

# LCL型逆变器的积分IDA-PBC控制策略

柴秀慧, 张艳蕾, 张迪, 张纯江, 赵晓君

(燕山大学电气工程学院, 河北 秦皇岛 066004)

**摘要:** 本文基于LCL型逆变器采用互联和阻尼分配无源控制设计控制器, 针对控制模型多变量相互耦合和控制结构复杂等问题, 对互联和阻尼分配无源控制(IDA-PBC)模型进行等效处理, 建立IDA-PBC的去耦等效控制模型, 基于该模型提出了一种注入阻尼参数设计方法, 推导计算注入阻尼的大小和范围; 为了减小并网电流的稳态误差, 在IDA-PBC的基础上引入积分控制器, 并提出了一种积分IDA-PBC控制策略, 动态调节时采用注入阻尼, 稳态时采用积分控制, 该控制策略兼顾了系统动静态性能, 提高系统的全局稳定性。最后, 经过实验证明了提出的参数设计方法的合理性以及改进控制策略的可行性。

**关键词:** LCL型逆变器; 互联和阻尼分配; 去耦等效模型; 积分IDA-PBC控制

**DOI:** 10.12067/ATEEE2205006

**文章编号:** 1003-3076(2023)02-0001-11

**中图分类号:** TM464

## 1 引言

随着新能源发电渗透率日益增加, 以及碳达峰碳中和战略的提出, 可再生能源得到大力发展<sup>[1]</sup>。逆变器作为连接系统与电网的关键设备, 从运行角度看, 其稳态与动态性能指标尤为重要<sup>[2]</sup>。由于逆变器模型结构强耦合、高阶、非线性的特点, 采用传统线性控制很难保证逆变器具有良好的动态性能<sup>[3]</sup>, 非线性可以有意地引入到控制系统的控制器部分, 从而可以接纳模型的不确定性。随着控制系统理论不断发展, 反馈线性化理论、滑模变结构理论、自适应控制、无源控制理论等非线性控制方法逐步得到广泛应用<sup>[4,5]</sup>。

针对模块化多电平变换器非线性、强耦合的特点, 文献[6]提出一种参数自适应非线性控制方法, 建立数学模型并根据李雅普诺夫方程设计满足系统稳定性要求的控制变量, 但这种处理不确定系统或时变系统的方法实时性差<sup>[7]</sup>。文献[8]采用滑模变结构控制策略, 利用反馈线性化理论转化为线性模型, 实现解耦控制, 并设计滑模变结构控制器, 使得系统具有良好的动态调节能力和稳态特性, 以及对

参数偏差具有较强的鲁棒性。但是将非线性系统转换成线性系统, 对参数的要求高、控制复杂<sup>[9]</sup>, 而且滑模变结构控制策略中系统的结构是不固定的, 存在抖振问题<sup>[10,11]</sup>。以上提到的控制方法并没有全面地解决电能变换器的控制问题。

对此, 将无源控制理论应用到电力电子技术装置控制中。无源控制的优点是在保证逆变器系统稳定的前提下, 提高逆变器控制系统的动态性能<sup>[12]</sup>。无源控制器设计方法主要有欧拉-拉格朗日(Euler-Lagrange, EL)和端口受控耗散哈密顿(Port-Controlled Hamiltonian systems with Dissipation, PCHD)两种模型。采用EL模型的无源控制可以减小系统的动态超调, 抗干扰性强, 但动态响应速度慢、达到稳态时间长<sup>[13-15]</sup>。实际应用中, 采用PCHD模型设计控制器较为繁琐, 对此, 常采用互联和阻尼分配无源控制(Interconnection and Damping Assignment Passivity Based Control, IDA-PBC)进行设计。

文献[16,17]论述了单相光伏逆变器在强电网并网、弱电网并网和离网三种模式下的控制设计, 基于IDA-PBC模型设计无源控制器, 仿真结果证明无源控制器能很好地适应参数变化, 具有较

收稿日期: 2022-05-09

基金项目: 国家自然科学基金项目(51877187)

作者简介: 柴秀慧(1984-), 女, 山西籍, 讲师, 博士, 研究方向为风力发电变流器及控制、储能系统功率流控制等;  
张艳蕾(1997-), 女, 河北籍, 硕士研究生, 研究方向为逆变器的无源控制及性能。

强的鲁棒性,对各次谐波均有较好的抑制作用。文献[18-20]建立了三相  $LCL$  滤波并网逆变系统的 PCHD 模型,基于间接控制思路设计 IDA-PBC 无源控制器,仿真结果证明该控制方法能够以较快的动态响应速度跟踪给定参考电流,并网功率波动小,有较强的鲁棒性。文献[21-23]基于 IDA-PBC 控制策略进行控制器设计,直流侧采用的是模糊控制的 PI 控制器,在线调整参数大小,与传统 PI 控制性能进行比较,证明了采用无源控制谐波含量更少,鲁棒性更强。

以上无源控制在逆变器的应用中均能有效提高系统的动态性能和抗扰动能力,实现全局稳定。但针对 IDA-PBC 中注入阻尼的参数并未给出具体的设计方案,而且相比于传统控制存在较大的稳态误差,稳态性能欠佳。

本文首先基于 IDA-PBC 对  $LCL$  型逆变器进行性能研究,为解决控制模型多变量相互耦合和控制结构复杂的问题,建立 IDA-PBC 的去耦等效控制模型,并提出一种注入阻尼设计方法。然后,为了减小稳态误差,提出一种积分 IDA-PBC 控制策略。最后,通过实验验证控制策略的可行性。

## 2 基于 IDA-PBC 的控制研究

### 2.1 基于 IDA-PBC 的控制原理

图 1 为  $LCL$  型逆变器拓扑,其中  $V_{dc}$  为储能电池端电压;  $C_1$ 、 $C_2$  为直流母线电容;  $S_1 \sim S_6$  为功率管;  $L_{f1}$ 、 $R_{f1}$  分别为前级桥臂侧滤波电感和线路等效电阻;  $C_f$  为滤波电容;  $L_{f2}$ 、 $R_{f2}$  分别为后级滤波电感和线路等效电阻;  $i_{La}$ 、 $i_{Lb}$ 、 $i_{Lc}$  为前级滤波电感电流;  $i_{Ca}$ 、 $i_{Cb}$ 、 $i_{Cc}$  为电容电流;  $i_{ga}$ 、 $i_{gb}$ 、 $i_{gc}$  为并网电流;  $u_{ga}$ 、 $u_{gb}$ 、 $u_{gc}$  为并网电压;  $N$  为直流母线中点。

