

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.190490

# 不平衡负载下四桥臂逆变器双重准比例复数积分控制策略

徐永海<sup>1</sup>, 张蒙蒙<sup>2</sup>, 杨依睿<sup>1</sup>, 张雪垠<sup>1</sup>, 关金萍<sup>1</sup>, 陈嘉敏<sup>1</sup>

(1. 新能源电力系统国家重点实验室(华北电力大学), 北京 102206; 2. 国家电网天津电力检修公司, 天津 300010)

**摘要:** 逆变器输出特性易受负载影响, 负载不平衡时会导致逆变器三相输出电压不平衡。为了解决电压不平衡问题, 提出了一种双重准比例复数积分(Dual quasi-proportional complex integral, DQPCI)控制器。此控制器不仅可将交流稳态误差控制在较小范围内, 还可有效抑制电压不平衡分量。首先, 基于  $\alpha\beta 0$  静止坐标系下四桥臂逆变器的数学模型, 分析了逆变器的控制原理及 DQPCI 控制器的控制特点。其次, 根据准比例谐振控制器、准比例复数积分控制器及 DQPCI 控制器的数学模型及电路模型, 对比分析了三者之间的异同点及工作性能。此外, 采用伯德图分析了控制器各参数及负载对系统性能影响, 并在空载条件下进行了参数设计及校验。最后利用 PSCAD 进行仿真, 结果验证了所提出控制策略的正确性和有效性。

**关键词:** 四桥臂逆变器;  $\alpha\beta 0$  坐标系; 不平衡负载; 双重准比例复数积分控制器; 电路模型

## Dual quasi-proportional complex integral control strategy of the four-leg inverter with unbalanced load

XU Yonghai<sup>1</sup>, ZHANG Mengmeng<sup>2</sup>, YANG Yirui<sup>1</sup>, ZHANG Xueyin<sup>1</sup>, GUAN Jinping<sup>1</sup>, CHEN Jiamin<sup>1</sup>

(1. State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources, North China Electric Power University, Beijing 102206, China; 2. State Grid Tianjin Power Maintenance Company, Tianjin 300010, China)

**Abstract:** The output characteristics of the inverter are easily affected by the load, and unbalanced load will cause three-phase output voltages unbalance of the inverter. In order to solve the problem of voltage unbalance, the Dual Quasi-Proportional Complex Integral (DQPCI) controller is proposed in this paper. The DQPCI controller can not only control the steady-state error of the AC signal in a small range, but also effectively suppress voltage unbalance components. Firstly, based on the mathematical model of the four-leg inverter, the control principle of the inverter and working characteristics of the DQPCI controller are analyzed in  $\alpha\beta 0$  stationary frame. Secondly, based on the mathematical models and electric circuit models of the quasi-proportional resonant controller, quasi-proportional complex integral controller and dual quasi-proportional complex integral controller, the similarities and differences of working performances among the three controllers are compared and analyzed. In addition, the influences of controller parameters and the load on the system performance are analyzed by the bode diagrams, and the design and verification of the parameters are also carried out under no-load condition. Finally, simulative results with PSCAD verify the correctness and validity of the proposed control strategy.

This work is supported by Beijing Municipal Natural science Foundation (No. 3172036).

**Key words:** four-leg inverter;  $\alpha\beta 0$  frame; unbalanced load; dual quasi-proportional complex integral controller; electric circuit model

## 0 引言

随着分布式发电技术的迅速发展及用电负荷多样性的变化, 微电网以其对分布式能源的有效利用

及灵活智能的控制特点备受关注<sup>[1-4]</sup>。离网模式下, 微电网中的负载功率完全由逆变器电源提供, 逆变器的输出特性直接受负载影响。交流负荷中含有大量的单相负载与三相负载, 容易引起逆变器交流电压不平衡与畸变, 影响微电网系统稳定性<sup>[5-8]</sup>。因此, 研究不平衡负载下逆变器的控制至关重要。

基金项目: 北京市自然科学基金项目资助(3172036)

当逆变器给电机、电阻等无源负荷供电，通常将其控制为电压源<sup>[9]</sup>，常采用电压外环、电流内环的双闭环控制，闭环系统中控制器的选择将直接影响控制系统的工作性能。比例积分(Proportion Integral, PI)控制器简单易实现、技术成熟，在工程上得到广泛应用。但在静止坐标系下，传统的 PI 控制器无法实现对交流信号的无差跟踪，存在稳态误差。针对不平衡负载引起的三相电压不平衡问题，文献[11]提出了一种改进的双环控制策略，通过正负序分解实现对分离出的正负序电压分量值的单独控制，控制结构较为复杂，且正负序分解过程将带来不容忽视的延时和误差。文献[12-13]通过引入准比例谐振(Quasi-Proportional Resonant, QPR)，实现对基波信号的跟踪和负序分量的抑制，保证了三相输出电压的平衡性。文献[14]提出了比例复数积分(Proportional Complex Integral, PCI)控制器，可实现对交流信号的零稳态误差控制，但无法实现对负序分量的有效控制，当三相电压不平衡时需将 PCI 控制器切换至 PR 控制器。文献[15]针对 PCI 控制器在特定频率下的无穷大增益引起的稳定性问题，提出了准 PCI(quasi-PCI, QPCI)控制器，增强了系统的鲁棒性，但仍无法实现对负序分量的有效控制。

本文提出了一种双重准比例复数积分(Dual quasi-PCI, DQPCI)控制器，不仅可以实现对交流信号的准确跟踪，还可对由不平衡负载引起的电压负序分量进行有效抑制。首先在  $\alpha\beta 0$  坐标系下探讨了 DQPCI 控制器的工作特点，然后对 QPR、QPCI 与 DQPCI 三种控制器的电路模型及稳态性能进行了对比分析，并在空载条件下对控制器的参数进行了设计与校验，最后通过仿真验证了所提控制器的有效性。

## 1 逆变器控制原理及控制策略

### 1.1 逆变器控制原理

三相四桥臂逆变器的拓扑结构如图 1 所示，其中： $U_{dc}$  为直流电源电压； $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  为逆变器三相输出电压； $u_n$  为第四桥臂电压； $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  为三相电感电流； $i_n$  为中性线电流； $u_{a0}$ 、 $u_{b0}$ 、 $u_{c0}$  为负载三相电压；滤波电感  $L$  与滤波电容  $C$  构成 LC 滤波器， $L_n$  为中性线电感。

在 abc 坐标系下，当中性线电流  $i_n \neq 0$  时，由于中性线电感的存在，逆变器的桥臂之间存在耦合关系，通常需加入前馈解耦控制以抵消耦合项；而在  $\alpha\beta 0$  坐标系下是完全解耦的，无需加入额外的控制环节<sup>[16]</sup>。因此，本文选择在  $\alpha\beta 0$  坐标系下采用电压与电流双闭环控制，控制框图如图 2 所示。

