## Improved QPCI Control Strategy for Inverters under Unbalanced Load\*

WANG Sue<sup>\*</sup>, WANG Ziting, HAO Pengfei

(Shaanxi University of Science and Technology, College of Electrical and Control Engineering, Xi'an Shaanxi 710021, China)

Abstract: The three-phase output voltage of the inverter is asymmetrical under unbalanced load. In order to solve the influence of unbalanced load on the output voltage of the inverter, an improved quasi-proportional complex integral (QPCI) control strategy is proposed. The influence of controller parameters on system performance was analyzed using the Bode diagram. The ability of PI control and improved QPCI control to suppress unbalanced load was compared. The correctness and feasibility of the proposed control strategy are verified through the simulation and experiment.

Key words: unbalanced load; QPCI controller; three-phase inverter; current control

EEACC: 8360 doi: 10.3969/j.issn.1005-9490.2020.04.011

# 不平衡负载下逆变器的改进型 QPCI 控制策略\*

王素娥\*,王子婷,郝鹏飞

(陕西科技大学电气与控制工程学院,陕西西安 710021)

**摘 要:** 逆变器三相输出电压在负载不平衡条件下是不对称的。为了解决负载不平衡对逆变器输出电压的影响,提出了一种改进型准比例复数积分(QPCI)控制策略。利用 Bode 图分析了控制器参数对系统性能的影响,对比了 PI 控制和改进 QPCI 控制对不平衡负载的抑制能力,进行了仿真与实验,验证了所提控制策略的正确性与可行性。

关键词:不平衡负载;QPCI 控制器;三相逆变器;电流控制

中图分类号:TM46 文献标识码:A 文章编号:1005-9490(2020)04-0761-06

随着分布式发电的迅速发展,电力负荷变化的多 样性和储能设备越来越多,而负载会直接影响逆变器 的输出特性,容易导致逆变器输出电压不平衡和失 真,影响系统的稳定性及可靠性,严重时会对电力电 子设备造成损坏。因此,研究逆变器的控制策略具有 重要的意义。特别是在负载不平衡的情况下,控制器 的选择直接影响控制系统的性能[1-5]。针对负载不 平衡问题,文献[6-8]分析了逆变器的数学模型,文 献[9-10]提出了改变传统三相三线制逆变器的拓扑 结构,采用三相四线制、增加 $\Delta/Y$ 变压器、分裂电容式 拓扑或者用变压器解耦,分为三套独立控制电路进行 控制,但拓扑结构的改变增加了结构的复杂度,并且 无法对已有确定结构的实验平台进行控制。文献 [11]提出了双比例积分(PI)控制策略,然而 PI 控制 器对交流信号的跟踪存在稳态误差,可通过坐标变换 分离正序和负序分量分别进行控制来实现对交流信 号的无静差跟踪,但分离过程会带来不可忽略的延迟,直接影响逆变器的暂态性能。

文献[12]提出比例复数积分(PCI)控制策略,可 以实现对交流信号的零稳态误差控制。然而,由于 PCI控制器在特定频率下增益无穷大,导致系统存在 稳定性问题,且无法实现对负序分量的有效控制。针 对 PCI控制器的稳定性问题,文献[13-14]提出了准 PCI(QPCI)控制器,提高了系统的鲁棒性。但 QPCI 控制器仍然不能有效地控制负序分量。

因此,针对负载不平衡问题,本文提出了一种改 进型 QPCI 控制策略,它不仅能在小范围内控制跟 踪交流信号的稳态误差,而且能抑制负载不平衡产 生的电流负序分量。分析了改进型 QPCI 控制器在 αβ 静止坐标系下的工作特性,并与双 PI 控制策略 进行比较。最后对改进型 QPCI 控制策略进行仿真 与实验验证。

**项目来源**:西安市科技计划项目(2020KJRC0001);陕西省科技厅项目(2018XNCG-G-12) 收稿日期:2019-12-25 修改日期:2020-02-27

# 1 负载不平衡下三相逆变器数学模型

为了探讨逆变器在不平衡负载情况下的控制策 略,需要分析逆变器的数学模型。三相逆变器原理 图如图1所示。



图 1 中, $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  为输出电压, $L_a$ 、 $L_b$ 、 $L_c$  为滤波 电感, $U_a$ 为直流母线电压。