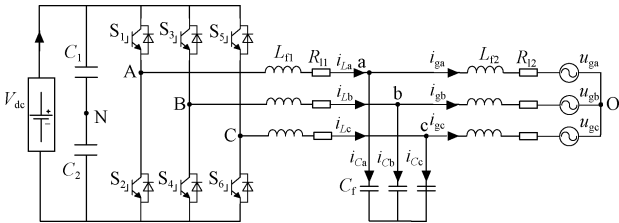


图 1  $LCL$  型逆变器拓扑

Fig.1  $LCL$  inverter topology

选取  $i_{La}$ 、 $i_{Lb}$ 、 $i_{Lc}$ 、 $i_{ga}$ 、 $i_{gb}$ 、 $i_{gc}$ 、 $u_{ga}$ 、 $u_{gb}$ 、 $u_{gc}$  作为状态变量,经坐标变换得到 dq 坐标下数学模型:

$$\begin{cases} L_{f1} \frac{di_{Ld}}{dt} = u_{DN} - R_{f1}i_{Ld} + \omega L_{f1}i_{Lq} - u_{Cd} \\ L_{f1} \frac{di_{Lq}}{dt} = u_{QN} - R_{f1}i_{Lq} - \omega L_{f1}i_{Ld} - u_{Cq} \\ L_{f2} \frac{di_{dg}}{dt} = u_{Cd} - R_{f2}i_{dg} + \omega L_{f2}i_{qg} - u_{dg} \\ L_{f2} \frac{di_{qg}}{dt} = u_{Cq} - R_{f2}i_{qg} - \omega L_{f2}i_{dg} - u_{qg} \\ C_f \frac{du_{Cd}}{dt} = i_{Ld} - i_{dg} + C_f \omega u_{Cq} \\ C_f \frac{du_{Cq}}{dt} = i_{Lq} - i_{qg} - C_f \omega u_{Cd} \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $i_{Ld}$ 、 $i_{Lq}$  为 dq 轴前级滤波电感电流;  $i_{dg}$ 、 $i_{qg}$  为 dq 轴并网电流;  $u_{Cd}$ 、 $u_{Cq}$  为 dq 轴滤波电容电流;  $u_{dg}$ 、 $u_{qg}$  为 dq 轴电网电压;  $u_{DN}$ 、 $u_{QN}$  为 dq 轴逆变器输出端电压;  $\omega$  为电网基波频率所对应的角频率。

IDA-PBC 设计思路是确定一个控制律  $u$ , 使系统的闭环 PCHD 模型为:

$$\dot{x} = [J_d(x) - R_d(x)] \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} \quad (2)$$

式中,  $x$  为状态变量;  $J_d(x)$  为期望的互联矩阵,  $J_d(x) = J(x) + J_a(x)$ ;  $R_d(x)$  为期望的耗散矩阵,  $R_d(x) = R(x) + R_a(x)$ ;  $H_d(x)$  为期望的总能量存储函数,  $H_d(x) = H(x) + H_a(x)$ ;  $J(x)$  和  $R(x)$  分别为互联矩阵和耗散矩阵;  $H(x)$  为哈密顿函数;  $J_a(x)$  和  $R_a(x)$  为待定矩阵;  $H_a(x)$  为待定函数。

根据式(1)和式(2),选取状态变量为:

$$x = [L_{f1}i_{Ld} \quad L_{f1}i_{Lq} \quad L_{f2}i_{dg} \quad L_{f2}i_{qg} \quad C_f u_{Cd} \quad C_f u_{Cq}]^T \quad (3)$$

通过能量分配和注入阻尼的方式,设计矩阵  $J_a(x)$ 、 $R_a(x)$  和矢量函数  $K(x) = \partial H(x)/\partial x$ , 满足:

$$\begin{aligned} [J(x) - R(x)] \frac{\partial H(x)}{\partial x} + g(x)u \\ = [J_d(x) - R_d(x)] \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} \end{aligned} \quad (4)$$

式中,  $g(x)$  为系统结构矩阵,代表系统各个端口之间的特性。

为简化控制器的设计,同时由于 dq 轴的对称性,即令:

$$\begin{cases} J_a = 0 \\ R_a = \text{diag}[r_1 \ r_1 \ r_3 \ r_3 \ r_5 \ r_5] \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $r_1$ 、 $r_3$  和  $r_5$  为注入的阻尼。

设  $K(x)$  为常数,且满足  $K(x^*) = 0$ ,其中,  $x^*$  为状态变量参考信号,则  $K(x)$  各分量取值为:

$$K(x) = \begin{bmatrix} -\frac{L_{l1}i_{Ld}^*}{L_{l1}} - \frac{L_{l1}i_{Lq}^*}{L_{l1}} - \frac{L_{l2}i_{dg}^*}{L_{l2}} - \frac{L_{l2}i_{qg}^*}{L_{l2}} - \frac{C_f u_{Cd}^*}{C_f} - \frac{C_f u_{Cq}^*}{C_f} \end{bmatrix}^T \quad (6)$$

式中,  $i_{Ld}^*$ 、 $i_{Lq}^*$  为滤波电感参考电流;  $i_{dg}^*$ 、 $i_{qg}^*$  为并网参考电流;  $u_{Cd}^*$ 、 $u_{Cq}^*$  为电容参考电流。

将各参数值代入式(4),得状态变量期望值为:

$$\begin{cases} u_{Cd}^* = (R_{l2} + r_3)i_{dg}^* - r_3i_{dg} + u_{dg} - \omega L_{l2}i_{qg}^* \\ u_{Cq}^* = (R_{l2} + r_3)i_{qg}^* - r_3i_{qg} + u_{qg} + \omega L_{l2}i_{dg}^* \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} i_{Ld}^* = i_{dg}^* - \omega C_f u_{Cq}^* + r_5(u_{Cd}^* - u_{Cd}) \\ i_{Lq}^* = i_{qg}^* + \omega C_f u_{Cd}^* + r_5(u_{Cq}^* - u_{Cq}) \end{cases} \quad (8)$$

系统的无源控制律为:

$$\begin{cases} u_{DN} = (R_{l1} + r_1)i_{Ld}^* - \omega L_{l1}i_{Lq}^* + u_{Cd}^* - r_1i_{Ld} \\ u_{QN} = (R_{l1} + r_1)i_{Lq}^* + \omega L_{l1}i_{Ld}^* + u_{Cq}^* - r_1i_{Lq} \end{cases} \quad (9)$$

## 2.2 基于 IDA-PBC 的控制模型等效

根据 2.1 节中采用的 IDA-PBC 控制方法,通过注入阻尼从理论上得到状态变量参考值,而注入阻尼的大小会影响系统动静态性能。因此本文针对 IDA-PBC 控制模型进行等效处理,建立 IDA-PBC 的去耦等效控制模型,然后基于该模型提出一种注入阻尼设计方法,对逆变器电流传递函数进行等效分析,根据频率特性稳定判据来判断注入阻尼的大小和范围。