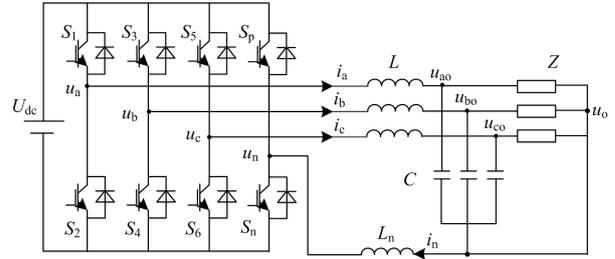


图 1 三相四桥臂逆变器拓扑

Fig. 1 Topology of three-phase four-leg inverter

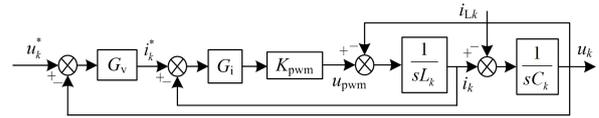


图 2  $\alpha\beta 0$  坐标系双闭环控制框图

Fig. 2 Double closed-loop control diagram in  $\alpha\beta 0$  frame

图 2 中  $k=\alpha, \beta, 0$ ， $L_k$ 、 $C_k$  分别为  $\alpha\beta$  轴上的等效电感、等效电容，其中  $L_{\alpha\beta}=L$ ， $L_0=L+3L_n$ ， $C_{\alpha\beta 0}=C$ 。 $G_v$  为电压环控制器， $G_i$  为电流环控制器， $K_{pwm}$  为三相逆变器等效增益， $u_k^*$  为电压参考信号， $i_k^*$  为电流参考信号， $i_{Lk}$  为负载电流。

由图 2 可以得出单轴双闭环控制系统的传递函数为

$$U_k = H_k(s)U_k^* - Z_k(s)i_{Lk} \quad (1)$$

式中

$$H_k(s) = \frac{G_i G_v K_{pwm}}{L_k C_k s^2 + G_i K_{pwm} s + G_i G_v K_{pwm} + 1} \quad (2)$$

$$Z_k(s) = \frac{sL_k + G_i K_{pwm}}{L_k C_k s^2 + G_i K_{pwm} s + G_i G_v K_{pwm} + 1} \quad (3)$$

$H_k(s)$  为  $k$  轴闭环系统的电压增益，表征了空载时 ( $i_{Lk}=0$ ) 系统输出电压对给定电压信号的跟随性能； $Z_k(s)$  为逆变器在  $k$  轴上的等效输出阻抗。

### 1.2 DQPCI 控制器的提出

从闭环系统输出电压  $U_k$  的表达式可知，电压环控制器  $G_v$  的选择直接影响控制系统的动态和稳态性能。在静止坐标系下，PCI 控制器避免了传统 PI 控制器对交流控制系统带来的幅值和相位误差，实现对交流给定信号的完美复现。

PCI 控制器的传递函数为

$$G_{PCI} = K_p + \frac{K_i}{s - j\omega_r} \quad (4)$$

式中： $K_p$  为比例系数； $K_i$  为复数积分系数； $\omega_r$  为谐振频率，通常取基波频率  $\omega_0$ ，即  $\omega_r = \omega_0$ 。PCI 在  $\omega_0$  处具有无穷大增益，可实现对基频交流信号的无差跟踪，但存在由无穷大增益引起的稳定性问题。

针对 PCI 控制器在特定频率下的无穷大增益引起的稳定性问题, 文献[15]引入带宽系数  $\omega_c$ , 提出了准 PCI(Quasi-PCI, QPCI)控制器。

$$G_{\text{QPCI}} = K_p + \frac{K_i \omega_c}{s - j\omega_r + \omega_c} \quad (5)$$

式中,  $\omega_c$  为通频带宽。QPCI 控制器在基波频率  $\omega_0$  处的增益为  $\sqrt{K_p^2 + K_i^2}$ , 可以避免无穷大增益引起的稳定性问题, 通过调节控制器参数可满足稳态误差要求, 但本质上属于有差控制; 此外, 通频带宽  $\omega_c$  的引入提高了系统频率的抗干扰能力。

当逆变器带三相不平衡负载时, 逆变器三相输出电压不仅含有基频正序分量, 还包含基频负序分量。为了实现对负序分量的有效抑制, 逆变器的等效输出阻抗  $Z_k(s)$  应在负序分量频率  $-\omega_0$  处的值为 0, 即电压环控制器  $G_v(s)$  在  $-\omega_0$  处的增益足够大, 而 PCI 和 QPCI 均不具备上述特性。

为此, 本文在 QPCI 控制器的基础上进行了改进, 加入了负序分量的谐振频率, 提出了一种可有效抑制负序分量的 DQPCI 控制器:

$$G_{\text{DQPCI}} = K_p + \frac{K_i \omega_c}{s - j\omega_r + \omega_c} + \frac{K_i \omega_c}{s + j\omega_r + \omega_c} \quad (6)$$

由 DQPCI 的传递函数可看出, 该控制器具有两个谐振点, 即  $\omega_r$  与  $-\omega_r$ ,  $\omega_r$  设置为基频  $\omega_0$ 。当反馈信号中含有负序分量时, DQPCI 控制器在  $\omega_0$  与  $-\omega_0$  处均具有较大增益, 实现了对交流信号的小稳态误差控制和负序分量的有效抑制。

### 1.3 第四桥臂控制策略

在不平衡负载下, 前三相桥臂只能对正序与负序分量进行控制, 零序分量可利用第四桥臂加以控制。为了使逆变器输出三相对称电压, 可利用第四桥臂控制信号  $u_n$  实现对不平衡分量的完全补偿, 充分发挥第四桥臂的优势<sup>[17]</sup>。

根据三相四桥臂逆变器拓扑可得

$$u_a + u_b + u_c = L \frac{di_n}{dt} + (u_{a0} + u_{b0} + u_{c0}) + 3 \left( L_n \frac{di_n}{dt} + u_n \right) \quad (7)$$

如果  $u_a + u_b + u_c = 0$ , 则有

$$3L_n \frac{di_n}{dt} + L \frac{di_n}{dt} + (u_{a0} + u_{b0} + u_{c0}) + 3u_n = 0 \quad (8)$$

若第四桥臂控制  $u_n$  设计为

$$u_n = -(L_n + \frac{L}{3}) \frac{di_n}{dt} \quad (9)$$

则有  $u_{a0} + u_{b0} + u_{c0} = 0$ , 保证了负载侧三相电压完全对称。考虑系统的动态性能, 在实际控制  $u_n$  中加入  $l(u_{a0} + u_{b0} + u_{c0})$  项对三相输出电压进行快速调节,  $l$  表示常数。

因此, 第四桥臂的控制信号为

$$u_n = (L_n + \frac{L}{3}) \omega^2 \int i_n dt + l(u_{a0} + u_{b0} + u_{c0}) \quad (10)$$

当  $L_n = L$  时, 式(10)简化为

$$u_n = \frac{4}{3} L \omega^2 \int i_n dt + l(u_{a0} + u_{b0} + u_{c0}) \quad (11)$$