在三相静止坐标系下,如果三相逆变器的负载 不平衡,只考虑基波分量,根据对称分量,三相交流 电流可写成式(1)。每个交流量都包含正序分量、 负序分量和零序分量,零序分量由于不存在流通回 路,不进行分析。

$$\begin{pmatrix}
I_{a} \\
I_{b} \\
I_{c}
\end{pmatrix} = I_{p} \begin{pmatrix}
\cos(\omega t + \psi_{p}) \\
\cos(\omega t + \psi_{p} - 2\pi/3) \\
\cos(\omega t + \psi_{p} + 2\pi/3)
\end{pmatrix} + I_{0} \begin{pmatrix}
\cos\psi_{0} \\
\cos\psi_{0} \\
\cos(\omega t + \psi_{N} - 2\pi/3)
\end{pmatrix} + I_{0} \begin{pmatrix}
\cos\psi_{0} \\
\cos\psi_{0} \\
\cos\psi_{0}
\end{pmatrix}$$
(1)

式中: $\Psi_p$ 是正序分量的初始相位角, $\Psi_N$ 为负序分量 的初始相位角, $\Psi_0$ 为零序分量的相位, $I_p$ 是正序分 量的幅值, $I_N$ 是负序分量的幅值, $I_a$ 是零序分量的 幅值。

将式(1)进行 abc/αβ 坐标变换后,得:

式中:正序分量以基波角频率ω顺时针旋转,负序 分量以基波角频率ω逆时针旋转。

再将式(2)进行 αβ/dq 坐标变换,得:

$$\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = I_P \begin{pmatrix} \cos(\psi_p - \psi_d) \\ \sin(\psi_p - \psi_d) \end{pmatrix} + I_N \begin{pmatrix} \cos(2\omega t + \psi_N + \psi_d) \\ -\sin(2\omega t + \psi_N + \psi_d) \end{pmatrix}$$
(3)

式中: $\Psi_d$ 为 d轴与  $\alpha$ 轴初始相位夹角。在 dq坐标系下,正序分量为直流量,负序分量以 2 倍基波角频率 旋转,此时 dq坐标系以基波角频率  $\omega$  逆时针旋转。

若 dq 坐标系以基波角频率ω顺时针旋转,将逆 变器在 αβ 坐标系下的数学模型经过此坐标变换 后,模型如式(4)所示。

# 2 双 PI 控制器与改进型 QPCI 控制 器设计

#### 2.1 双 PI 控制器

传统的采用正负序分离控制策略的控制框图如 图 2 所示。其中,负序电流的控制结构同正序电流 相同,仅将  $\alpha\beta/dq$  变换的相位角改为负序分量的相 位角。将负载电流经过  $abc/\alpha\beta$  变换,再经过正  $\alpha\beta/dq$  变换、负  $\alpha\beta/dq$  变换,这时正 dq 坐标系下正序分 量为直流量,负序分量为二倍频的交流量,负 dq 坐 标系下正序分量为交流量,负序分量为直流量,采用 滑动 Goertzel 滤波器滤除二倍频的交流量。



图 2 双 PI 控制结构图

滑动 Goertzel 滤波器是由离散傅里叶变换得出,设x(m)为采样序列,整周期采样点数为N,第k

个频点的离散傅里叶输出为:

$$Y(k) = \text{DFT}[x(m)] = \sum_{m=0}^{N-1} x(m) e^{-j\frac{2\pi mk}{N}}$$
(5)

在第 n 时刻,N 个样本序列为:

$$x(m) = \{x(m) | m \in [n-N+1,n]\}$$
 (6)  
在第 K 个频点的 DFT 输出为:

$$Y(n,k) = \sum_{m=0}^{N-1} x(m+n-N+1) e^{-j\frac{2\pi mk}{N}}$$
(7)

在第 
$$n+1$$
 时刻, $N$  个样本序列为:  
 $x(m) = \{x(m) | m \in [n-N+2, n+1]\}$  (8)

在第K个频点的DFT输出为:

$$Y(n+1,k) = \sum_{m=0}^{N-1} x(m+n-N+2) e^{-j\frac{2\pi mk}{N}}$$
(9)

由式(7)、式(9)可推出:

$$Y(n,k) = [Y(n+1,k) + x(n-N+1) - x(n+1)] e^{-j\frac{2\pi mk}{N}}$$
(10)

在此需要滤出直流量,令k=0,得:

$$Y(n) = Y(n+1) - x(n-N+1) - x(n+1) \quad (11)$$

再经过 Z 变换,得到 Goertzel 滤波器的传递函数为:

$$G_{SG} = \frac{1 - Z^{-N}}{1 - Z^{-1}} \tag{12}$$

在 Simulink 中搭建 Goertzel 滤波器的传递函数 的数学模型,如图 3 所示。电流经过滤波后得到单 独的正负序分量。此时正负序分量均为直流量,用 PI 控制可实现无静差跟踪。最后将 PI 控制器的输 出经过坐标变换由 PWM 调制输出。



