6] 李浩然,杨旭红,薛阳,等.基于模糊PI参数自整定和重复控制的三相逆变器并网研究[J].电机与控制应用,2015,42(2): 31-36.
- [7] 曹鑫晖.分布式发电并网建模与控制策略研究[D].上海:复旦大学,2013.
- [8] 郭小强,郭伟扬,赵清林,等.三相并网逆变器比例复数积分电流控制技术[J].中国电机工程学报,2009,29(15): 8-14.
- [9] 冯奕,颜建虎.基于比例复数积分的风力发电并网逆变器控制方法[J].农业工程学报,2016,32(13): 177-182.
- [10] 郭小强.光伏并网逆变器通用比例复数积分控制策略[J].中国电机工程学报,2015,35(13): 3393-3399.
- [11] 杨秀云.PWM逆变器重复控制策略的研究[D].杭州:浙江工业大学,2009.
- [12] 李俊林.单相逆变器重复控制和双环控制技术研究[D].武汉:华中科技大学,2004.
- [13] 张娜.基于重复控制理论的光伏并网逆变器输出控制的研究[D].天津:天津大学,2010.
- [14] 汪东林.基于重复控制算法的正弦波逆变电源设计[D].合肥:合肥工业大学,2003.
- [15] 杨苹,郑远辉,许志荣,等.基于准比例谐振积分与重复控制的光伏并网逆变器研究[J].可再生能源,2015,33(7): 993-998.
- [16] 陈凯,张杰.重复控制逆变器并网电流控制技术研究[J].中国测试,2015,41(3): 91-95.
- [17] 王淑惠,鞠文耀,贾中路.基于复合控制的单相并网逆变器研究[J].电力电子技术,2011,45(2): 8-9.
- [18] 滕国飞,肖国春,张志波,等.采用重复控制的LCL型并网逆变器单闭环电流控制[J].中国电机工程学报,2013,33(24): 13-21.
- [19] 梁利民,粟时平,朱镜儒.基于三相光伏并网系统的比例谐振重复控制研究[J].电力科学与工程,2014(6): 66-72.
- [20] 贲冰.基于重复控制的逆变器复合控制技术研究[D].秦皇岛:燕山大学,2007.

收稿日期: 2016-09-20

(上接第15页)

- [10] KIM S, YONGIN S K, KIM Y, et al. A novel rotor configuration and experimental verification of interior PM synchronous motor for high-speed applications [J].IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(2): 843-846.
- [11] EDE J D, ZHU Z Q, HOWE D. Rotor resonances of high-speed permanent-magnet brushless machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(6): 1542-1548.
- [12] 沈建新,李鹏,郝鹤,等.高速永磁无刷电机电磁损耗的研究概况[J].中国电机工程学报,2013,33(3): 62-74.
- [13] 吴震宇,曲荣海,李健,等.表贴式高速永磁电机多场耦合转子设计[J].电机与控制学报,2016,20(2): 98-103.
- [14] 张凤阁,杜光辉,王天煜,等.1.12MW高速永磁电机多物理场综合设计[J].电工技术学报,2015,30(12): 171-180.
- [15] 王凤翔.高速电机的设计特点及相关技术研究[J].沈阳工业大学学报,2006,28(3): 258-264.
- [16] 田野,孙岩桦,丁成伟,等.不同支撑和转子装配方式的高速电机临界转速分析[J].振动与冲击,2013,32(8): 24-31.
- [17] 黄国治,傅丰礼.Y2系列三相异步电机技术手册[M].北京:机械工业出版社,2004.

收稿日期: 2017-03-06

(上接第59页)

【参考文献】

- [1] 梅晓榕,兰朴森,柏桂珍.自动控制元件及线路[M].哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,1993.
- [2] 蒋范明,韩昌佩.空间应用的两相混合式步进电动机细分电路设计[J].微特电机,2012,40(2): 74-75.
- [3] 李秀红.高细分新型步进电机驱动系统设计[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2007.
- [4] 尹达一,冯鑫,郑列华.微特电机在卫星水色扫描仪中的应用[J].微特电机,2008,36(8): 10-11.
- [5] 郝建强,张建.IR2110在电机驱动中的应用[J].微电机,2008,41(6): 51-52.

收稿日期: 2016-09-19