## 2 控制器电路模型及性能对比

本文中所讨论的控制器用于电压外环, 使逆变器输出电压无差跟踪给定信号, 因此属于电压跟踪型控制器。DQPCI 控制器是在 QPCI 控制器的基础上增加了负序谐振点实现对负序分量的有效控制, 而 QPR 控制器也能够实现对交流信号的跟踪及负序分量的有效抑制<sup>[18-20]</sup>, 与本文 DQPCI 控制器功能相同。为了进一步分析 QPR 控制器、QPCI 控制器与 DQPCI 控制器的联系与区别, 对 DQPCI 控制器传递函数式(6)进行化简, 可得

$$G_{\text{DQPCI}} = K_p + \frac{K_i \omega_c}{s - j\omega_r + \omega_c} + \frac{K_i \omega_c}{s + j\omega_r + \omega_c} = K_p + \frac{2K_i \omega_c (s + \omega_c)}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2 + \omega_r^2} \quad (12)$$

而 QPR 控制器的传递函数为

$$G_{\text{QPR}} = K_p + \frac{2K_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_r^2} \quad (13)$$

式中  $K_r$  为谐振增益系数, 与 DQPCI 中的  $K_i$  系数作用相同。从控制器的传递函数来看, 式(5)、式(12)和式(13), QPCI、DQPCI 与 QPR 控制器中的控制系数数量及作用相同, 但传递函数的零极点不相同。直接由控制器的传递函数对比其工作性能差异较为困难, 因此, 本文从控制器的电路角度出发, 揭示控制器的物理本质及控制原理。

### 2.1 QPR 电路模型及稳态性能

电压跟踪型控制器实现被控对象的输出电压  $u_k$  跟踪指令电压  $u_{\text{ref}}$ , 偏差信号  $u_e$  输入到控制器进行调节, 得到输出的控制电流信号  $i_{\text{ref}}$ , 作为电流内环的给定信号。

由式(13)可知, 电压跟踪型 QPR 控制器的数学模型为

$$\begin{aligned} \frac{i_{\text{ref}}}{u_e} = \text{QPR}_u &= K_p + \frac{2K_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_r^2} = \\ &= K_p + \frac{2K_r \omega_c / s}{1 + \frac{2K_r \omega_c}{s} \cdot (\frac{1}{K_r} + \frac{\omega_r^2}{2K_r \omega_c s})} = \\ &= K_p + \frac{1}{1/(2K_r \omega_c / s) + 1/K_r + 1/(2K_r \omega_c s / \omega_r^2)} = \\ &= 1/R_1 + \frac{1}{R_0 + L_0 s + 1/(C_0 s)} \end{aligned} \quad (14)$$

由式(14)可知, QPR 数学模型中的比例、积分及微分环节可与电路图中的电阻、电容及电感元件一一对应, 数学模型中的运算法则等效为电路元件的串并联。因此, 根据 QPR 控制器的数学模型绘制其对应的框图模型和电路模型<sup>[16]</sup>, 如图 3 所示。

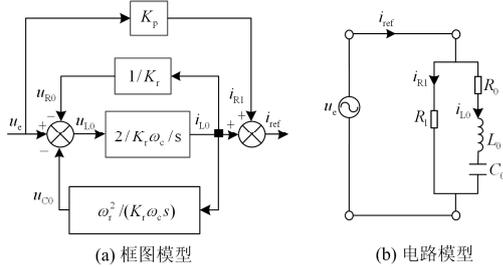


图 3 QPR 控制器模型

Fig. 3 Diagrams of the QPR controller

对比图 3 所示的控制器框图模型与电路模型, 两者参数之间的对偶关系为

$$\begin{cases} R_{k1} = 1/K_p \\ L_0 = 1/(2K_r\omega_c) \\ C_0 = 2K_r\omega_c/\omega_r^2 \\ R_0 = 1/K_i \end{cases} \quad (15)$$

控制器的等效 LC 串联谐振的物理意义在于, 控制器的端电压  $u_e$  与控制器的输出电流  $i_{ref}$  是成正比的, 因此可以保证控制器无相位差地跟踪指令信号。控制器电路模型的等效阻抗值直接影响幅值误差, 若等效阻抗为零, 则可以实现对给定信号的无幅值误差的控制。

电路模型中等效  $L_0C_0$  串联支路在  $\omega_n$  处发生串联谐振而短路,  $\omega_n$  如式(16)所示。

$$\omega_n = \pm 1/\sqrt{L_0C_0} = \pm \omega_r \quad (16)$$

由式(16)可知, 在  $\pm\omega_r$  处  $L_0C_0$  均能发生串联谐振, 因此, QPR 控制器具有两个谐振点, 且在谐振频率处  $L_0C_0$  串联支路的等效阻抗为  $Z_{L_0C_0}=R_{c0}$ , QPR 电路模型等效阻抗值为  $R_1//Z_{L_0C_0}$ 。

由于等效的电容“隔直通交”、电感“通直阻交”的物理特性, 在低频段, 以特殊的直流信号为例, 电容  $C_0$  开路、电感  $L_0$  短路, 此时  $L_0C_0$  支路开路, QPR 电路模型等效阻抗值为  $R_1$ 。在高频段, 电容  $C_0$  短路、电感  $L_0$  开路, 此时  $L_0C_0$  支路开路, QPR 电路模型等效阻抗值为  $R_1$ 。

## 2.2 QPR 电路模型及稳态性能

文献[15]仅对电流型 QPCI 控制器的物理模型进行了分析, 并未考虑电压型 QPCI 控制器的物理模型。本文以  $\alpha$  轴为例, 并参考文献[15]提出的电流型 QPCI 框图模型, 给出了电压型 QPCI 控制器框图

模型, 如图 4 所示。QPCI 控制器中存在的复数  $j$ , 可利用  $\alpha\beta$  轴之间的耦合关系  $\alpha=j\beta$  实现<sup>[11,15,17,21]</sup>。

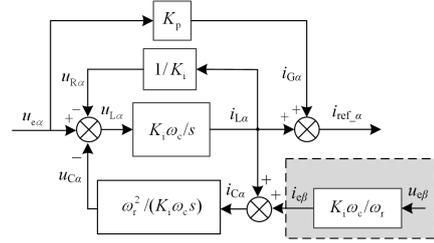


图 4 电压型 QPCI 控制器框图模型

Fig. 4 Control block diagram of the QPCI controller

由图 4 可知, 将误差电压  $u_{e\alpha}$  乘以  $K_p$  后视为电流  $i_{Rk1}$ , 可将系数  $1/K_p$  等效为电阻  $R_{k1}$ , 以此类推, 等效电感电压  $u_{L\alpha}$  除以感抗  $jX_L=sL_k$  得到电感电流  $i_{L\alpha}$ , 等效电容电流  $i_{C\alpha}$  乘以容抗  $jX_C=1/(sC_k)$  得到等效电容电压  $u_{C\alpha}$ 。将图 4 中的干扰量  $\beta$  轴的误差电压  $u_{e\beta}$  乘以系数  $K_i\omega_c/\omega_r$  后等效为误差电流信号  $i_{e\beta}$ 。以上述  $\alpha$  轴的结构模型为基础, 建立电压型 QPCI 控制器的电路模型及等效电路模型<sup>[9]</sup>, 如图 5 所示。同理,  $\beta$  轴的电路模型推导同上, 此处不再赘述。

