

LCL 型并网逆变器分裂电流单环控制及其强鲁棒性权值设计

赫玉莹¹, 王学华^{1*}, 刘福鑫²

(1. 强电磁工程与新技术国家重点实验室(华中科技大学), 湖北省 武汉市 430074;
2. 自动化学院(南京航空航天大学), 江苏省 南京市 211106)

Splitting Current Single-loop Control and Robust Weight Value Design for LCL-type Grid-connected Inverter

HE Yuying¹, WANG Xuehua^{1*}, LIU Fuxin²

(1. Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei Province, China;

2. Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: The single-loop weighted average current (WAC) control is attractive for the LCL-type grid-connected inverter owing to its inherent active damping. High robustness can be naturally harvested without any additional damping, but it requires two current sensors. Depending on the different weight values, a family of the splitting current single-loop control schemes with the associated filter configurations was developed in this paper, where only one current sensor is needed. Furthermore, considering the potential damping of the point of common coupling (PCC) voltage feedforward, a unified model of these splitting current single-loop control schemes was established, and the overall active damping performance was evaluated, paving a way for the robust design. To tolerate the grid impedance variation, the robust range of the weight value was depicted, which helps select the proper correlative splitting current single-loop control scheme. Experimental results are in well agreement with the theoretical expectations, and confirm that high robustness, high-quality grid current and cost-efficiency can be concurrently achieved.

KEY WORDS: single-loop; weighted average current; PCC voltage feedforward; active damping; robustness

摘要: 单环加权平均电流控制因其固有的有源阻尼而成为 LCL 型并网逆变器的研究热点。它不需要额外的有源阻尼, 就能赋予并网逆变器强鲁棒性。但是, 它需要两个电流传感器。鉴于此, 该文提出一族适用于不同权值范围的分裂电流实现方案, 仅需采用一个电流传感器。建立分裂电流控制方法的统一模型, 结合公共耦合点电压前馈所引入的潜在阻

尼, 对总阻尼性能进行研究, 并在此基础上提出强鲁棒性的权值设计方案。根据权值的强鲁棒性设计结果, 可选择合适的分裂电流实现方案。理论分析和实验结果表明, 该方案可以同时获得强鲁棒性、高电能质量和低成本。

关键词: 单环; 加权平均电流; PCC 电压前馈; 有源阻尼; 鲁棒性

0 引言

电压源型并网逆变器作为连接分布式发电系统和电网的有效接口, 具有举足轻重的作用^[1]。为满足并网需求, 通常在逆变器的输出端配置 L 型或 LCL 型滤波器, 以滤除并网电流中丰富的开关谐波分量。与 L 型滤波器相比, LCL 型滤波器因具有更好的谐波衰减能力和更小的体积而得到广泛的应用^[1-2]。然而, LCL 型并网逆变器对电网阻抗变化和电网电压背景谐波非常敏感, 易导致不稳定和背景谐波的放大^[3-4]。

针对 LCL 型并网逆变器的稳定性问题, 国内外学者已做了一定研究。文献[5]指出, 由于存在数字控制延迟 T_d , 采用逆变器侧电流反馈(inverter-current-feedback, ICF)和电网电流反馈(grid-current-feedback, GCF)的并网逆变器都只能条件稳定。通常情况下, $T_d=1.5T_s$ (T_s 是采样周期), 此时稳定性取决于 LCL 谐振频率(f_r)和六分之一采样频率($f_s/6$)之间的关系^[5]。对于 ICF 控制, 需满足 $f_r < f_s/6$; 而对于 GCF 控制, 则需满足 $f_r > f_s/6$ 。但无论采用 ICF 控制还是 GCF 控制, 由于电网阻抗的变化, f_r 都有

基金项目: 国家重点研发计划项目(2016YFB0900100)。

Project Supported by National Key R&D Program (2016YFB0900100).

可能穿越 $f_s/6$ ，打破稳定运行条件，进而导致系统不稳定。为了增强对电网阻抗变化的鲁棒性，通常加入无源阻尼或有源阻尼^[6-14]。其中，有源阻尼方式因不引入额外的功率损耗而得到了广泛应用，主要分为基于状态变量反馈和基于滤波器补偿两种^[7]。基于滤波器补偿的有源阻尼因只使用一个电流传感器而更具吸引力。它通常是由数字滤波器如陷波滤波器^[8-9]、低通滤波器^[10]、超前-滞后滤波器^[11]和全通滤波器^[12]等与电流调节器级联，以提供合适的相位补偿，也被称为“相位重塑”技术^[13]。然而，该技术虽能有效提升鲁棒性，却不可避免地减小了控制带宽，影响系统的动态性能^[14]。

除了单环 ICF 和 GCF 控制，单环加权平均电流(weighted average current, WAC)控制也备受关注^[15-18]。它将逆变器侧电流和电网电流的加权平均值作为控制变量。与 ICF 或 GCF 控制相比，WAC 控制不需要额外的有源阻尼就可以获得对电网阻抗变化的鲁棒性^[15]。事实上，WAC 控制等价于由电容电流阻尼内环和电网电流外环组成的双环电流控制^[16]。阻尼性能由权值决定，通过对其合理设计，可以保证足够的幅值裕度和相位裕度。因此，WAC 控制在不影响动态性能的同时，能够保证电网阻抗在宽范围变化下系统的稳定运行。

尽管 WAC 控制很有吸引力，但它需要两个电流传感器来分别检测逆变器侧电流和电网电流。文献^[15,19]指出，通过分裂滤波电容(即 LCCL 滤波器配置)，使用两个分裂电容之间的电流作为目标控制变量，可以节省一个电流传感器。然而，LCCL 配置限制了权值的可达范围，且在这个权值可达范围之外的单环 WAC 控制及其相对应的滤波器配置鲜有研究。鉴于此，本文针对不同的权值范围，提出一族分裂电流实现方案，其优点在于仅采用一个电流传感器即可实现 WAC 控制。

此外，针对背景谐波的放大问题，PCC 电压前馈策略因其简单有效得到了广泛应用^[20-22]。值得注意的是，除了谐波抑制能力外，PCC 电压前馈还具有阻尼能力^[21-22]。文献^[15]参考文献^[23]中对电容电流反馈有源阻尼的优化设计方案，对分裂电容方案的权值进行了优化调整，但未考虑 PCC 电压前馈的阻尼。结合 PCC 电压前馈的固有阻尼，如何选取 WAC 权值仍有待研究。本文将结合 WAC 控制和 PCC 电压前馈的阻尼性能，提出权值的鲁棒性设计方法，以指导选取有效的分裂电流实现方案。