图 3 滑动 Goertzel 滤波器结构框图

### 2.2 改进型 QPCI 控制器

PCI 控制器的传递函数可以表示为:

$$G_{\rm PCI} = K_P + \frac{K_i}{S - i\omega_z} \tag{13}$$

 $K_p$ 为比例系数, $K_i$ 为复数积分系数, $\omega_r$ 为共振频率,通常取基波频率,令 $\omega_r = \omega_0$ ,PCI控制器在基 波频率处的增益趋近于无穷大,它可以实现对交流 信号的无误差跟踪。但在共振频率处频率过大会引 起稳定性差的问题。

在负载不平衡时,逆变器的三相输出电压同时 包含正序分量和负序分量。为了有效抑制负序分 量,负序分量在-ω,处的增益应该足够大。但是 PCI 控制器不具备上述特性。 本文针对 PCI 控制器在特定频率下增益无穷大 引起的稳定性问题,引入带宽系数 ω<sub>e</sub>,针对负序分 量无法抑制的问题,提出了改进的准 PCI 控制器 (QPCI),传递函数如下:

$$G(s) = K_p + \frac{K_i \omega_c}{S - j\omega_r + \omega_c} + \frac{K_i \omega_c}{S + j\omega_r + \omega_c}$$
(14)

由传递函数可知,改进型 QPCI 控制器提供了 两个谐振频率,分别为 $\omega$ ,和- $\omega$ ,。 $\omega$ ,设为基波频率  $\omega_0$ 。为了表明当反馈信号中含有负序分量时,改进 型 QPCI 控制器在 $\omega$ ,和- $\omega$ ,两种频率下都可以实现 对交流信号的稳态误差控制和对负序分量的有效抑 制,建立了系统闭环控制模型,如图 4 所示。



#### 图 4 系统闭环控制模型

图 4 中,*I*<sup>\*</sup> 为给定电流,*I*<sup>\*</sup> 为逆变器输出电流, *G*(*s*)为电流控制器,*K* 为 PWM 增益,*N*(*s*)为扰动, *R* 为电感 *L* 的等效串联电阻。

根据图4可得逆变器输出电流为:

$$I_{o}(s) = \frac{KG(s)}{Ls + R + KG(s)} I_{o}^{*}(s) - \frac{1}{Ls + R + KG(s)} N(s)$$
(15)

$$\Phi_{e}(s) = \frac{I_{o}(s)}{I_{o}^{*}(s)} = \frac{KK_{p}S^{2} + (2KK_{p}\omega_{c} + 2KK_{i}\omega_{c})S + \omega_{c}^{2} + 2KK_{i}\omega_{c}^{2} + KK_{p}\omega_{r}^{2}}{Ls^{3} + AS^{2} + BS + C}$$

$$\Phi_{en}(s) = \frac{I_o(s)}{N(s)} = \frac{-(S^2 + \omega_c^2 + \omega_r^2 + 2S\omega_c)}{LS^3 + AS^2 + BS + C}$$
(17)

式中: $A = R + KK_p + 2L\omega_c$ ,  $B = (2R + 2KK_p)\omega_c + L\omega_c^2 + L\omega_r^2 + 2KK_i\omega_c$ ,  $C = (R + KK_p)(\omega_c^2 + \omega_r^2) + 2KK_i\omega_c^2$ .

当 $s=j\omega r$ ,  $|\Phi_e(s)|\approx 1$ ,  $\angle \Phi_e(s)\approx 0$ , 表明逆变 器输出电流的幅值与相位都跟随给定电流值。  $|\Phi_{en}(s)|\approx 0$ ,  $\angle \Phi_{en}(s)\approx 0$ , 表明该控制策略可抗扰 动。当 $s=-j\omega r$ 时,结果相同,证明了此控制策略可 对负序分量进行抑制。因此,当逆变器输出电压不 平衡时,也能使用改进型 QPCI 对输出电流进行有 效控制,控制结构图如图 5 所示。从 PI 控制结构图 与改进的 QPCI 控制结构图对比可以看出, PI 控制 系统结构繁琐,处理器运算更为复杂, 而且需要经过 多个滤波器,信号采样延迟,在负载发生突变时不能 及时闭环控制。而改进的 QPCI 控制减少了滤波器 与坐标变换的使用,结构更为简洁,能在发生扰动后 及时调整。