以 d 轴为例,忽略 q 轴项影响,则 d 轴的控制模型表达式为:

$$\begin{cases} u_{DN} = (R_{l1} + r_1)i_{Ld}^* + u_{Cd}^* - r_1i_{Ld} \\ u_{Cd}^* = (R_{l2} + r_3)i_{dg}^* - r_3i_{dg} + u_{dg} \\ i_{Ld}^* = i_{dg}^* + r_5(u_{Cd}^* - u_{Cd}) \end{cases} \quad (10)$$

根据式(10)绘制 IDA-PBC 控制框图,如图 2 所示,变量之间相互耦合,导致控制结构复杂,增加了注入阻尼参数设计难度。为了简化设计过程,对图 2 进行等效简化,建立了 IDA-PBC 的去耦等效控制模型,等效简化处理具体过程如图 3~图 7 所示。

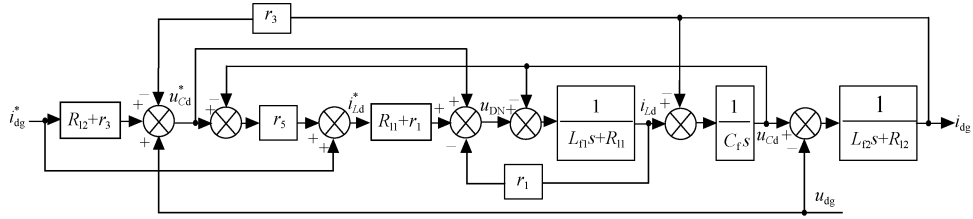


图 2 基于 IDA-PBC 的控制框图

Fig.2 Control block diagram based on IDA-PBC

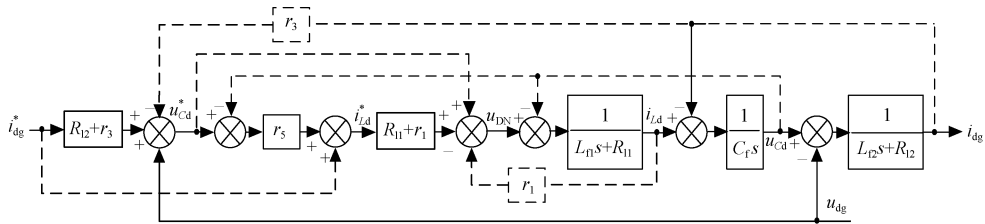


图 3 等效控制框图 1

Fig.3 Equivalent control block diagram 1

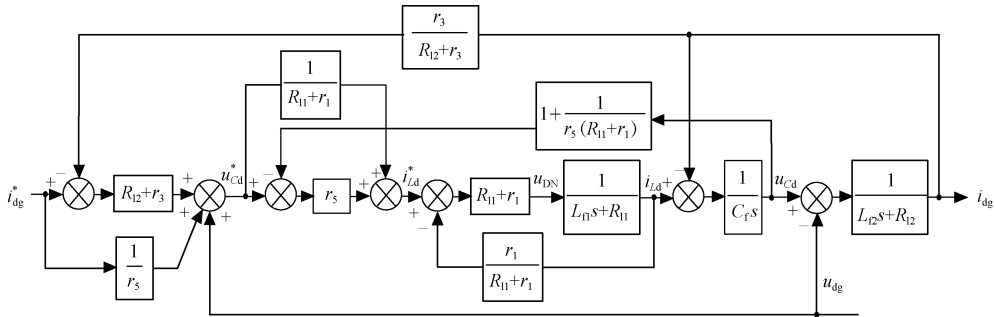


图 4 等效控制框图 2

Fig.4 Equivalent control block diagram 2

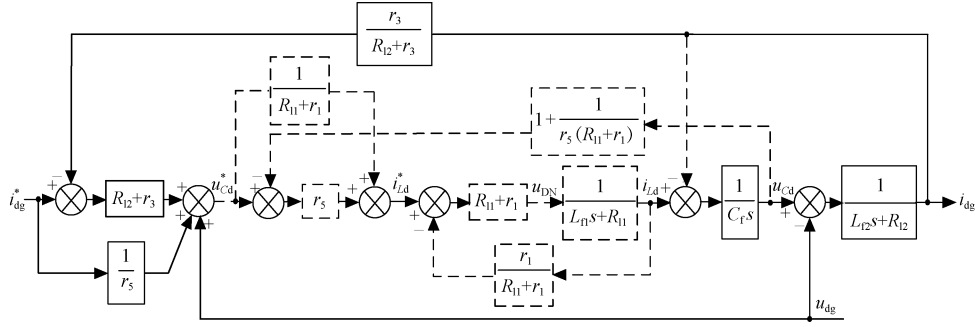


图5 等效控制框图 3

Fig.5 Equivalent control block diagram 3

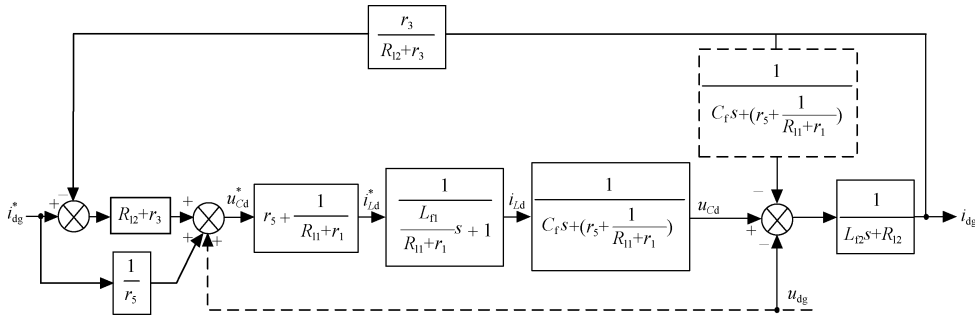


图6 等效控制框图 4

Fig.6 Equivalent control block diagram 4

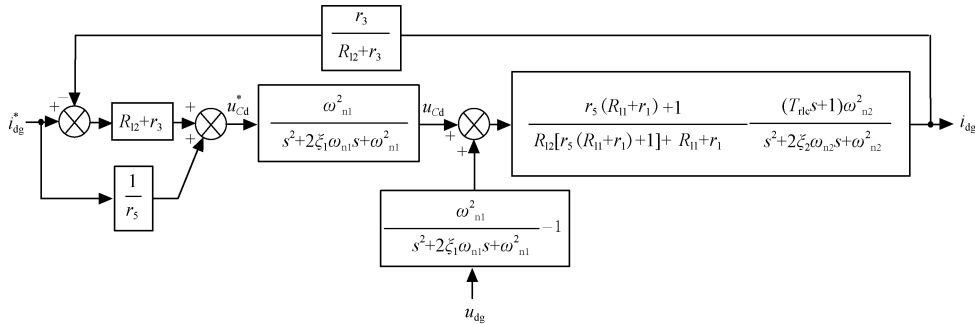


图7 等效控制框图 5

Fig.7 Equivalent control block diagram 5

图7中,  $\omega_{n1}$  和  $\omega_{n2}$  为无阻尼振荡角频率;  $\xi_1$  和  $\xi_2$  为阻尼比;  $T_{rlc}$  为微分时间常数, 而  $\omega_{rlc}$  为对应角频率。各项表达式为:

$$\begin{cases} \omega_{n1} = \frac{\sqrt{r_5 r_1 + 1}}{\sqrt{L_{\Pi} C_f}} \\ 2\xi_1 \omega_{n1} = \frac{r_1}{L_{\Pi}} + \frac{r_5 r_1 + 1}{C_f r_1} \\ \omega_{n2} = \frac{1}{\sqrt{L_{12} C_f}} \\ 2\xi_2 \omega_{n2} = \frac{r_5 r_1 + 1}{r_1 C_f} \\ \omega_{rlc} = \frac{1}{T_{rlc}} = \frac{r_5 r_1 + 1}{C_f r_1} \end{cases} \quad (11)$$

### 3 IDA-PBC 控制的注入阻尼参数设计

#### 3.1 注入阻尼 $r_5$ 和 $r_1$ 的关系

由于  $R_{11}$  和  $R_{12}$  很小, 可忽略不计, 若不考虑电网电压  $u_{dg}$  的干扰, 则图7可变换为如图8所示, 被控对象  $G_{bk}(s)$  的传递函数表达式为:

$$G_{bk}(s) = \frac{\omega_{n1}^2}{s^2 + 2\xi_1 \omega_{n1} s + \omega_{n1}^2} \cdot \frac{r_5 r_1 + 1}{r_1} \cdot \frac{(T_{rlc} s + 1) \omega_{n2}^2}{s^2 + 2\xi_2 \omega_{n2} s + \omega_{n2}^2} \quad (12)$$

开环传递函数表达式为:

$$G_{open}(s) = K_C \frac{\omega_{n1}^2}{s^2 + 2\xi_1 \omega_{n1} s + \omega_{n1}^2} \cdot \frac{(T_{rlc} s + 1) \omega_{n2}^2}{s^2 + 2\xi_2 \omega_{n2} s + \omega_{n2}^2} \quad (13)$$

其中,开环增益  $K_C$  为:

$$K_C = \frac{(r_3 r_5 + 1)(r_5 r_1 + 1)}{r_5 r_1} \quad (14)$$

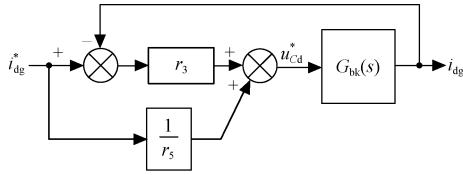


图 8 等效控制框图 6

Fig.8 Equivalent control block diagram 6

为了保证系统的稳定性,要求注入阻尼大于零,即  $r_5 > 0, r_1 > 0$ , 则根据式(11)代入逆变器主电路系统参数,计算得出谐振频率  $\omega_{n1} > \omega_{n2}$ , 阻尼比  $\xi_1 > \xi_2$ , 因此设计时以  $\xi_2$  为主,由式(11)推导出注入阻尼  $r_5$  的表达式为:

$$r_5 = 2\xi_2 \sqrt{\frac{C_f}{L_{l2}}} - \frac{1}{r_1} \quad (15)$$

### 3.2 注入阻尼 $r_1$ 的参数设计方法

因为注入阻尼大于零,即存在约束条件:

$$r_5 = \frac{2\xi_2 C_f}{\sqrt{L_{l2} C_f}} - \frac{1}{r_1} > 0 \quad (16)$$

根据式(16)推导可得注入阻尼  $r_1$  的最小值为:

$$r_1 > \frac{1}{2\xi_2 \sqrt{\frac{L_{l2}}{C_f}}} \quad (17)$$

将式(15)代入  $r_1 r_5 + 1$  可得:

$$r_5 r_1 + 1 = 2\xi_2 r_1 \sqrt{\frac{C_f}{L_{l2}}} \quad (18)$$

则将式(18)代入式(11)整理得到:

$$\begin{cases} \omega_{n1} = \sqrt{\frac{2\xi_2 r_1}{L_{l1} \sqrt{C_f L_{l2}}}} \\ 2\xi_1 \omega_{n1} = \frac{r_1}{L_{l1}} + \frac{2\xi_2}{\sqrt{C_f L_{l2}}} \\ \omega_{n2} = \frac{1}{\sqrt{L_{l2} C_f}} \\ \omega_{rlc} = \frac{2\xi_2}{\sqrt{C_f L_{l2}}} \end{cases} \quad (19)$$

通常为了使系统稳定,且有足够的稳定裕度,一般希望开环对数幅频特性的中频段斜率为  $-20 \text{ dB/dec}$ 。为了保证以  $-20 \text{ dB}$  穿越零轴,期望系统满足  $\omega_{n1} > \omega_{rlc}$ , 因此,假设  $\omega_{n1} = k_1 \omega_{rlc}$  (本文选取  $k_1 = 2$ ),代入式(18)整理得到注入阻尼  $r_1$  为:

$$r_1 = \frac{2\xi_2 k_1^2 L_{l1}}{\sqrt{C_f L_{l2}}} \quad (20)$$

### 3.3 注入阻尼 $r_3$ 的参数设计方法

开环剪切频率  $\omega_c$  的约束条件为:

$$\omega_{rlc} < \omega_c < \omega_{n1} \quad (21)$$

因此,根据上述推导得到开环传递函数对数幅频特性如图 9 所示,可以得到:

$$20\lg(K_C) = 40\lg\left(\frac{\omega_{rlc}}{\omega_{n2}}\right) + 20\lg\left(\frac{\omega_c}{\omega_{rlc}}\right) \quad (22)$$

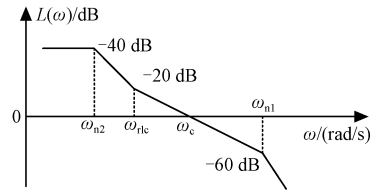


图 9 基于 IDA-PBC 控制开环传递函数幅频特性

Fig.9 Amplitude-frequency characteristics of open-loop transfer function based on IDA-PBC

由此求得开环增益表达式为:

$$K_C = \left(\frac{\omega_{rlc}}{\omega_{n2}}\right)^2 \frac{\omega_c}{\omega_{rlc}} = \frac{\omega_{rlc} \omega_c}{\omega_{n2}^2} \quad (23)$$