本文主要包括以下内容：第 1 节针对不同权值，提出一族分裂电流单环控制方案。第 2 节结合 PCC 电压前馈的固有阻尼，分析系统的总阻尼性能，进而提出权值的鲁棒性设计方案。第 3 节结合具体实例，评估逆变器对电网阻抗变化的鲁棒性。最后，基于一台 6kW 的单相并网逆变器进行实验验证，证明本文提出的分裂电流单环控制方法和鲁棒性设计方案的有效性。

1 一族分裂电流单环控制方案

1.1 传统加权平均电流控制

图 1 为 LCL 型并网逆变器及其控制结构图，其中，逆变器侧电感 L_1 、网侧电感 L_2 和滤波电容 C 组成 LCL 滤波器。通常，电网阻抗呈现为阻感性。由于电阻的阻尼能力有利于系统的稳定性，本文考虑电网阻抗为纯感性以描述最恶劣的情形，在图中用 L_g 表示。根据电网配置的不同， L_g 可能在宽范围内波动，从而对逆变器的稳定性带来挑战^[3]。

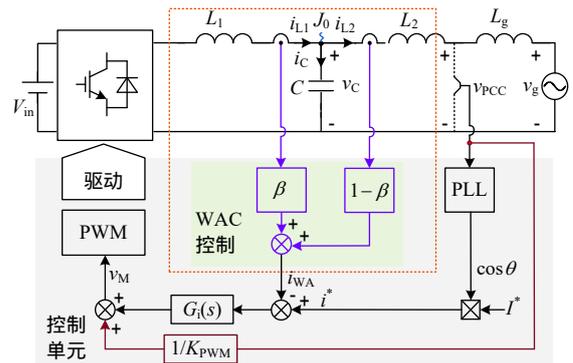


图 1 单相 LCL 型并网逆变器结构图

Fig. 1 Configuration of single-phase LCL-type grid-connected inverter

加权平均电流控制是实现并网逆变器稳定的一种有效方案，即采用逆变器侧电流 i_{L1} 和网侧电流 i_{L2} 的加权平均值 i_{WA} 作为控制变量，其表示为

$$i_{WA} = \beta i_{L1} + (1 - \beta) i_{L2} \quad (1)$$

式中 β 和 $1 - \beta$ 分别是 i_{L1} 和 i_{L2} 的权值。控制目标是调节 i_{WA} ，以跟踪由振幅 I^* 和锁相环(phase locked loop, PLL)提取的 PCC 电压相位 θ 组成的参考电流 i^* 。 i^* 和 i_{WA} 的误差信号经由电流控制器 G_i 进行调节。同时，为了抑制电网电压扰动对并网电流的影响，通常将 v_{PCC} 前馈，增益为 $1/K_{PWM}$ 。其中， $K_{PWM} = V_{in}/v_{tri}$ 为逆变器增益(v_{tri} 为三角载波幅值)。将前馈信号和 G_i 的输出相加，得到调制信号 v_M ，并将其送入数字 PWM 调制器，产生功率开关的控制信号。

对于传统的 WAC 控制，其初衷是为了实现系

统的降阶。然而，在弱电网下或加入 PCC 电压前馈后，降阶将无法完全实现^[24]。文献[24]将 PCC 电压前馈和 WAC 控制进行联合设计，实现弱电网下控制系统的彻底降阶，但是该方案没有考虑数字控制延时的影响。鉴于此，文献[25]提出基于超前补偿器的改进方案。此外，文献[16]分析指出，传统的 WAC 控制通过降阶仅保证了被控对象 i_{WA} 的稳定性，实际并网电流 i_{L2} 仍可能存在谐振而处于临界稳定状态。鉴于上述挑战和不足，本文不从降阶的角度，而是从并网电流稳定性的角度对 WAC 控制进行重新审视。

如图 1 所示， $i_{L1}=i_{L2}+i_C$ ，即 i_{L1} 的反馈可以转化为 i_{L2} 和 i_C 的反馈，由此可将图 1 虚线框中的部分转化为图 2。可以看出，WAC 控制其实等效于电网电流控制和熟知的电容电流反馈有源阻尼。如文献[23]所述，电容电流反馈系数可正可负，也就是说，从有源阻尼的角度来看，权值 β 不应仅限定在 $0 \sim 1$ 之间， $\beta < 0$ 或 $\beta > 1$ 也须考虑。从实现的角度来看，它们都是可行的，但传统 WAC 控制的实现需要 2 个电流传感器。为降低成本，简化结构，下文将提出一族仅需单个传感器的实现方案。

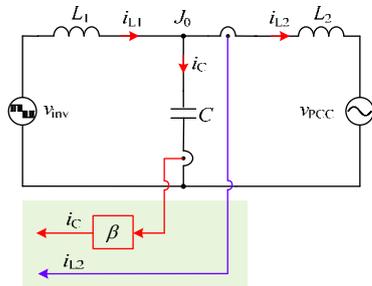


图 2 WAC 控制的等效结构图

Fig. 2 Equivalent circuit of WAC control

1.2 WAC 控制的单传感器实现方案

将 $i_{L1}=i_{L2}+i_C$ 代入式(1)，可得

$$i_{WA} = i_{L2} + \beta i_C \tag{2}$$

同样地，将 $i_{L2}=i_{L1}-i_C$ 代入式(1)，得到

$$i_{WA} = i_{L1} - (1-\beta)i_C \tag{3}$$

基于式(2)、(3)，图 3、4 分别给出了 WAC 控制的单传感器实现方案图和电路图。

1.2.1 分裂电容电流单环控制($0 \leq \beta \leq 1$)

由式(2)和(3)可以看出，如果将电容电流 i_C 分为 $(1-\beta)i_C$ 和 βi_C 两部分，如图 3(a)所示，则在两个等电位节点 J_{01} 和 J_{02} 之间的电流正是加权平均电流 i_{WA} 。在实际电路中，滤波电容 C 应分成 $C_1=(1-\beta)C$ 和 $C_2=\beta C$ ，如图 4(a)所示。显然，其仅需要一个电