图 5 改进型 QPCI 控制结构图

为了分析改进型 QPCI 控制器参数对系统的影响,绘制了不同  $K_p$ 、 $K_i$ 和  $\omega_c$ 时的 Bode 图。如图 6 所示,在谐振频率处,消除了系统增益的无穷大,使系统更加稳定,相位偏移为零。

 $K_p$ 在低频和高频时都会影响幅值增益和相位 裕度。 $K_p$ 越大,非谐振频率处振幅增益越大,系统 的动态响应越快。 $K_i$ 影响谐振频率下的振幅增益。  $K_i$ 值越大,谐振频率处振幅增益越大,稳态误差越 小,稳定性越差。控制器的带宽主要由 $\omega_e$ 决定, $\omega_e$ 越大带宽越大,适当选取 $\omega_e$ 可在电网频率发生波动 时仍能较好控制。



图 6 改进型 QPCI 的 Bode 图

为了比较和分析 PI 控制器和改进型 QPCI 控制器的幅频特性,绘制了 Bode 图,如图 7 所示。两种控制器的幅频特性存在较大差异。PI 控制器在 0 Hz 时幅值增益很大,闭环可以实现对直流量的无静差跟踪,但在交流量时幅值增益很小,控制交流量的能力较弱。改进的 QPCI 控制器在谐振频率下的幅值增益很大,可以对指定频率信号的交流量实现无静差控制。



### 3 仿真分析与实验结果验证

#### 3.1 Simulink 仿真分析

为了验证本文提出的控制策略的有效性,在 MATLAB 中建立了不平衡负载条件下的逆变器的 仿真模型,三相逆变器控制系统参数如表1所示。

参数		数值
直流侧电压有效值		50 V
滤波电感		3 mH
滤波电容		4.7 μF
输出电流		1 A
开关频率		10 kHz
A、B 相额定负荷		30 Ω
C 相额定负荷		10 Ω
改进的 QPCI 控制	$\boldsymbol{\omega}_{c}$	5 rad/s
	$K_P$	0.05
	$K_i$	50
PI 控制	$K_P$	0.3
	$K_i$	0.7

表1 系统参数

逆变器开环的电流波形如图 8(a) 所示,一旦负 载发生较大不平衡,就会对负载电流波形产生影响, 使三相电流不完全对称。当改进型 QPCI 控制器用 于负载不平衡逆变器时,输出电流波形如图 8(b) 所 示。当使用双 PI 控制器时,输出电流波形如图 8(c) 所示。

由仿真可知,一旦负载发生较大的不平衡,由双 PI 控制器控制的电流可以在 2.2 s 时被抑制,由改 进型 QPCI 控制器控制的电流在 0.1 s 内迅速得到 控制。显然,双 PI 控制器虽可以抑制负序分量,但 动态性能较差。而改进的 QPCI 控制器补偿了 PI 控制的缺陷,能够快速消除二倍频分量,控制电流的 不平衡,从而提高负载侧电能的质量。

相较于图 8(c)改进型 QPCI 控制器的参数, 图 9(a)为 *K<sub>p</sub>*减小时负载电流波形,负载电流在 0.1 s 内得到控制,*K<sub>p</sub>*调节稍慢,变化不明显;图 9(b)为



 $K_p$  增大时负载电流波形,系统动态性能改善,但启动有超调量,稳定性变差。图 10(a)为 $K_i$  减小时负载电流波形,此时启动冲击电流减小,但稳态误差较大;图 10(b)为 $K_i$  增大时负载电流波形,此时启动冲击电流增大,系统稳定性变差。图 11(a)为谐振频率 $\omega_r$ 为49.5 Hz, $\omega_e$  减小时负载电流波形,此时控制不能满足要求。图 11(b)为 $\omega_e$  增大时负载电流 波形,此时控制效果良好。因此 $\omega_e$  应适当调整数值,在电网允许波动的范围内实现对负载电流的控制。

在应用改进型 QPCI 控制器时,应综合考虑稳

态、动态性能要求,多次调节控制器参数。表1控制器参数为本文仿真最终选择参数。



图 11  $\omega_c$  变化时负载电流波形

#### 3.2 实验验证

为了进一步验证本文所提控制策略的正确性, 搭建了基于 TMS320F28335 型 DSP 的实验平台,系 统平台参数与仿真一致,控制器参数选择方法与仿 真一致。逆变器输出接至滑线变阻器,调整 3 个滑 线变阻器至不同阻值,用于模拟负载的不平衡,在此 条件下验证不同控制策略下系统对负序分量的抑制 情况。