则开环剪切频率  $\omega_c$  为:

$$\omega_c = \frac{\omega_{n2}^2 K_C}{\omega_{rlc}} \quad (24)$$

将式(24)代入式(21),整理得注入阻尼  $r_3$  的范围为:

$$\frac{\omega_{rlc}^2}{\omega_{n2}^2} \frac{r_1}{r_5 r_1 + 1} - \frac{1}{r_5} < r_3 < \frac{\omega_{n1} \omega_{rlc}}{\omega_{n2}^2} \frac{r_1}{r_5 r_1 + 1} - \frac{1}{r_5} \quad (25)$$

由此可知,注入阻尼  $r_3$  最小值为:

$$r_{3\_min} = \frac{\omega_{rlc}^2}{\omega_{n2}^2} \frac{r_1}{r_5 r_1 + 1} - \frac{1}{r_5} \quad (26)$$

$r_3$  最大值为:

$$r_{3\_max} = \frac{\omega_{n1} \omega_{rlc}}{\omega_{n2}^2} \frac{r_1}{r_5 r_1 + 1} - \frac{1}{r_5} \quad (27)$$

### 3.4 开环和闭环特性分析

注入阻尼的设计以阻尼比  $\xi_2$  为主,为满足系统性能稳定,取  $\xi_2 = 0.5$ ,代入主电路系统参数式求得  $r_1 = 120.6045, r_5 = 0.1575, r_{3\_min} = -0.3174, r_{3\_max} = 5.7128$ ,此时开环传递函数伯德图如图 10 所示。由图 10 可知,随着注入阻尼  $r_3$  增大,开环增益增大,剪切频率增大,动态响应速度增大,但同时相角稳定裕度减小,折中选取  $r_3 = 4$ 。



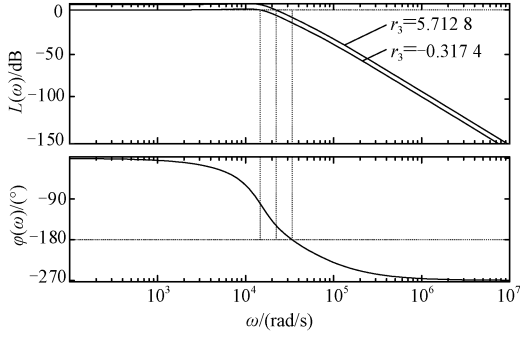


图10 开环传递函数伯德图

Fig.10 Bode diagram of open loop transfer function

根据图8可得系统闭环传递函数表达式为:

$$i_{dg} = \frac{r_3 r_5 + 1}{r_3 r_5} \frac{r_3 G_{bk}(s)}{1 + r_3 G_{bk}(s)} i_{dg}^* \quad (28)$$

根据式(28)进行闭环响应特性分析,d轴并网电流响应波形如图11所示。 $t=0.01\text{ s}$ 时给定参考输入发生阶跃,输出的并网电流 $i_{dg}$ 动态响应超调小、抗扰性能强,但实际输出电流没有完全跟踪上给定参考输入电流,系统存在稳态误差。由此可知,采用IDA-PBC能够有效减小动态超调,提高系统的抗干扰能力,但对稳态性能有不利影响。

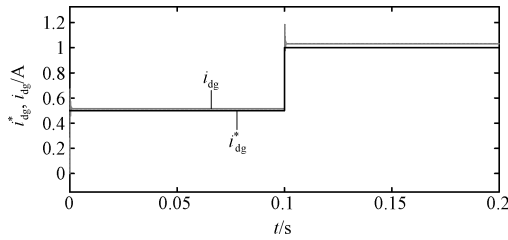


图11 d轴并网电流响应波形

Fig.11 Response waveform of grid connected current of d-axis

## 4 基于积分IDA-PBC的控制研究

### 4.1 LCL型逆变器积分IDA-PBC控制策略

由IDA-PBC控制原理分析可知,系统的动态性能得到极大改善,但存在稳态误差。对于直流系统,采用积分控制器可以减小稳态误差,但如果只采用积分控制器时,动态超调变大,当切入满载时,电流会超过额定值,甚至会损坏器件。因此,本文将IDA-PBC与积分控制相结合,提出一种积分IDA-PBC控制策略,控制框图如图12所示,其中 $u_{dr}$ 、 $u_{qr}$ 为dq轴调制波。

并网功率发生突变,当逆变器给定参考电流与输出电流的误差大于阈值 $e_{th}$ ,并网电流控制采用注入阻尼方法以减小动态超调,通过动态调节系统逐

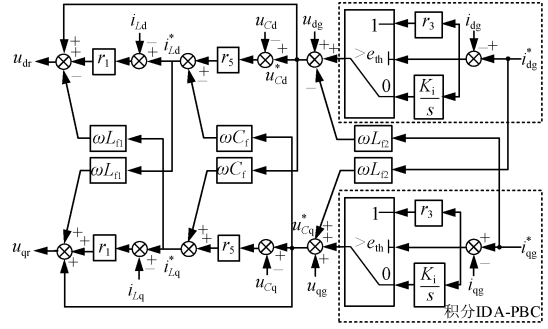


图12 积分IDA-PBC控制框图

Fig.12 Integral IDA-PBC control block diagram

渐趋于稳定;当逆变器给定参考电流与输出电流的误差小于阈值 $e_{th}$ ,认为系统进行稳态,并网电流控制切换到积分控制,保证系统以较小的稳态误差稳定运行。

### 4.2 基于积分控制器的并网电流环控制原理

为了减小稳态误差,在并网电流环控制中引入积分控制器,按照2.2节控制模型的等效简化过程,绘制引入积分器的等效控制框图如图13所示。

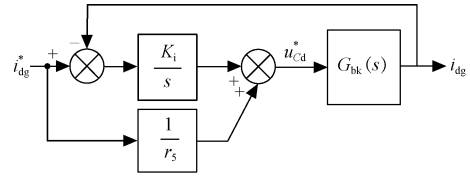


图13 基于积分器的等效控制框图

Fig.13 Equivalent control block diagram based on integrator

由图13可求得系统的开环传递函数为:

$$G_{open-1}(s) = K_c \frac{T_i s + 1}{s} \frac{\omega_{n1}^2}{s^2 + 2\xi_1 \omega_{n1} s + \omega_{n1}^2} \frac{(T_{rlc} s + 1) \omega_{n2}^2}{s^2 + 2\xi_2 \omega_{n2} s + \omega_{n2}^2} \quad (29)$$

式中,积分时间常数 $T_i = 1/(K_i r_5)$ , $K_i$ 为积分控制器系数。

由式(29)可知,开环增益为:

$$K_c = \frac{r_5 r_1 + 1}{r_1} K_i \quad (30)$$

为保证以-20 dB穿越零轴, $\omega_c$ 应满足:

$$\omega_{rlc} < \omega_c < \omega_{n1} \quad (31)$$

此时,引入积分控制器后的开环传递函数幅频特性如图14所示。相较于注入阻尼,引入积分器后,开环传递函数对数幅频特性曲线的低频段频率为-20 dB/dec,开环增益变大,则意味着稳态误差变小,跟踪精度变高。