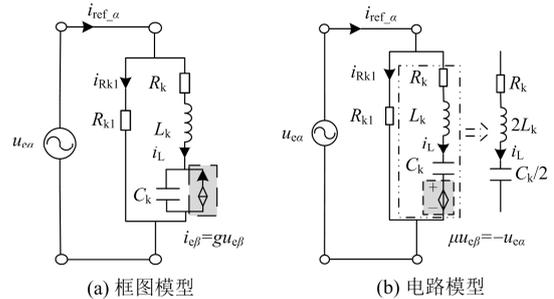


图 5 QPCI 控制器模型

Fig. 5 Diagrams of the QPCI controller

对比图 4 所示的控制器框图模型与图 5 所示的电路模型, 可以发现两者之间的对偶关系为

$$\begin{cases} R_{k1} = 1/K_p \\ L_k = 1/(K_i\omega_c) \\ C_k = K_i\omega_c/\omega_r^2 \\ R_k = 1/K_i \end{cases} \quad (17)$$

图 5(a)中等效电容  $C_k$  两端并联的受控电源为电压控制电流源, 利用戴维南定理可将图 5(a)变换为图 5(b), 其中电压控制电流源的受控源与电容  $C_k$  并联等效为电压控制电压源的受控源与电容  $C_k$  串联, 由于  $u_{e\alpha}$  与  $u_{e\beta}$  幅值相同相位相差  $90^\circ$ <sup>[15]</sup>, 图 5(b)中的含受控电压源的  $L_kC_k$  支路等效为右侧所示支路。因此, 两种形式的受控源表达式分别为

$$i_{e\beta} = g u_{e\beta} = \frac{K_i\omega_c}{\omega_r} u_{e\beta} = u_{e\beta}\omega_r C_k \quad (18)$$

$$\mu u_{e\beta} = i_{e\beta} X_{C_k} = \frac{u_{e\beta} \omega_r C_k}{j \omega_r C_k} = -j u_{e\beta} = -u_{e\alpha} \quad (19)$$

式中:  $g$  为转移电导;  $\mu$  为转移电压比。

电路模型等效串联支路  $L_k C_k$  在  $\omega_n$  处发生串联谐振而短路,  $\omega_n$  如式(20)所示。

$$\omega_n = \pm 1 / \sqrt{L_k C_k} = \pm \omega_r \quad (20)$$

$i_e^\beta$  与  $u_e^\beta$  同相位<sup>[15]</sup>, 由式(18)可知, 式(20)中的  $\omega_n$  必须为正数, 因此, QPCI 控制器仅有一个谐振点  $\omega_r$ , 在谐振频率处可实现对交流给定信号的控制, 但无法有效抑制负序分量。

由图 5(b)可知, QPCI 控制器的等效电路模型在谐振频率  $\omega_r$  处, 等效  $L_k C_k$  支路发生串联谐振而短路, 此时  $L_k C_k$  串联支路的等效阻抗为  $Z_{LkCk} = R_k$ , QPCI 电路模型等效阻抗值为  $R_{k1} // Z_{LkCk}$ , 与 QPR 电路模型相等, 因此稳态误差相同。

在低频段, 以特殊的直流信号为例, 电容  $C_k$  开路、电感  $L_k$  短路, 由图 5(a)可知, 此时  $L_k C_k$  支路等效为受控电流源  $i_e^\beta$ ,  $Z_{LkCk} = 1/g = \omega_r / (K_i \omega_c)$ , QPCI 电路模型等效阻抗值  $R_{k1} // Z_{LkCk}$ , 与 QPR 相比较小, 因此低频段稳态性能较好。在高频段, 电容  $C_k$  短路、电感  $L_k$  开路, 由图 5(b)可知, 此时  $L_k C_k$  支路开路, QPCI 电路模型等效阻抗值为  $G_0$ , 与 QPR 电路模型相等, 因此高频段稳态特性相同。

### 2.3 QPR 电路模型及稳态性能 DQPCI 电路模型及稳态性能

由式(12)可知, 电压跟踪型 DQPCI 控制器的数学模型为

$$\begin{aligned} \frac{i_{\text{ref}}}{u_c} = DQPCI_u &= K_p + \frac{2K_i \omega_c (s + \omega_c)}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2 + \omega_r^2} = \\ &= K_p + \frac{1}{\frac{1}{2K_i} + \frac{s}{2K_i \omega_c} + \frac{1}{2K_i \omega_c s / \omega_r^2 + 2K_i \omega_c^2 / \omega_r^2}} = \\ &= 1/R + \frac{1}{R_c + Ls + 1/(Cs + 1/r_c)} \end{aligned} \quad (21)$$

根据式(21)可绘制电压跟踪型的 DQPCI 控制器框图模型和电路模型, 如图 6 所示。

对比图 6 所示的控制器框图模型与电路模型, 可以发现两者之间的对偶关系为

$$\begin{cases} R = 1/K_p \\ L = 1/(2K_i \omega_c) \\ C = 2K_i \omega_c / \omega_r^2 \\ R_{c1} = 1/(2K_i) \\ R_{c2} = \omega_r^2 / (2K_i \omega_c^2) \end{cases} \quad (22)$$

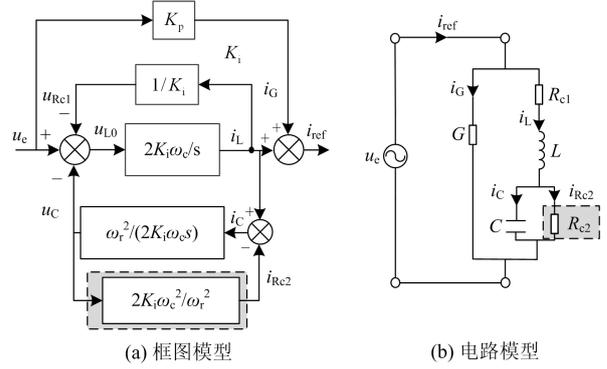


图 6 DQPCI 控制器模型

Fig. 6 Diagrams of the DQPCI controller

QPCI 控制器的等效  $LC$  串联支路的阻抗为

$$Z_{LC} = \frac{1}{j\omega C + 1/R_{c2}} + j\omega L + R_{c1} \quad (23)$$

电路模型等效串联支路  $LC$  在  $\omega_n$  处发生串联谐振而短路,  $\omega_n$  如式(24)所示。

$$\omega_n = \pm (1/\sqrt{LC}) \cdot \sqrt{1 - L/(R_{c2}^2 C)} \quad (24)$$

在实际控制系统中,  $\omega_c \ll \omega_r$ , 此时,  $L \ll R_{c2}^2 C$ ,  $\pm \omega_r$  处  $LC$  均能发生串联谐振, 因此, DQPCI 控制器具有两个谐振点, 与 QPR 控制器具有近似相同的谐振角频率。当  $\omega_n = \pm \omega_r$  时, 式(23)化简为

$$\begin{aligned} Z_{LC} &= \frac{R_{c2}}{1 + (\omega_n C R_{c2})^2} + R_{c1} = \\ &= \frac{1}{2K_i} \left( 1 + \frac{(\omega_r / \omega_c)^2}{1 + (\omega_r / \omega_c)^2} \right) \approx 1/K_i \end{aligned} \quad (25)$$