图 12(a)为负载不平衡情况下开环控制的实验 结果,可以看出负载的不平衡导致了负载电流的不 平衡。图 12(b)为双 PI 控制的实验结果,图 12(c) 为改进型 QPCI 控制的实验结果。与上文理论分析 一致,双 PI 控制器与改进型 QPCI 控制器虽然都能 控制负载电流的负序分量,使负载电流达到平衡,但 改进型 QPCI 控制器能够在半个周期内有效抑制不 平衡负载的负序分量,双 PI 控制器需要在两个周期 后有效抑制负序分量,改进型 QPCI 的控制速度远 高于双 PI 控制。



图 12 负载电流波形

图 13(a) 为双 PI 控制器的负载电流畸变率,图 13(b) 为改进型 QPCI 控制器的负载电流畸变率。可以看出改进型 QPCI 控制器的 THD 远低于双 PI 控制器,THD 从 2.2%降为 1.0%。实验结果验证了改进型 QPCI 控制器的优越性。



### 4 结论

针对不平衡负载情况下的三相逆变器,本文提 出了一种改进型准比例复数积分控制器,分析了控 制器参数对系统性能的影响。仿真与实验结果表 明,在 αβ 静止坐标系下,采用此控制策略可有效抑 制负序分量,减小跟踪交流信号的稳态误差,降低电 流畸变率。与双 PI 控制策略相比,改进的 QPCI 算法无需经过滤波器与 αβ/dq 的坐标变换,简化了控制结构,具有较好的动态性能。实验结果证明了改进型 QPCI 控制策略的正确性与可行性。

本文只针对逆变器,在三相不平衡负载条件下 验证了该电流控制策略,后续将在并网条件下对三 相电网电压不平衡的控制进行更深入的研究。

#### 参考文献:

- [1] 韦徽,茹心芹,石伟,等.适用于不平衡负载工况下的微网逆变 器控制策略[J].电力系统自动化,2016,40(20):76-83.
- [2] 年珩,杨洪雨.不平衡运行工况下并网逆变器的阻抗建模及稳定性分析[J].电力系统自动化,2016,40(10):76-84.
- [3] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京:机械工业出版 社,2005:193-199.
- [4] 陈鹏伟,肖湘宁,陶顺. 直流微网电能质量问题探讨[J]. 电力 系统自动化,2016,40(10):148-159.
- [5] 王吉彪,陈启宏,刘莉,等.面向微电网三相电压不平衡补偿的 逆变器并网控制[J].电力系统自动化,2017,41(8):38-45.
- [6] 陈传梅. 不对称电网条件下三相并网逆变器控制技术研究 [D]. 南京:南京航空航天大学,2012.
- [7] Dang Ke, Zheng Yuhao, Yan Gangui. Improvement Control Research of PV Inverter under Unbalanced Grid Voltage [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2016, 37(8):1958–1964.
- [8] Bai Dan, Cai Zhikai, Peng Li, et al. Study on the Unbalanced Load of a Three-Phase Inverter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2004, 28(9):53-57.
- [9] 王正仕,林金燕,陈辉明,等.不平衡非线性负载下分布式供电 逆变器的控制[J].电力系统自动化,2008,32(1):48-53.
- [10] 赖向东,朱忠尼,吴胜华,等. 基于双环控制的三相逆变电路对称输出研究[J]. 电力电子技术,2014,48(7):7-11.
- [11] 章玮,王宏胜,任远,等.不对称电网条件下三相并网型逆变器 的控制[J].电工技术学报,2010,25(12):103-111.
- [12] Zhao Chencong, Liu Jun, Xie Zhouhua, et al. Coordinate Control of Power/Current for Grid-Connected Inverter Based on PCI Controller under Unbalanced Grid Conditions [J]. Complexity, 2019:1-14.
- [13] 王素娥,吴永斌,郝鹏飞,等. 三相并网逆变器基于 a,b,c 坐标 系的 QPCI 控制策略[J]. 电力电子技术,2019,53(8):32-35.
- [14] Zhang Chunjiang, Guo Zhongnan, Pian Shuaihua, et al. Analysis of Quasi-Proportional Complex Integral Controller and Its Physical Model in Inverter System [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(24):115-125.



**王素娥**(1973—),女,汉族,河北省衡水 市人,硕士,副教授,主要研究方向为电 能变换与电能质量控制策略。