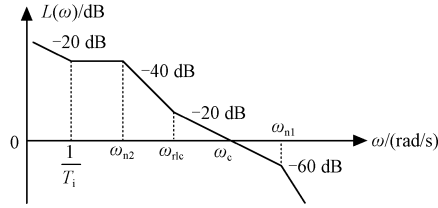


图 14 基于积分 IDA-PBC 控制开环幅频特性

Fig.14 Amplitude-frequency characteristics of open-loop transfer function based on integral IDA-PBC

根据图 14,系统对数幅频特性表达式为:

$$20\lg(K_C) = 20\lg(K_i r_5) + 40\lg\left(\frac{\omega_{rlc}}{\omega_{n2}}\right) + 20\lg\left(\frac{\omega_c}{\omega_{rlc}}\right) \quad (32)$$

整理式(32)求得系统开环增益  $K_C$  表达式为:

$$K_C = K_i r_5 \frac{\omega_{rlc} \omega_c}{\omega_{n2}^2} \quad (33)$$

由式(33)推导得出系统的开环剪切频率为:

$$\omega_c = \frac{\omega_{n2}^2 K_C}{K_i r_5 \omega_{rlc}} \quad (34)$$

假设时间常数  $T_i$  的倒数满足如下所示:

$$\frac{1}{T_i} = K_i r_5 = k_2 \omega_{n2} \quad (35)$$

式中,  $k_2$  为常系数,  $k_2 > 0$ , 本文取  $k_2 = 0.8$ 。

则积分系数  $K_i$  表达式为:

$$K_i = \frac{k_2 \omega_{n2}}{r_5} \quad (36)$$

根据图 13,系统闭环传递函数表达式为:

$$i_{dg} = \frac{K_i r_5 G_{lk}(s) + G_{lk}(s)s}{r_5 s + K_i r_5 G_{lk}(s)} i_{dg}^* \quad (37)$$

### 4.3 开环和闭环特性分析

根据式(35)计算得到积分系数  $K_i = 76\,555$ , 分别绘制 IDA-PBC、积分控制开环传递函数伯德图如图 15 所示。由图 15 可知,采用积分控制系统的低频开环增益变大,将会减小系统的稳态误差,提高跟踪精度;采用 IDA-PBC 系统的高频段衰减速度快,提高系统的抗扰动性能。

根据式(36)进行闭环响应特性分析, d 轴并网电流响应波形如图 16 所示,由图 16 可知,引入积分器后,输出并网电流  $i_{dg}$  能够以较高精度跟踪给定参考并网电流  $i_{dg}^*$ , 减小了稳态误差,但加入阶跃给定后,输出并网电流的动态响应超调变大,抗扰性能较弱。

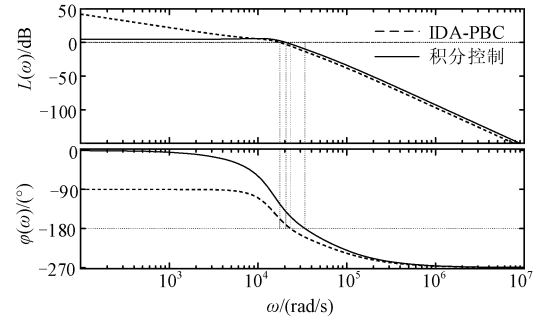


图 15 开环传递函数伯德图

Fig.15 Bode diagram of open-loop transfer function

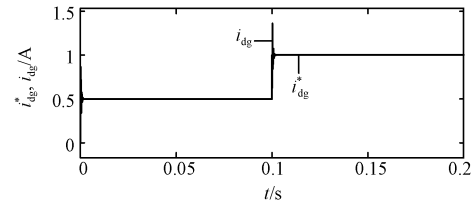


图 16 d 轴并网电流波形

Fig.16 Waveform of grid connected current of d-axis

因此,提出采用积分 IDA-PBC 控制策略。功率切换的动态过程并网电流采用注入阻尼方法,具有 IDA-PBC 的良好动态抗扰性能;稳态时并网电流采用积分控制器具有良好的稳态性能,大大减小了稳态误差。该控制策略兼顾了动静态性能,提高了系统的全局稳定性。

## 5 实验结果

为了验证本文提出的参数设计方法和控制策略的可行性,利用如图 17 所示的实验平台进行实验验证,表 1 为 LCL 型逆变器设计指标。



图 17 实验平台

Fig.17 Experimental platform

表 1 LCL 型逆变器设计指标

Tab.1 Design index of LCL inverter

直流电压 $V_{dc}/V$	开关频率 $f_s/kHz$	额定功率 $P/kW$	单相电网电压 $U_g/V$
750	10	10	220

### 5.1 基于 IDA-PBC 的逆变器实验验证

图 18 为功率切换时采用 IDA-PBC 的逆变器三相并网电流波形,图 18(a)为功率减小时三相并网电流变化波形,图 18(b)为功率增加时三相并网电流变化波形。由图 18 可知,功率切换过程中并网电流波形振荡较小,约 3 ms 后进入下一个稳态,由此可知,采用 IDA-PBC 系统具有较快的动态响应速度。

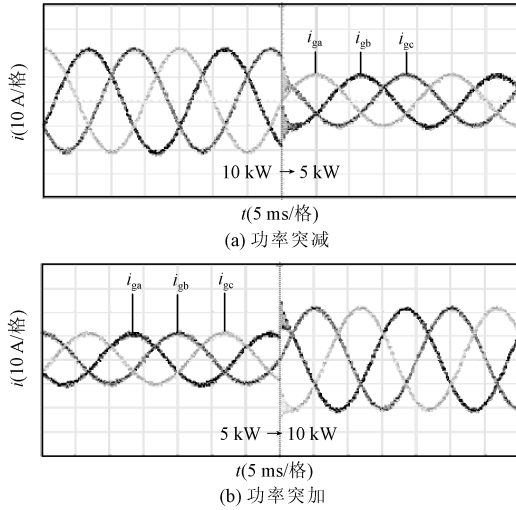


图 18 基于 IDA-PBC 控制功率切换时并网电流波形  
Fig.18 Control grid connected current waveform during power switching based on IDA-PBC

图 19 为给定参考电流阶跃变化时 dq 轴并网电流变化波形,图 19(a)为 d 轴给定参考电流  $i_{dg}^*$  减小时的电流波形,图 19(b)为 d 轴给定参考电流  $i_{dg}^*$  增大时的电流波形。由图 19 可知,给定并网电流发生阶跃变化后,输出并网电流  $i_{dg}$  以较快的动态响应速度振荡到下一个稳态,调节时间约为 1 ms,但输出并网电流  $i_{dg}$  并未完全跟踪上给定并网电流  $i_{dg}^*$ ,跟踪精度低,系统存在稳态误差。