DQPCI 的电路模型等效阻抗值为  $R // Z_{LC}$ , 与 QPR、QPCI 电路模型等效阻抗值近似相等, 因此稳态误差相同。

在低频段, 以特殊的直流信号为例, 电容  $C$  开路、电感  $L$  短路, 由图 6(b)可知, 此时  $LC$  支路等效阻抗

$$Z_{LC} = R_{c1} + R_{c2} = \frac{1}{2K_i} \left( 1 + \frac{\omega_r^2}{\omega_c^2} \right) \quad (26)$$

DQPCI 电路模型等效阻抗值为  $R // Z_{LC}$ , 与 QPR 相比较小, 与 QPCI 相比较小, 因此低频段稳态性能介于 QPR 与 QPCI 控制器之间。在高频段, 电容  $C$  短路、电感  $L$  开路, 此时  $LC$  支路开路, DQPCI 电路模型等效阻抗值为  $R$ , 与 QPR 及 QPCI 电路模型等效阻抗值完全相等, 因此高频稳态特性相同。

为了进一步验证 QPR、QPCI 与 DQPCI 控制器电路模型理论分析的正确性, 绘制了三个控制器的伯德图(控制器参数完全相同), 如图 7 所示。

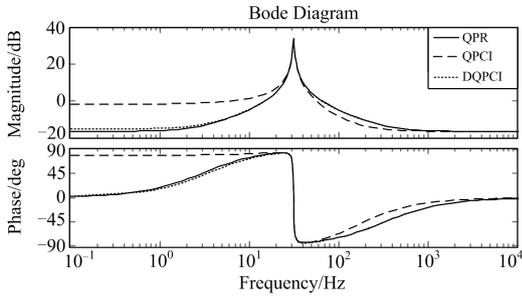


图 7 QPR、QPCI 与 DQPCI 控制器伯德图

Fig. 7 Bode diagrams of the QPR, QPCI and DQPCI controllers

由图 7 可看出，在低频段，QPR 与 DQPCI 的幅频、相频特性较为接近，与 QPCI 的差异较大，QPR 的幅值最小，QPCI 的幅值最大，DQPCI 介于两者之间。由等效输出阻抗  $Z_k$  的表达式可知，电压控制器在扰动频率处幅值增益越大，则  $Z_k$  数值越小，即抗扰性能越好。因此，对于低频分量扰动，QPCI 的抗扰性能最优，DQPCI 次之，而 QPR 相对最差。

在谐振频率处，三者的幅值增益均较大，则系统的电压增益  $H_k$  接近 1，因此，三个控制器均具备对交流信号准确跟踪的性能；在高频段，三者的幅频、相频特性一致。与控制器的电路模型分析结论相同。

### 3 DQPCI 参数设计及校验

#### 3.1 DQPCI 参数影响

为了分析 DQPCI 控制器参数对系统的影响，绘制了不同  $K_p$ 、 $K_i$  和  $\omega_c$  时 DQPCI 控制器的伯德图如图 8 所示。

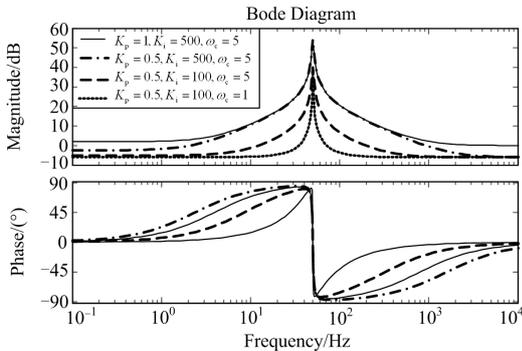


图 8 DQPCI 控制器伯德图

Fig. 8 Bode diagrams of the DQPCI controller

从图 8 可看出， $K_p$  影响低频与高频处的幅值增益和相位裕度， $K_p$  越大幅值增益越大。 $K_i$  影响谐振频率处的幅值增益， $K_i$  越大幅值增益越大，系统的稳态误差越小，但稳定性变差。 $\omega_c$  主要决定控制器谐振点的带宽， $\omega_c$  越大带宽越大，对谐振处的增益

与相位没有影响。

#### 3.2 负载变化对稳定性影响

当分析系统的稳定性能时，负载的大小将直接影响逆变器的工作性能，因此，有必要考虑负载变化对系统稳定性的影响。本节基于参数根迹法，通过观察闭环系统极点分布，分析负载对系统稳定性的影响。

当逆变器带负载时，由图 2 可得

$$i_{Lk} = \frac{U_k}{Z} \quad (27)$$

$$G_o(s) = \frac{G_i G_v K_{pwm} Z}{L_k C_k Z s^2 + (G_i K_{pwm} C_k Z + L_k) s + G_i K_{pwm} + Z} \quad (28)$$

$G_o(s)$  表示带负载时系统的开环传递函数，由式(28)可得闭环系统的特征方程为

$$1 + \frac{G_i G_v K_{pwm} Z}{L_k C_k Z s^2 + (G_i K_{pwm} C_k Z + L_k) s + G_i K_{pwm} + Z} = 0 \quad (29)$$

选择负载  $Z$  作为可调参数时，将式(29)转换为式(30)的形式

$$1 + \frac{Z \cdot (L_k C_k s^2 + G_i K_{pwm} C_k s + G_i G_v K_{pwm})}{L_k s + G_i K_{pwm}} = 0 \quad (30)$$

根据式(30)绘制可调参数  $Z$  的参数根迹如图 9 所示。

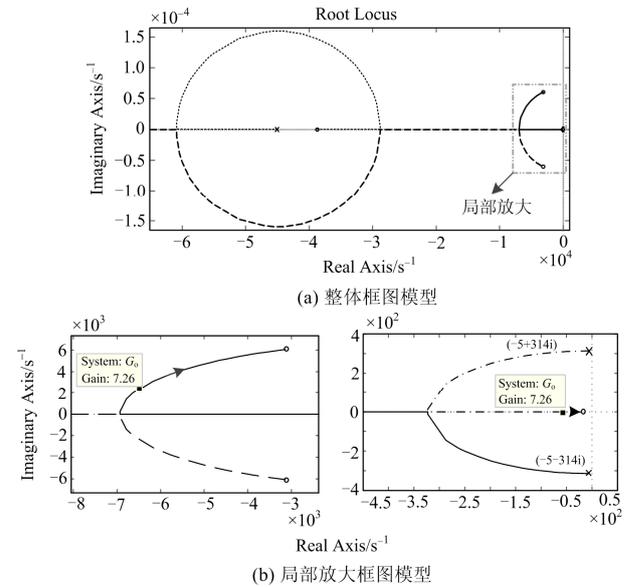


图 9 负载变化的参数根迹

Fig. 9 Parameter root locus with load fluctuation

由图 9(a)可得系统在  $Z=0$  时的主导极点为  $(-5+314i)$  和  $(-5-314i)$ 。极点  $(-5-314i)$  随  $Z$  变化时的