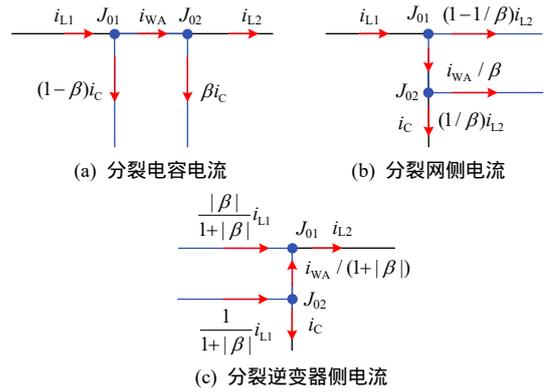
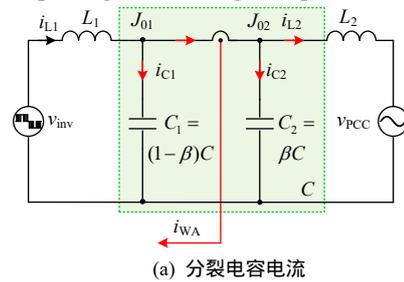
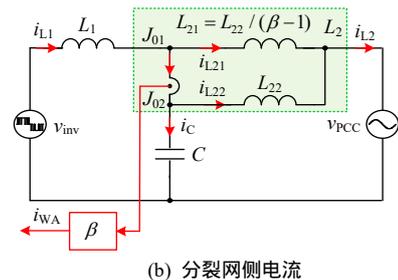


图 3 分裂电流单环控制方案图

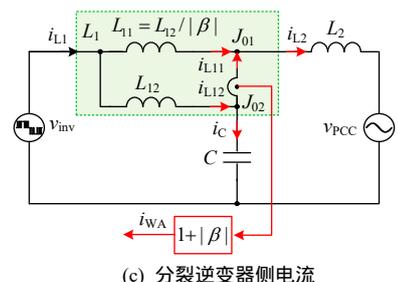
Fig. 3 Representations of splitting current single-loop control



(a) 分裂电容电流



(b) 分裂网侧电流



(c) 分裂逆变器侧电流

图 4 分裂电流单环控制的实现

Fig. 4 Realization of the splitting current single-loop control schemes

流传感器。然而，应该注意的是，因为 C_1 和 C_2 的容值不能为负，即 $(1-\beta)C \geq 0$ 和 $\beta C \geq 0$ ，所以约束了 $0 \leq \beta \leq 1$ ，这意味着该控制方案仅可用于实现 $0 \leq \beta \leq 1$ 的 WAC 控制。

1.2.2 分裂网侧电流单环控制($\beta \geq 1$)

当 $\beta > 1$ ，即 $0 < 1/\beta < 1$ ，将式(2)改写为

$$i_{WA} = \beta \left(\frac{1}{\beta} i_{L2} + i_C \right) \tag{4}$$

于是，考虑将网侧电流 i_{L2} 分为 $(1/\beta)i_{L2}$ 和

$(1-1/\beta)i_{L2}$ 两部分，如图 3(b)所示。那么， J_{01} 和 J_{02} 之间的电流为 i_{WA}/β 。在实际电路中，若网侧电感 L_2 分为并联连接的 L_{21} 和 L_{22} ，并满足 $L_{21}/L_{22}=1/(\beta-1)$ ，如图 4(b)所示， i_{WA}/β 便可直接检测得到。将该结果乘以系数 β 即可得到所期望的加权电流 i_{WA} 。同样地，这里也只用到一个电流传感器。

事实上， $\beta=1$ 也可被视为该方案的一个特例。其对应于 $L_{21}=\infty$ ，即图中的 L_{21} 的支路开路，该分裂方案就自然演变为 ICF 单环控制。因此，这种单回路控制方案适用于 $\beta \geq 1$ 时的 WAC 控制。

1.2.3 分裂逆变器侧电流单环控制($\beta \leq 0$)

当 $\beta < 0$ ，将式(3)改写为

$$i_{WA} = i_{L1} - (1+|\beta|)i_C = (1+|\beta|)\left(\frac{1}{1+|\beta|}i_{L1} - i_C\right) \quad (5)$$

由于 $0 < 1/(1+|\beta|) < 1$ ，逆变器侧电流 i_{L1} 可分为两部分，即 $(1/(1+|\beta|))i_{L1}$ 和 $(|\beta|/(1+|\beta|))i_{L1}$ ，如图 3(c)所示。因此， J_{01} 和 J_{02} 之间的电流为 $i_{WA}/(1+|\beta|)$ 。类似地，在实际电路中，如图 4(c)所示，将逆变电感 L_1 分成两个并联的 L_{11} 和 L_{12} ，当满足 $L_{11}/L_{12}=1/|\beta|$ ， $i_{WA}/(1+|\beta|)$ 将可直接检测得到。将检测结果乘以 $(1+|\beta|)$ ，便得到所期望的加权平均电流 i_{WA} 。同样，只需要一个电流传感器就可以实现该分裂逆变器电流控制。

类似地， $\beta=0$ 可被视为该方案的一个特例。其对应于 $L_{11}=\infty$ ，即图中的 L_{11} 支路开路，该分裂方案就自然演变为 GCF 单环控制。因此，这种单回路控制方案适用于 $\beta \leq 0$ 时的 WAC 控制。

综上，通过分裂电容电流、网侧电流、逆变器侧电流，可分别直接检测 $0 \leq \beta \leq 1$ ， $\beta \geq 1$ 和 $\beta \leq 0$ 下的 i_{WA} ，进而仅用单个电流传感器即可实现 WAC 控制。下文将详细介绍如何选取合适的 β 值，以实现电网阻抗变化的强鲁棒性。

2 强鲁棒性的权值设计

本节首先建立了 3 种分裂电流控制方案的通用模型。在此通用模型的基础上结合 PCC 电压前馈，研究了系统的有源阻尼性能，进而给出了权值的鲁棒性设计流程。

2.1 通用数学模型

由于这 3 种分裂电流控制方案都源于图 1，因此它们的模型可以统一为图 5 所示。 $G_d(s)$ 为控制延迟($T_d=1.5 T_s$)的 s 域模型，表示为

$$G_d(s) = e^{-1.5sT_s} \quad (6)$$

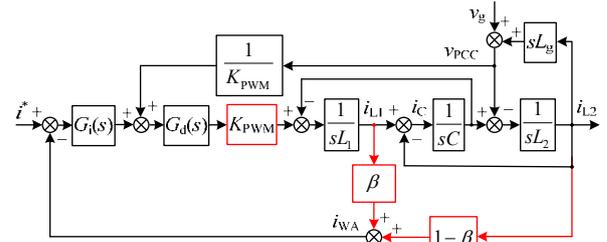


图 5 3 种分裂电流控制方案的通用模型

Fig. 5 Unified model of three splitting current single-loop control schemes

$G_i(s)$ 表示电流调节器，在此采用 PI 调节器，即

$$G_i(s) = K_p + K_i / s \quad (7)$$

式中 K_p 和 K_i 分别表示比例系数和积分系数。

根据图 5，可推导出环路增益 $T(s)$ 为

$$T(s) = \frac{K_{PWM} G_d(s) G_i(s)}{sL_1(L_2 + L_g)C} \cdot \frac{1}{s^2 + s \cdot \frac{G_d(s)}{L_1} (\beta K_{PWM} G_i(s) - \frac{L_g}{sC(L_2 + L_g)}) + \omega_r^2} \quad (8)$$