### 5.2 积分 IDA-PBC 控制的逆变器实验验证

图 20 为功率切换时的逆变器三相并网电流波形,图 20(a)为功率减小时三相并网电流变化波形,图 20(b)为功率增加时三相并网电流变化波形,由图 20 可知,功率切换过程中并网电流波形几乎无振荡,功率突变时并网电流波形平滑切换到下一个稳态,相较于 IDA-PBC 动态响应快速性有所提高,有较强的抗扰动能力。

图 21 为给定参考电流阶跃变化时 dq 轴并网电流变化波形,图 21(a)为 d 轴给定参考电流  $i_{dg}^*$  减小时的电流波形,图 21(b)为 d 轴给定参考电流  $i_{dg}^*$  增大时的电流波形。

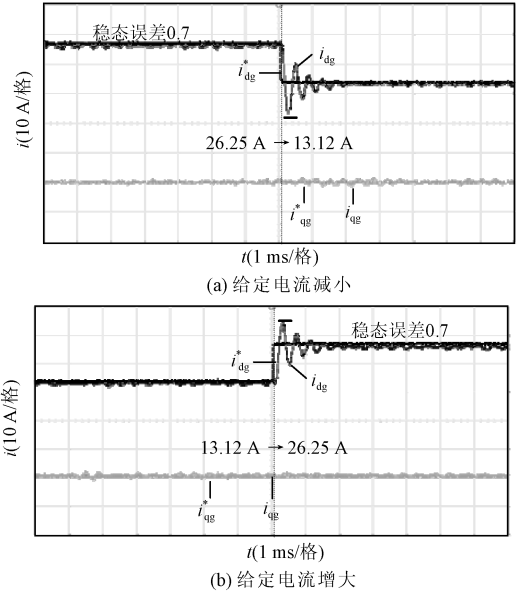


图 19 基于 IDA-PBC 控制 dq 轴并网电流波形  
Fig.19 dq-axis grid-connected current waveform based on IDA-PBC

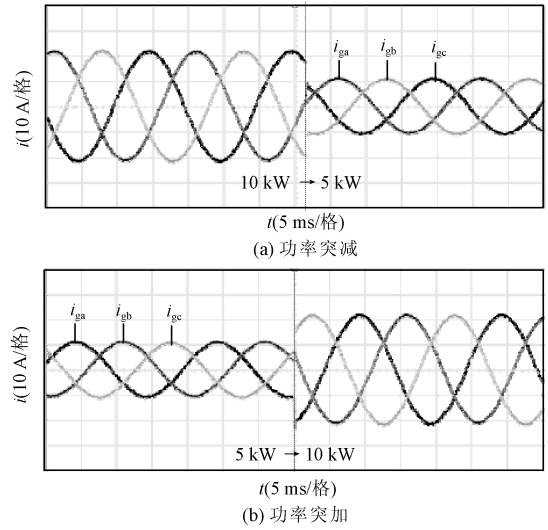


图 20 基于积分 IDA-PBC 控制功率切换时并网电流波形  
Fig.20 Control of grid connected current waveform during power switching based on integral IDA-PBC

大时的电流波形。由图 21 可知,采用积分 IDA-PBC 控制策略,当给定电流与实际输出电流的误差大于阈值  $e_{th}$ ,采用 IDA-PBC 减小了动态超调,振荡随之减小;当给定电流与实际输出电流的误差小于阈值  $e_{th}$ ,切换到积分控制,系统稳态误差减小,系统趋于稳定。而且相比于 IDA-PBC,调节时间仅有 0.4 ms,加快了系统的动态响应速度。

因此,采用 IDA-PBC 兼顾了系统的稳态性能与动态性能,动态切换过程系统的动态响应超调量显



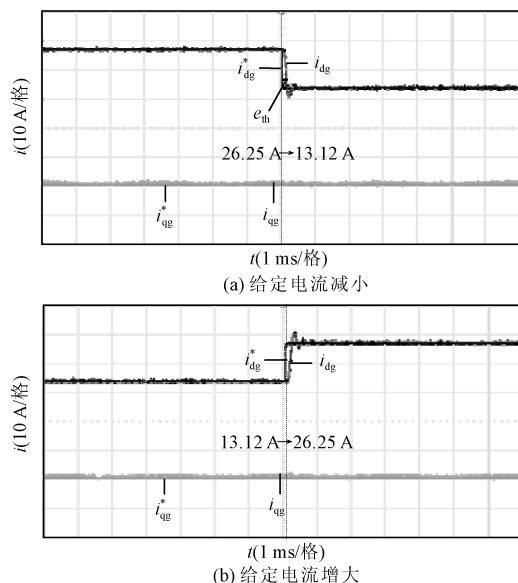


图 21 基于积分 IDA-PBC 控制 dq 轴并网电流波形  
Fig.21 dq-axis grid-connected current waveform based on integral IDA-PBC

著下降,有效提高了系统的快速性和抗扰动能力,稳态时系统具有高精度的跟踪性能。

## 6 结论

针对 *LCL* 型逆变器的无源控制,本文在 IDA-PBC 的基础上,提出一种积分 IDA-PBC 控制策略,通过控制模型的建立和控制参数的设计,得出如下结论:

(1) 动态调节时采用 IDA-PBC 能够加快系统的动态响应速度,减小动态超调和动态振荡,但系统存在稳态误差。

(2) 稳态运行时在 IDA-PBC 基础上引入积分控制器,有效降低 *LCL* 逆变器输出电流的稳态误差,提高输出电流的跟踪精度。

## 参考文献 (References):

- [1] 朱永强,郝嘉诚,赵娜,等. 能源互联网中的储能需求、储能的功能和作用方式 [J]. 电工电能新技术, 2018, 37 (2): 68-75.  
Zhu Yongqiang, Hao Jiacheng, Zhao Na, et al. Demands, functions and action manners of energy storage in energy internet [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2018, 37 (2): 68-75.
- [2] 张兴,李明,郭梓暄,等. 新能源并网逆变器控制策略研究综述与展望 [J]. 全球能源互联网, 2021, 4 (5): 506-515.

Zhang Xing, Li Ming, Guo Zixuan, et al. Review and perspectives on control strategies for renewable energy grid-connected inverters [J]. Journal of Global Energy Interconnection, 2021, 4 (5): 506-515.

- [3] 张文波,邵宜祥,田炜,等. 应用于微电网的双模式储能逆变器的研制 [J]. 电力电子技术, 2017, 51 (1): 56-58.

Zhang Wenbo, Shao Yixiang, Tian Wei, et al. Development of a dual-mode inverter used in micro-energy storage grid [J]. Power Electronics, 2017, 51 (1): 56-58.

- [4] 王久和. 电能变换器及其无源控制 [M]. 北京: 科学出版社, 2014: 10-22.