根轨迹如图 9(b)的左图所示, 极点 $(-5+314i)$  随  $Z$  变化时的根轨迹如图 9(b)的右图所示。由图 9(b)可知, 当负载  $Z$  从  $7.26 \Omega$  到 $+\infty$ 变化时(额定负载为  $7.26 \Omega$ ), 主导极点向右平面移动, 相对稳定性变差, 稳定裕度减小。负载为空载时, 系统稳定性最差。因此, 在空载条件下设计得到的控制器参数, 一定能满足任意负载条件下的系统稳定性要求。

### 3.3 控制器参数设计及校验

由 3.2 节可知, 空载时系统的稳定性最差, 因此本文从空载条件出发进行控制器参数设计。

#### 1) 电流内环参数设计

本文中电流内环控制器选择比例调节器, 空载时  $i_{Lk}=0$ , 图 2 可等效为图 10 所示的控制框图。

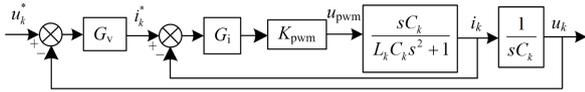


图 10 等效控制框图

Fig. 10 Equivalent control block diagram

电流内环的穿越频率选择, 应在稳定性和系统的动态响应中得到一个比较折中的选择<sup>[22]</sup>。一般选择穿越频率  $f_{ci}$  为  $LC$  滤波器的转折频率  $f_n$  的  $1/10$ 。在  $f_{ci}$  处, 加入电流控制器  $G_i$  补偿后电流内环的开环增益  $T_1(s)$  为 1, 因此,

$$f_{ci} \approx \frac{1}{10} f_n = \frac{1}{10} \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (31)$$

$$T_1(s) = \frac{G_i K_{pwm} C s}{L C s^2 + 1} \Big|_{s=j2\pi f_{ci}} = 1 \quad (32)$$

式中  $K_{pwm}=U_{dc}/2$ , 由式(31)、式(32)求得  $G_i=0.24$ 。

#### 2) 电压外环参数设计

由于  $\omega_c$  主要影响系统在谐振点的带宽, 因此可单独设计。考虑到逆变器并网时电压频率允许波动范围为  $\pm 0.5$  Hz, 以及频率裕度要求, 一般选取  $\omega_c=5\sim 10$  rad/s<sup>[15]</sup>, 本文选择  $\omega_c=5$  rad/s。

电压外环被控系统的开环传递函数为

$$T_2(s) = \frac{G_i K_{pwm}}{L C s^2 + G_i K_{pwm} C s + 1} \quad (33)$$

设计电压外环参数时, 被控对象  $T_2(s)$  可以等效为比例系数  $K_{eq}$ <sup>[22]</sup>。

$$K_{eq} = |T_2(s)|_{s=j2\pi \times 50} \quad (34)$$

为了避免电压环和电流环之间相互影响, 一般设计电压环带宽远小于电流环带宽<sup>[23]</sup>。电压外环的穿越频率  $f_{cv}$  设置在  $f_{ci}$  的  $1/10$  附近。加入  $G_v$  补偿后电压外环的开环传递函数为

$$T_3(s) = K_{ep} \left( K_{ep} + \frac{K_i \omega_c}{s - j\omega_c + \omega_c} \right) \quad (35)$$

在电压外环穿越频率  $f_{cv}$  处,  $T_3(s)$  回路增益为 1, 通过计算可得  $K_p=0.15$ ,  $\omega_c=5$  rad/s,  $K_i=49.6$ 。

#### 3) 参数选取与校验

考虑到  $K_i$  主要影响系统在谐振点的幅值增益, 因此在保证系统稳定性的基础上, 应适当增大  $K_i$ , 将  $K_i$  调整为 100。以求得的控制器参数为基础(其中  $K_i=100$ ), 绘制出系统开环伯德图如图 11 所示。

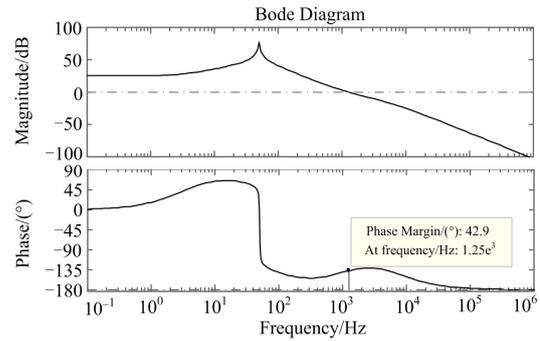


图 11 开环系统伯德图

Fig. 11 Bode diagram of open-loop system

谐振峰值  $M$  与相位裕度  $\eta$  关系<sup>[24]</sup>为

$$\eta = \arccos\left(1 - \frac{1}{2M^2}\right) \quad (36)$$

由图 11 可知, 系统的幅值裕度为无穷大, 相位裕度为  $\eta = 42.9^\circ$ , 由式(36)求得谐振峰值  $M \approx 1.37$ 。对于工程中的控制系统, 最小允许相位裕度控制在  $30^\circ \sim 60^\circ$ <sup>[24]</sup>, 则谐振峰值  $M$  为  $1.0 \sim 1.9$ ,  $K_i$  对应的取值范围为  $47 \sim 173$ 。当  $K_i > 725$  时,  $\eta < 0^\circ$ , 相位裕度为负, 系统不再稳定。因此, 本文设计的控制器参数满足系统的稳态裕量指标。

## 4 仿真结果分析

为验证不平衡负载下, 本文所提控制器的正确性, 在 PSCAD 环境下搭建了额定容量为 20 kW 的逆变器仿真模型。

系统参数: 直流电源电压  $U_{dc}=750$  V, 开关频率  $f_s=10$  kHz, 滤波器  $LC$  中  $L=2$  mH,  $C=25$   $\mu$ F, 中性线电感  $L_n=2$  mH; 控制器默认参数设置为: 电流内环  $G_i=0.24$ ; 电压外环  $G_v$  中  $K_p=0.15$ ,  $\omega_c=5$  rad/s,  $K_i=100(K_r=100)$ ; 不平衡负载参数:  $a$  相空载,  $b$ 、 $c$  相均为额定负载  $7.26 \Omega$ 。

图 12 为逆变器带三相不平衡负载时, 采用 QPCI 控制器, 其输出侧电压波形。可以看出三相电压不完全对称, 幅值存在一定差异。负序与零序不平衡度分别为 2.60%和 0.13%, 由于第四桥臂的

存在零序分量得到了较好补偿, 但负序分量未得到有效抑制, 已超过公共电网中的电压负序限值 2%。

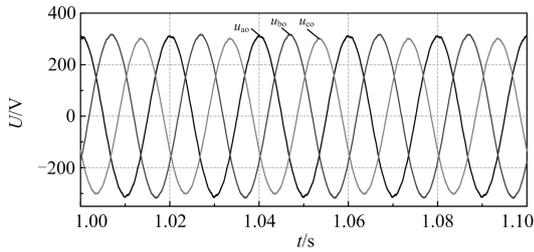


图 12 采用 QPCI 时逆变器输出电压波形  
Fig. 12 Inverter output voltage waveforms with the QPCI controller