式中 ω_r 为 LCL 谐振频率，即

$$\omega_r = 2\pi f_r = \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1(L_2 + L_g)C}} \quad (9)$$

2.2 阻尼特性

为了清晰地阐述系统的有源阻尼，将图 5 所示的控制框图进行以下一系列等效变换，得到图 6。

1) 由于 $i_{L1}=i_{L2}+i_C$ ，因此 i_{L1} 的反馈可以分解为 i_{L2} 和 i_C 的反馈两部分，如图 6(a)所示。同时，根据图 1 和叠加定理， v_{PCC} 可以表示为

$$v_{PCC} = \frac{L_2}{L_2 + L_g} v_g + \frac{L_g}{L_2 + L_g} v_C \quad (10)$$

于是，图 5 中 v_{PCC} 的前馈等效变换为 v_C 的反馈和 v_g 的前馈两部分。

2) 将 i_C 的反馈节点从 $G_i(s)$ 的输入端移到其输出端，同时将 v_C 反馈转换为 i_C 的反馈，并调整其反馈增益，得到图 6(b)。可以看出，WAC 控制和 PCC 电压前馈都能够提供有源阻尼。与传统的比例电容电流反馈有源阻尼相比，这里的电容电流反馈增益是一个函数而不是比例常数。

将 i_C 的反馈转化为 v_C 的反馈，并将反馈节点移至 $1/sC$ 的输入端，可得到图 7(a)，其中等效虚拟阻抗 $Z_{WAC}(s)$ 和 $Z_i(s)$ 分别由 WAC 控制和 PCC 电压前馈引入，表达式为：

$$Z_{WAC}(s) = \frac{L_1}{\beta G_i(s) K_{PWM} C \cdot G_d(s)} \quad (11)$$

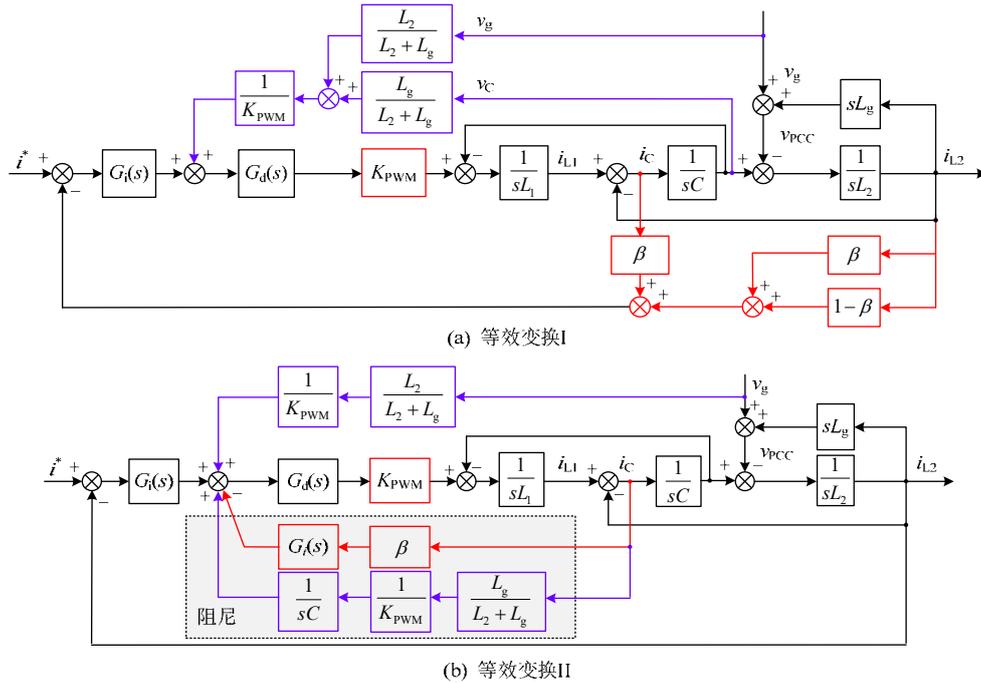


图6 采用PCC电压前馈的分裂电流控制逆变器等效模型

Fig. 6 Equivalent model of the splitting current controlled inverter with PCC voltage feedforward

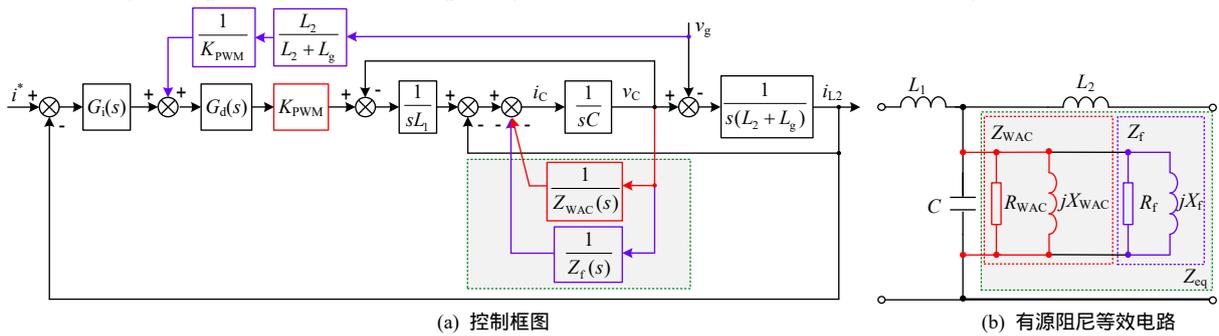


图7 等效有源阻尼图

Fig. 7 Representation of the equivalent active damping

$$Z_f(s) = -\frac{L_1 s}{\lambda G_d(s)} \quad (12)$$

Z_f 也可表示为一个虚拟电阻 R_f 和一个虚拟电抗 X_f 的并联形式, R_f 和 X_f 的表达式为

其中 $\lambda = L_g / (L_2 + L_g)$ 。

将 $s = j\omega$ 代入式(11), 且在 LCL 谐振频率附近 $G_d(j\omega)$ 可近似为 K_p , 得到

$$R_f(\omega) = \frac{L_1 \omega}{\lambda} \cdot \frac{1}{\sin(1.5\omega T_s)} \quad (16)$$

$$X_f(\omega) = \frac{-L_1 \omega}{\lambda} \cdot \frac{1}{\cos(1.5\omega T_s)} \quad (17)$$

$$Z_{WAC}(j\omega) \approx \frac{L_1}{\beta K_p K_{PWM} C} e^{1.5j\omega T_s} \triangleq \frac{R_{WAC}(\omega) // jX_{WAC}(\omega)}{\quad} \quad (13)$$