Wang Jiuhé. Electric energy converter and its passivity-based control [M]. Beijing: Science Press, 2014: 10-22.

- [5] Wang X F, Blaabjerg F, Loh P C. Passivity-based stability analysis and damping injection for multiparalleled VSCs with *LCL* filters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (11): 8922-8935.

- [6] 沈卓轩,郭琦,姜齐荣,等. 一种模块化多电平换流器动态组合实时仿真模型 [J]. 电工电能新技术, 2020, 39 (10): 1-9.

Shen Zhuoxuan, Guo Qi, Jiang Qirong, et al. Dynamic combination model of modular multi-level converter for real-time simulation [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2020, 39 (10): 1-9.

- [7] Nair A R, Bhattarai R, Smith M, et al. A hybrid adaptive control architecture for grid-connected inverter with optimal policy generation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58 (1): 855-867.

- [8] 于佳丽,夏超英,苗海丽. 模块化多电平变换器的非线性控制 [J]. 太阳能学报, 2020, 41 (5): 266-272.

Yu Jiali, Xia Chaoying, Miao Haili. Nonlinear control of modular multilevel converters [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2020, 41 (5): 266-272.

- [9] 汪海珊,王冰,张秋桥,等. 基于无源性与滑模变结构的独立直流微电网控制 [J]. 电力电容器与无功补偿, 2021, 42 (6): 253-259.

Wang Haishan, Wang Bing, Zhang Qiuchao, et al. Control of independent DC micro grid based on passivity and sliding mode structure [J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2021, 42 (6): 253-259.

- [10] Oliveira G, Damm G, Monaro R M, et al. Nonlinear control for modular multilevel converters with enhanced stabil-

- ity region and arbitrary closed loop dynamics [J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2021, 126: 106590.
- [11] Afshar Z, Zadeh M M, Bathaee S. Sliding mode control of grid-connected inverters using inverter output current [A]. 2019 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe) [C]. Genova, Italy, 2019. 1-5.
- [12] Wang J, Yin H. Passivity based controller design based on EL and PCHD model [J]. Procedia Engineering, 2011, 15: 33-37.
- [13] 张百乐, 王久和, 慕小斌. EL 模型三电平并网逆变器无源控制 [J]. 辽宁工程技术大学学报 (自然科学版), 2015, 34 (1): 87-92.
- Zhang Baile, Wang Jiuhe, Mu Xiaobin. Passivity-based control of three-level grid inverter based on EL model [J]. Journal of Liaoning Technical University (Natural Science), 2015, 34 (1): 87-92.
- [14] 许大伟, 张会林. 三相并网电压逆变器的无源控制策略 [J]. 软件导刊, 2021, 20 (7): 102-106.
- Xu Dawei, Zhang Huilin. Passive control strategy of three-phase grid-connected voltage source inverter [J]. Software Guide, 2021, 20 (7): 102-106.
- [15] 蔡新红, 赵成勇. 基于欧拉-拉格朗日模型的模块化多电平换流器的无源控制 [J]. 电工技术学报, 2013, 28 (10): 224-232.
- Cai Xinhong, Zhao Chengyong. Euler-Lagrangian model based passive control for modular multilevel converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28 (10): 224-232.
- [16] Barman S, Samanta S, Mishra J P, et al. Design and implementation of an IDA-PBC for a grid connected inverter used in a photovoltaic system [J]. IFAC PapersOnLine, 2018, 51 (1): 680-685.
- [17] 程启明, 余德清, 程尹曼, 等. 光伏 Z 源并网逆变器的非线性无源控制研究 [J]. 太阳能学报, 2018, 39 (10): 2810-2820.
- Cheng Qiming, Yu Deqing, Cheng Yinman, et al. Research on nonlinear passivity-based control for photovoltaic Z-source grid-connected inverter [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2018, 39 (10): 2810-2820.
- [18] Khefifi N, Houari A, Machmoum M, et al. Interconnection and damping assignment passivity based control for power sharing in islanded micro-grids [A]. 2018 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA) [C]. Paris, France, 2018. 1157-1161.
- [19] 李敏, 徐群. 基于 IDA-PBC 的 LCL 滤波并网逆变器控制 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2014, 26 (4): 50-55.
- Li Min, Xu Qun. Control strategy based on IDA-PBC for grid-connected inverter with LCL filter [J]. Proceedings of the CSU-EPSCA, 2014, 26 (4): 50-55.
- [20] Zhang L, Qu Y J, Li C C, et al. Research on three-phase current-source inverter based on IDA-PBC strategy [A]. 2020 5th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE) [C]. Chengdu, China, 2020. 1204-1210.
- [21] 谢建林. 三相 LCL 型并网逆变器有源阻尼与无源控制 [J]. 湖北工业大学学报, 2021, 36 (4): 22-26.
- Xie Jianlin. Active damping and passive control of three phase LCL grid connected inverter [J]. Journal of Hubei University of Technology, 2021, 36 (4): 22-26.
- [22] Yu R J, Gao Z Y, Chen Z H, et al. Passivity-based method based on PCHD model of modular multilevel converter circulating current suppressing [A]. 2020 5th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE) [C]. Chengdu, China, 2020. 1219-1223.
- [23] 黄伟, 张代润, 杜仕海, 等. 基于 PCHD 模型的三相光伏 LCL 并网逆变器自适应模糊无源控制研究 [J]. 电测与仪表, 2021, 58 (10): 140-144.
- Huang Wei, Zhang Dairun, Du Shihai, et al. Adaptive fuzzy passive control of three-phase photovoltaic LCL grid-connected inverter based on PCHD model [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2021, 58 (10): 140-144.

## Integral IDA-PBC control strategy for *LCL* inverter

CHAI Xiuhui, ZHANG Yanlei, ZHANG Di, ZHANG Chunjiang, ZHAO Xiaojun

(School of Electrical Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

**Abstract:** In this paper, the controller is designed based on the *LCL* inverter using interconnection and damping assignment passivity-based control. Aiming at the problems of multi-variable coupling of control model and complex control structure, the IDA-PBC control model is equivalently processed, and the decoupling equivalent control model of IDA-PBC is established. Based on this model, a design method of injection damping parameters is proposed, and the magnitude and range of injection damping are deduced and calculated. In order to reduce the steady-state error of the grid-connected current, an integral controller is introduced on the basis of IDA-PBC, and an integral IDA-PBC control strategy is proposed. The injection damping is used in the dynamic adjustment, and the integral control is used in the steady state. The control strategy takes into account the dynamic and static performance of the system and improves the overall stability of the system. Finally, the experiment proves the rationality of the proposed parameter design method and the feasibility of improving the control strategy.

**Key words:** *LCL* inverter; interconnection and damping assignment; decoupling equivalent model; integral IDA-PBC switching control