图 13 为采用 QPR 控制器, 在相同不平衡负载条件下逆变器输出侧电压波形。可以看出三相电压对称性较好, 幅值差异很小。稳态时的相电压为 219.42 V, 与给定信号的误差为 0.26%, 负序与零序不平衡度分别为 0.76%和 0.14%, 负序与零序分量均得到有效抑制, 保证了负载侧优质的电能质量。

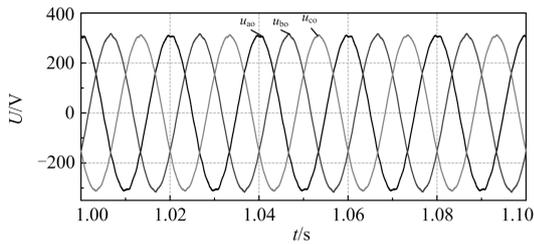
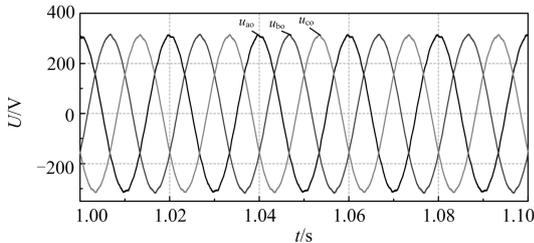
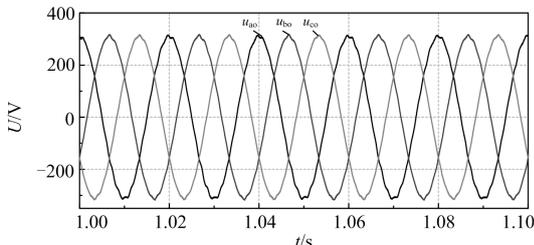


图 13 采用 QPR 时逆变器输出电压波形  
Fig. 13 Inverter output voltage waveforms with the QPR controller

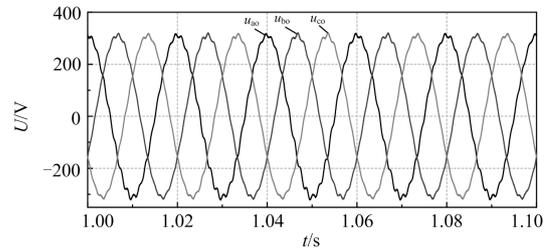
图 14 为逆变器带三相不平衡负载时, 采用 DQPCI 控制器, 取不同  $K_i$  时, 其输出侧电压波形。可以看出三相电压的幅值几乎相等, 差异很小。



(a)  $K_i=47$



(b)  $K_i=100$



(c)  $K_i=800$

图 14 采用 DQPCI 时逆变器输出电压波形( $K_i$  变化)

Fig. 14 Inverter output voltage waveforms with the DQPCI controller ( $K_i$  changed)

根据图 14 的仿真结果, 可得  $K_i$  取不同值时, 逆变器三相输出电压的稳态误差、不平衡度及总畸变率(Total Harmonic Distortion, THD)如表 1 所示。

表 1 不同  $K_i$  时逆变器输出电压波形质量比较

Table 1 Waveform quality comparison of inverter output voltages with different  $K_i$  parameters

$K_i$	47	100	500	800
正序电压/V	219.27	219.46	219.54	219.552
稳态误差/%	0.33	0.25	0.21	0.20
a 相 THD/%	0.99	1.02	1.33	3.46
b 相 THD/%	0.70	0.71	0.85	1.77
c 相 THD/%	0.67	0.68	0.76	1.71
负序不平衡度/%	0.71	0.74	0.84	0.92
零序不平衡度/%	0.13	0.13	0.16	0.25

由表 1 可看出, 随着  $K_i$  的增大, 系统的稳态误差呈现变小趋势, 跟随性能变好。由 3.3 节 DQPCI 控制器的  $K_i$  参数对系统稳定性的影响分析可知,  $K_i$  过大, 系统会发生振荡稳定性下降。表 1 中  $K_i=800$  时, 已接近失稳状态, 输出电压畸变率较大, 当  $K_i$  继续增大时, 系统将完全失稳, 三相输出电压不再为正弦波。在不平衡负载下,  $K_i$  在较大的变化范围内, 始终保证负序零序不平衡分量控制在 1%内, 且三相电压的畸变率较低。因此当  $K_i$  在较为宽泛的范围内变化时, 逆变器输出电压的稳态误差均较小, 且波形畸变率较低, 对称性较好, 表明了控制器具有很强的适用性。

对比图 13 与图 14(b)可发现, QPR 与 DQPCI 控制器均能实现对给定交流信号的准确跟踪, 稳态误差非常接近, 且对负序分量具有较好的抑制作用, 与理论分析一致。

当逆变器直流侧电压源的中点电位发生偏移时, 不仅会引起逆变器输出电压波形质量下降, 还会导致功率开关管因过压而损坏。当逆变器直流侧上下桥臂电压分别为 380 V 与 370 V 时, 采用 DQPCI、

QPR 与 QPCI 控制器时, 逆变器输出电压经过 FFT 分解后的直流分量如图 15 所示。

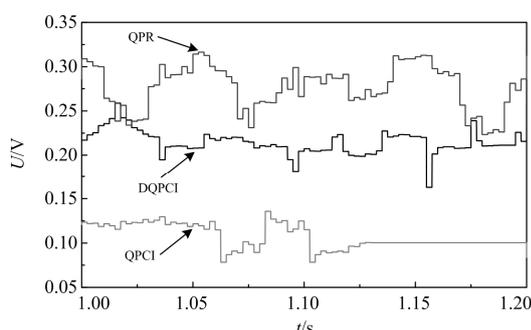


图 15 逆变器输出电压直流分量

Fig. 15 DC component of inverter output voltages

由图 15 可知, 当逆变器直流电压源发生中点偏移时, 采用 QPCI 时逆变器输出电压的直流分量最少, 采用 DQPCI 次之, 采用 QPR 时逆变器输出电压的直流分量最多; 由此说明, QPCI 控制器对直流分量的抑制效果最好, DQPCI 次之, QPR 控制效果最差。验证了对控制器低频特性理论分析的正确性。因此, 与 QPR 控制器相比, DQPCI 的低频特性具有一定优越性。

## 5 结论

本文提出一种双重准比例复数积分 DQPCI 控制器, 有效解决了 QPCI 控制器无法抑制负序分量的问题。利用伯德图、数学模型及电路模型深入分析了 QPCI、DQPCI 及 QPR 控制器三者之间的联系及差异性。三个控制器在基波频率处的等效阻抗值近似相等, 均能实现对交流信号的无相位差及小幅度误差跟踪; 与 QPCI 控制器相比, QPR 与 DQPCI 控制器具有两个谐振频率, 能实现对负序分量的有效抑制; 在低频段, QPCI 控制器的低频特性最好, DQPCI 次之, QPR 最差。

最后, 基于 PSCAD 平台搭建了逆变器的仿真模型, 仿真结果验证了 QPR 与 DQPCI 控制器对负序分量抑制的有效性; DQPCI 控制器对直流分量的抑制效果不及 QPCI, 但优于 QPR 控制器, 与理论分析一致。因此, 综合控制器对负序分量及直流分量的抑制效果, DQPCI 控制器具有更好的性能。

## 参考文献

[1] 李鹏, 窦鹏冲, 李雨薇, 等. 微电网技术在主动配电网中的应用[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(4): 8-16.  
LI Peng, DOU Pengchong, LI Yuwei, et al. Application of microgrid technology in active distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(4): 8-16.