由此, 得到图7(b)所示的等效电路。可以看出, 由于数字控制延时的影响, 有源阻尼不再等效为一个与滤波电容并联的纯电阻, 而是一个与频率相关的虚拟阻抗。总等效电阻为 $R_{eq} = R_{WAC} // R_f$, 等效电抗为 $X_{eq} = X_{WAC} // X_f$ 。从本质上说, R_{eq} 提供阻尼能力, 而 X_{eq} 导致系统环路增益的谐振角频率 ω_r 偏离 LCL 谐振角频率 ω_o 。需要注意的是, R_{eq} 和 X_{eq} 都与频率有关, 并可能呈现为负值。 X_{eq} 的正负表示虚拟电抗为电感还是电容, 进而决定 ω_r 相对于 ω_o 的偏离方向。 R_{eq} 的正负影响阻尼特性: 若 R_{eq} 在 ω_r 处为负,

其中

$$R_{WAC}(\omega) = \frac{L_1}{\beta K_p K_{PWM} C} \cdot \frac{1}{\cos(1.5\omega T_s)} \quad (14)$$

$$X_{WAC}(\omega) = \frac{L_1}{\beta K_p K_{PWM} C} \cdot \frac{1}{\sin(1.5\omega T_s)} \quad (15)$$

因此, Z_{WAC} 可表示为一个虚拟电阻 R_{WAC} 和一个虚拟电抗 X_{WAC} 的并联形式。同样地, 由式(12),

系统环路增益将被引入一对开环右半平面极点，导致系统呈现为非最小相位特性，使得稳定性条件变得严苛甚至无法满足^[22-23]。考虑到数字控制延时对有源阻尼和系统稳定性的影响，需要对权值进行鲁棒性设计。

2.3 鲁棒性设计

对权值 β 进行鲁棒性设计之前，先对 PI 电流调节器参数进行选取。通常，比例增益 K_p 由期望的环路增益截止角频率 ω_c 所决定，表示为 $K_p \approx \omega_c(L_1 + L_2)/K_{P_{PWM}}$ ，并期望 $\omega_c = 4\% \omega_s$ ^[26]。积分增益 K_i 的选取要考虑以下 2 个因素^[27]：1) 基频处的幅值增益 $|T(j\omega_0)|$ ： K_i 越大， $|T(j\omega_0)|$ 越高，稳态误差就越小；2) PI 调节器的截止角频率 $\omega_L = K_i/K_p$ ： K_i 越大， ω_L 越大，PI 调节器引入的相位滞后对系统相位裕度的影响就越大。 K_i 的选取应在这两者中做折衷，一般按照 $|T(j\omega_0)| \geq 30\text{dB}$ 和 $\omega_L \leq \omega_c/10$ 进行选取。

根据 2.2 节的分析，期望 R_{eq} 在 ω_r' 处恒为正值。根据式(14)、(16)和 $R_{eq}(\omega_r') > 0$ ，得到

$$\beta \cos(1.5\omega_r' T_s) + \frac{\lambda \sin(1.5\omega_r' T_s)}{\omega_r' K_p K_{P_{PWM}} C} > 0 \quad (18)$$

如 2.2 节所述，式中的 ω_r' 是一个变量，偏离 LCL 谐振频率 ω_r 且偏离程度取决于 X_{eq} 。将 $s = j\omega_r'$ 代入式(8)的分母并忽略其阻尼项，得到 ω_r' 和 ω_r 的关系：

$$-\omega_r'^2 + \frac{\omega_r'}{X_{WAC}(\omega_r') \cdot C} + \frac{\omega_r'}{X_f(\omega_r') \cdot C} + \omega_r^2 = 0 \quad (19)$$

将式(15)、(17)和(9)代入式(19)，可得

$$\beta = \frac{L_1 \omega_r'}{K_p K_{P_{PWM}} \sin(1.5\omega_r' T_s)} - \frac{L_1 + L_2 + L_g - L_g \cos(1.5\omega_r' T_s)}{K_p K_{P_{PWM}} (L_2 + L_g) C \cdot \omega_r' \sin(1.5\omega_r' T_s)} \quad (20)$$

由于式(18)和(20)都是超越方程，很难得到 β 关于 L_g 的解析表达式。因此，将式(18)代入式(20)，得到 ω_r' 对 L_g 的边界，然后再将边界 ω_r' 代回式(18)，即可得到 β 随 L_g 变化的可取边界。至此， $R_{eq}(\omega_r') > 0$ 便可得到满足。相应地，系统开环右半平面极点的个数为 0。根据奈奎斯特稳定判据，只要 $N_{(+)} - N_{(-)} = 0$ ，系统就能稳定运行。其中， $N_{(+)}$ 和 $N_{(-)}$ 分别表示正负穿越的次数。图 8 给出了 $R_{eq}(\omega_r') > 0$ 时的环路增益波特图，其中 $T(s)$ 的相频曲线分别在 ω_g 和 $\omega_g/2$ 处向下穿过 -180° 和 -540° 线。因此， $N_{(+)} = 0$ ，且 ω_g 处的 GM_1 和 $\omega_g/2$ 处的 GM_2 应大于 0，以使 $N_{(-)} = 0$ 。

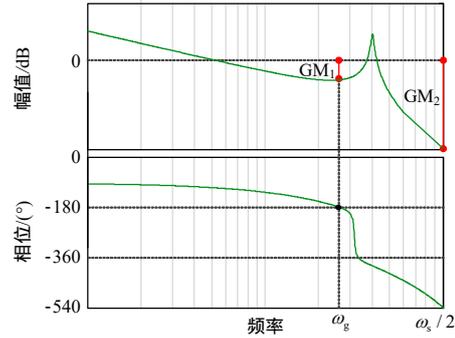


图 8 $R_{eq}(\omega_r') > 0$ 对应的环路增益波特图

Fig. 8 Bode diagram of loop gain with $R_{eq}(\omega_r') > 0$

将 $s = j\omega_g$ 和 $s = j\omega_g/2$ 代入式(8)，并令 $GM_1 = -20\lg|T(j\omega_g)|$ ， $GM_2 = -20\lg|T(j\omega_g/2)|$ ，得到由 GM_1 和 GM_2 约束的 β ，即

$$\beta_{GM1}(\lambda) = 10^{\frac{GM_1}{20}} \cdot \frac{1 - \lambda}{\omega_g^2 L_2 C} - \frac{(\omega_r^2 - \omega_g^2) L_1 \sin 1.5\omega_g T_s}{K_p \omega_g K_{P_{PWM}}} \quad (21)$$

$$\beta_{GM2}(\lambda) = 10^{\frac{GM_2}{20}} \cdot$$

$$\frac{1 - \lambda}{(\frac{\omega_s}{2})^2 L_2 C} - \frac{(\omega_r^2 - \frac{\omega_s^2}{2}) L_1 \sin 1.5 \frac{\omega_s}{2} T_s}{K_p \frac{\omega_s}{2} K_{P_{PWM}}} \quad (22)$$

可以看出， $\beta_{GM1,2}$ 依赖于电流调节器比例系数 K_p 和穿越频率 ω_g 。将 $s = j\omega_g$ 代入式(8) 并令 $\angle T(j\omega_g) = -180^\circ$ ，经由二阶 Tylor 近似，可求出 ω_g ，即

$$\omega_g(\lambda) = \sqrt{\frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac(\lambda)}}{2a}} \quad (23)$$

其中

$$\begin{cases} a = -\frac{(1.5T_s)^2}{2} - \frac{(1.5T_s)^4 \omega_r^2}{24} \\ b = 1 + \frac{(1.5\omega_r T_s)^2}{2} \\ c(\lambda) = -\omega_r^2 + \frac{\lambda}{L_1 C} \end{cases} \quad (24)$$

综上，在式(18)、(20)、(21)和(22)的共同约束下即可绘出权值 β 的稳定区域，并得到适应 L_g 变化的鲁棒性范围。为适应滤波器参数的波动并保留一定的稳定裕度，建议在鲁棒性范围的中心处选取 β ；此外，为了便于实现，在中心处附近优先选取 $\beta = 0$ 、 $\beta = 1$ 以及对常用分裂电感或电容值的 β 值。

3 设计示例和鲁棒性评估

为了验证分裂电流控制方案的有效性和设计过程的正确性，本节以 6kW 单相 LCL 型并网逆变

器为例,验证设计方案的正确性及其对电网阻抗变化的鲁棒性。主电路参数如表1所示,其中,两组滤波器参数分别对应理想电网下LCL谐振频率 $f_{r0} < f_s/6$ 和 $f_{r0} > f_s/6$ 。

表1 LCL型并网逆变器参数

Table 1 Key parameters of the LCL-type grid-connected inverter

参数	值	参数	滤波器 I	滤波器 II
电网电压 V_g	220V	逆变器侧电感 L_1	600 μ H	
输入电压 V_{in}	360V	网侧电感 L_2	150 μ H	
开关频率 f_{sw}	10kHz	滤波电容 C	30 μ F	3 μ F
采样频率 f_s	20kHz	谐振频率 f_{r0}	2.7kHz	8.4kHz

3.1 设计结果

根据第2节所提出的设计方法,选取 $K_p=0.047$, $K_i=25$ 。根据分布式并网发电标准,并网逆变器需要在交流电网短路容量比(short circuit ratio, SCR)大于等于10的工况下稳定运行^[28]。因此,本文考虑 L_g 从0变化到2.6mH(对应SCR=10)。

图9给出了 β 在 L_g 从0增大到2.6mH下的稳定区域。对于滤波器I,如图9(a)所示, β 的鲁棒性范围为 $0.8 < \beta < 1.24$ 。当 β 在(0.8, 1)区间时,对应于分裂电容电流实现方式;当 β 在(1, 1.24)区间时,对应于分裂网侧电流实现方式。特别地,当 $\beta=1$ 时,对应于ICF单环控制。对于滤波器II,如图9(b)所示, β 的鲁棒性范围为 $-2.1 < \beta < -0.3$,仅对应于分裂

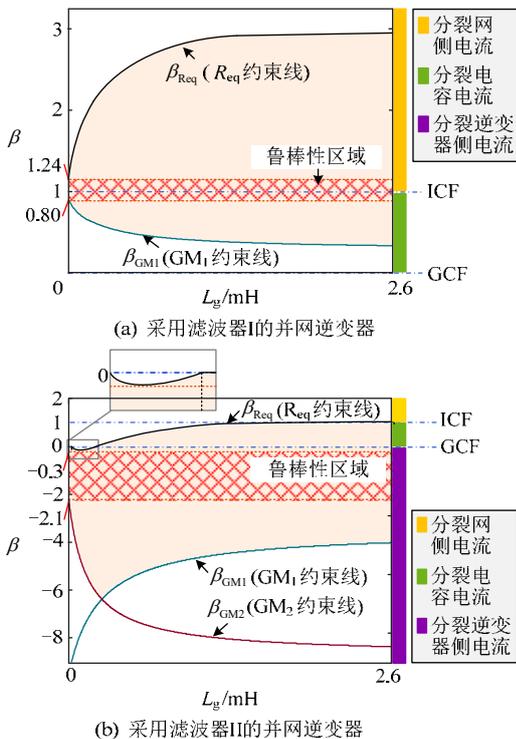


图9 加权值 β 的稳定区域
Fig. 9 Stable region of weight value β

逆变器侧电流实现方式。在上述鲁棒性范围内,对于滤波器I,优先选取 $\beta=1$,但为了验证上文所提出的分裂方案,选取 $\beta=1.2$ (分裂网侧电流)和 $\beta=0.9$ (分裂电容电流)。对采用滤波器II的并网逆变器,选取 $\beta=-1$ (分裂逆变器侧电流)。

以滤波器I为例,图10给出了 $L_g=0$ mH时系统的环路增益波特图。从相频曲线中可以看出,当 β 增大到1.24后,系统开始呈现为非最小相位特性,这意味着 $R_{cq}(\omega_i) > 0$ 不再能得到满足。从幅频曲线可以看出,随着 β 值的增大, -180° 穿越频率处的幅值逐渐减小,当 $\beta > 0.8$ 后, $GM_1 > 0$ dB的要求才能得到满足。这和图9(a)一致,由此证明了设计结果的正确性。