[2] LEE J, GUO J, CHOI J K, et al. Distributed energy trading in microgrids: a game-theoretic model and its equilibrium analysis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(6): 3524-3533.

[3] RAHBAR K, CHAI C C, ZHANG R. Energy cooperation optimization in microgrids with renewable energy integration[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(2): 1482-1493.

[4] CHE L, ZHANG X, SHAHIDEHPOUR M, et al. Optimal interconnection planning of community microgrids with renewable energy sources[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 8(3): 1054-1063.

[5] 周建萍, 王涛, 张纬舟, 等. 基于 FOGI 的微网不平衡负载补偿策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(21): 11-17.  
ZHOU Jianping, WANG Tao, ZHANG Weizhou, et al. Research on compensation strategy of unbalanced load of microgrid based on FOGI[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(21): 11-17.

[6] 张忠, 王建学, 刘世民. 计及网络拓扑下微电网有功调节对电压控制的适应性分析[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(4): 22-29.  
ZHANG Zhong, WANG Jianxue, LIU Shimin. Adaptability of active-power adjustment to voltage control considering network topology of microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(4): 22-29.

[7] HAMZEH M, KARIMI H, MOKHTARI H. Harmonic and negative-sequence current control in an islanded multi-bus MV microgrid[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2014, 5(1): 167-176.

[8] JIN W, LI Y, SUN G, et al. Stability analysis method for three-phase multi-functional grid-connected inverters with unbalanced local loads considering the active imbalance compensation[J]. IEEE Access, 2018: 54865-54875.

[9] 曾正, 邵伟华, 宋春伟, 等. 电压源逆变器典型控制方法的电路本质分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(18): 4980-4989.  
ZENG Zheng, SHAO Weihua, SONG Chunwei, et al. Circuit-based analysis of typical control schemes of voltage-source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(18): 4980-4989.

[10] 刘文军, 周龙, 陈剑, 等. LCL 并网逆变器的电流双闭环控制[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(17): 52-57.  
LIU Wenjun, ZHOU Long, CHEN Jian, et al. Control method for grid-connected inverter with LCL filter by employing dual current closed-loops[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(17): 52-57.

- [11] 王恒利, 付立军, 肖飞, 等. 三相逆变器不平衡负载条件下双环控制策略[J]. 电网技术, 2013, 37(2): 398-404.  
WANG Hengli, FU Lijun, XIAO Fei, et al. A double-loop control strategy for three-phase inverter with unbalanced load[J]. Power System Technology, 2013, 37(2): 398-404.
- [12] 韦徵, 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): 76-82.  
WEI Zheng, RU Xinqin, SHI Wei, et al. Control strategy for microgrid inverter under unbalanced load conditions[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(20): 76-82.
- [13] 韩刚, 蔡旭. 不平衡及畸变电网下并网变流器的比例多谐振电流控制[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(11): 104-112, 119.  
HAN Gang, CAI Xu. Proportional multi-resonance current control of grid-connected converter under unbalanced and distorted grid condition[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(11): 104-112, 119.
- [14] 郭小强, 贾晓瑜, 王怀宝, 等. 三相并网逆变器静止坐标系零稳态误差电流控制分析及在线切换控制研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(4): 8-14.  
GUO Xiaoqiang, JIA Xiaoyu, WANG Huaibao, et al. Analysis and online transfer of stationary frame zero steady-state error current control for three-phase grid-connected inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(4): 8-14.
- [15] 张纯江, 郭忠南, 骈帅华, 等. 逆变器系统中准 PCI 控制器及其物理模型分析[J]. 电工技术学报, 2017, 32(24): 115-125.  
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.
- [16] 周啸, 金新民, 唐芬, 等.  $\alpha\beta$  坐标系下带不平衡负载的三相四桥臂变流器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(19): 3105-3113.  
ZHOU Xiao, JIN Xinmin, TANG Fen, et al. Control of a three-phase four-leg converter powering unbalanced load in  $\alpha\beta$  frame[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(19): 3105-3113.
- [17] 刘秀翀, 张化光, 陈宏志. 四桥臂逆变器中第四桥臂的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(33): 87-92.  
LIU Xiuchong, ZHANG Huaguang, CHEN Hongzhi. Control strategy of fourth leg in four-leg inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(33): 87-92.
- [18] TEODORESCU R, BLAABJERG F, LISERRE M, et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2006, 153(5): 750-762.
- [19] 叶吉亮, 李岚, 刘海霞, 等. 电网电压不平衡及谐波状态下的并网逆变器控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(6): 113-119.  
YE Jiliang, LI Feng, LIU Haixia, et al. Control strategy of grid-connected inverter under unbalanced and harmonic voltage condition[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(6): 113-119.
- [20] 马琳, 金新民, 唐芬, 等. 三相并网逆变器比例谐振控制及其网压前馈问题分析[J]. 电工技术学报, 2012, 27(8): 56-63.  
MA Lin, JIN Xinmin, TANG Fen, et al. Analysis of three-phase grid-connected inverter proportional resonant control and grid voltage feed-forward[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(8): 56-63.
- [21] SHOJI F, RYOTA I. Application of a sinusoidal internal model to current control of three-phase utility interface converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(2): 420-426.
- [22] 霍群海, 李宁宁. 微源逆变器双环控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(增刊 2): 278-284.  
HUO Qunhai, LI Ningning. A two-loop control strategy of micro-source inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(S2): 278-284.
- [23] 关雅娟, 邬伟扬, 郭小强. 微电网中三相逆变器孤岛运行控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(33): 52-60.  
GUAN Yajuan, WU Weiyang, GUO Xiaoqiang. Control strategy for three-phase inverters dominated microgrid in autonomous operation[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(33): 52-60.
- [23] 孙扬声. 自动控制理论[M]. 4 版. 北京: 中国电力出版社, 2007: 145-148.

收稿日期: 2019-05-05; 修回日期: 2019-08-27

作者简介:

徐永海(1966—), 男, 教授, 博士研究生导师, 主要研究方向为电能质量分析与控制、新能源电力系统等; E-mail: yonghaixu@263.net

张蒙蒙(1992—), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子变压器控制与应用; E-mail: zmm\_forever6@163.com

杨依睿(1992—), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子变压器控制与应用。E-mail: yangyirui\_@126.com

(编辑 姜新丽)