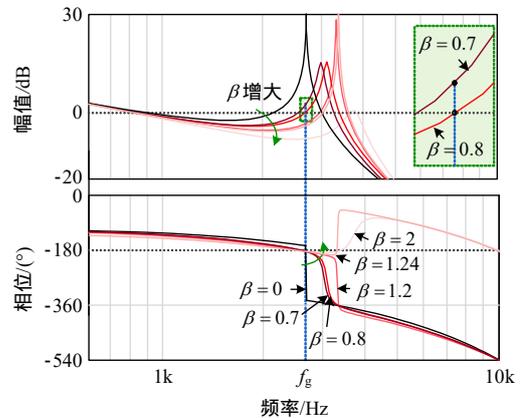


图10 $L_g=0$ mH下不同权值 β 对应的系统环路增益波特图
Fig. 10 Bode diagrams of the inverter with different β under $L_g=0$ mH

3.2 鲁棒性评估

本节通过绘制闭环极点根轨迹,对上述设计结果进行鲁棒性验证,如图11所示。由于PI调节器引入的闭环极点受电网阻抗变化的影响很小,其的根轨迹没有被给出。从图11可以看出,根轨迹始终位于单位圆内,说明并网逆变器具有对电网阻抗变化的强鲁棒性。图12给出了电网阻抗变化时的仿真波形。通过电感短接的方式,切换不同的 L_g 。可以看出,并网电流一直保持稳定,证明了所提控制方案对电网阻抗变化具有很强的鲁棒性。

4 实验结果

为了验证分裂电流单环控制方案的实用性和上文理论分析的正确性,在实验室搭建了一台6kW的实验样机,如图13所示,其参数见表1。该逆变器包含有M57962L驱动的2个绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)模块

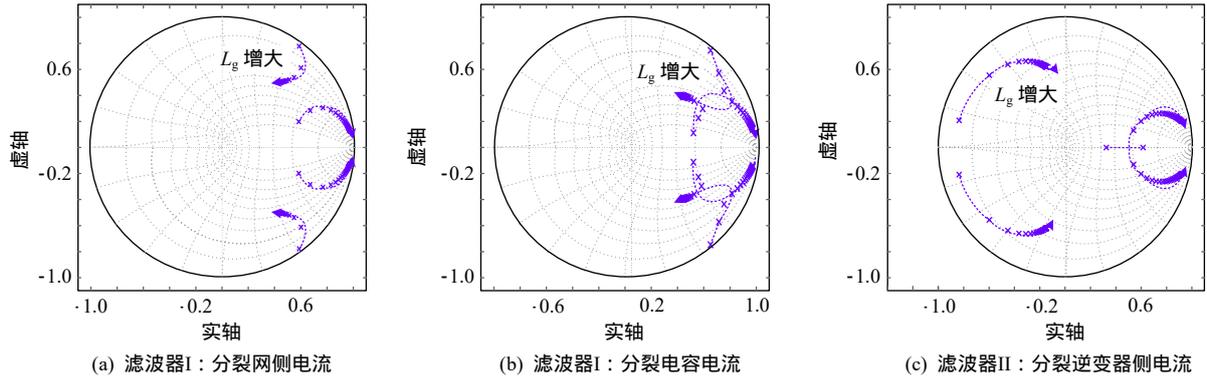


图 11 采用分裂电流单环控制的逆变器闭环根轨迹

Fig. 11 Closed-loop root loci of the inverter with splitting current single-loop control

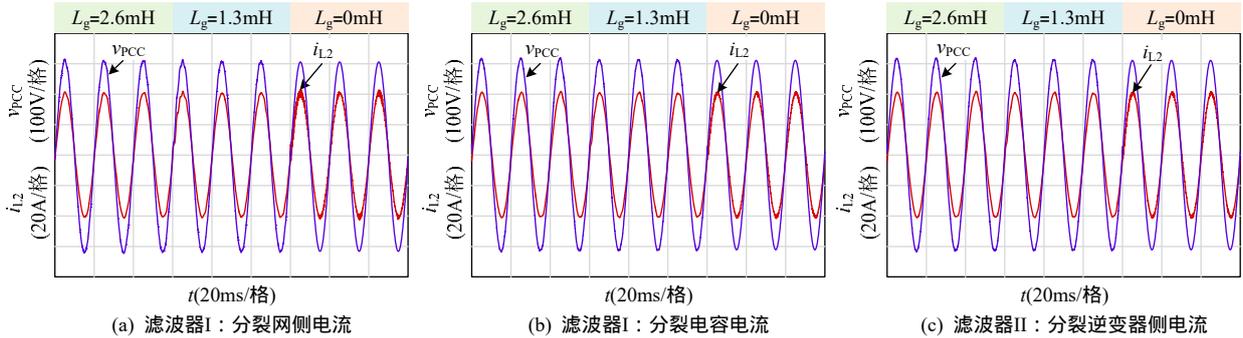


图 12 电网阻抗变化时分裂电流单环控制方案的仿真波形

Fig. 12 Simulation waveforms of inverter with splitting current control under varied grid impedance

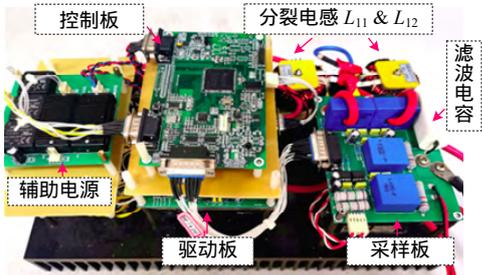


图 13 单相 LCL 型并网逆变器样机照片
Fig. 13 Photo of the single-phase LCL-type grid-connected inverter prototype

(CM100DY-24NF)，电流和 PCC 电压信号分别由电流霍尔(LA55-P)和电压霍尔(LV25-P)检测，然后由 14 位 A/D 转换器(MAXIM-1324ECM)采样，最后采样数据被发送到 DSP(TMS320F2812)以实现控制。

基于第 3 节的设计结果，图 14 给出了真实电网下 3 种分裂电流单环控制方案的稳态满载波形。对于图 14(a)、(b)、(c)，测得电网电流的总谐波畸变率分别为 3.9%、3.8%和 1.7%，功率因数分别为 0.994、0.995 和 0.998。并网电流基波有效值分别为 27.13A、27.16A 和 27.22A，给定值为 27.27A，则幅值误差分别为 0.51%、0.5%和 0.2%。均低于 1%。因此，系统具有理想的稳态性能。由于滤波器 I 的谐振频率较低，其低频谐波衰减能力也较弱，所以

滤波器 1 所对应波形的总谐波失真(total harmonic distortion, THD)相对较高。图 15 给出了半满载扰动时的动态响应波形。可以看出， i_{L2} 的超调率分别为 27%、25%和 26%，调节时间分别为 1.2ms、1.4ms 和 1.3ms。在传统的 WAC 控制中，并网逆变器的暂态响应时间通常在 2ms 左右^[18]。因此，所提出的控制方案保证了系统的快速动态响应。

以采用滤波器 II 的并网逆变器为例，在畸变电网状况下进行了实验。用可编程交流源 Chroma 6590 来模拟畸变电网，并注入 3、5、7、9 次谐波分量(占基波的比重分别为：8%、5%、3%、2%)，实验结果如图 16 所示。由于采用了 PCC 电压前馈，并网电流没有明显的畸变，且并网电流的 THD 被控制在 2.82%，验证了并网逆变器具有良好的谐波抑制能力。

最后，以采用滤波器 I 的并网逆变器为例，评估鲁棒性区域内的 $\beta=1.2$ 、0.9 和区域外的 $\beta=2$ 、0。为了直观地呈现对比结果，设置 β 值按照 1.2、2、0.9、0 的顺序切换。图 17 给出了 $L_g=0mH$ 下的实验波形。当 $\beta=1.2$ 时，电网电流 i_{L2} 是稳定的，但切换为 $\beta=2$ 后， i_{L2} 出现明显的振荡；当 $\beta=0.9$ 时， i_{L2} 恢复稳定；切换为 $\beta=0$ 后， i_{L2} 剧烈振荡，并很快触发保护，验证了设计结果的有效性。

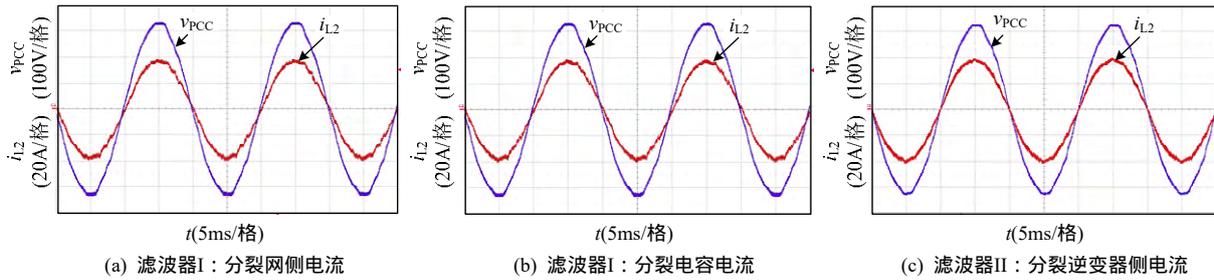


图 14 真实电网下三种分裂电流单环控制方案的稳态满载波形

Fig. 14 Full-load experimental waveforms of inverter with splitting current control under real grid

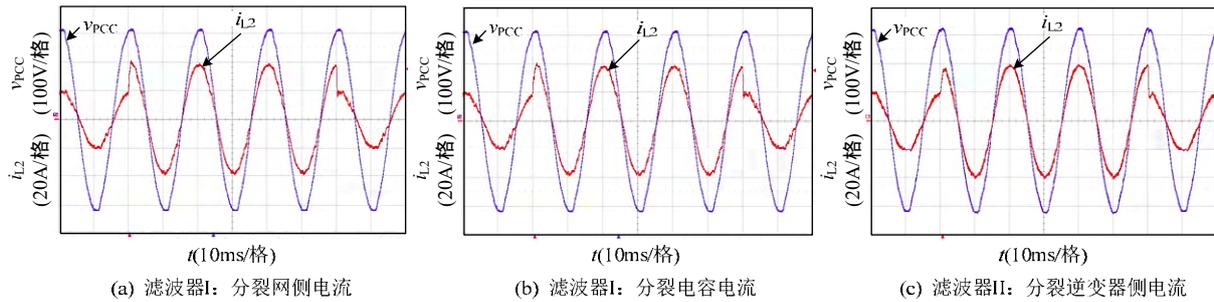


图 15 真实电网下半满载跳变的实验波形

Fig. 15 Experimental waveforms under real grid when the load current changes between half- and full-load

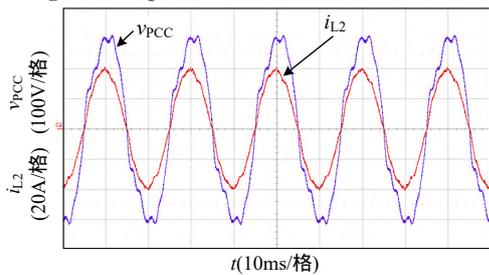


图 16 畸变电网状况下的实验波形

Fig. 16 Experimental waveforms under distorted grid condition

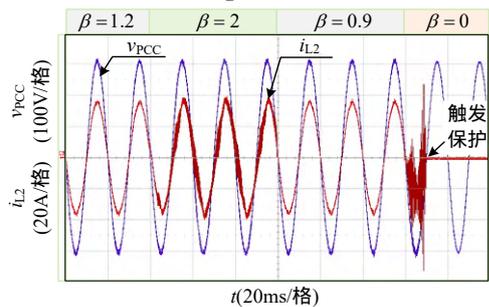


图 17 $L_g=0\text{mH}$ 下不同权值 β 所对应的实验波形

Fig. 17 Experimental waveforms at $L_g=0\text{mH}$ under different weight value β

5 结论

本文针对 LCL 型并网逆变器，提出了一族分裂电流单环控制方案。这些方案源于传统的加权平均电流控制，但解决了成本和鲁棒性问题。为了指导选择合适的权值和相应的分裂电流方案，本文建立了它们的通用模型，并对有源阻尼性能进行了分析，进而提出了能适应电网阻抗变化的权值设计方

案。仿真和实验结果表明，所提出的分裂电流实现方法和设计方案能有效地兼顾低成本、高鲁棒性和高电能质量。

参考文献

- [1] 阮新波, 王学华, 潘冬华, 等. LCL 型并网逆变器的控制技术[M]. 北京: 科学出版社, 2015.
RUAN Xinbo, WANG Xuehua, PAN Donghua, et al. Control techniques for LCL-type grid-connected inverters[M]. Beijing: Science Press, 2015(in Chinese).
- [2] 刘飞, 查晓明, 段善旭. 三相并网逆变器 LCL 滤波器的参数设计与研究[J]. 电工技术学报, 2010, 25(3): 110-116.
LIU Fei, ZHA Xiaoming, DUAN Shanxu. Design and research on parameter of LCL filter in three-phase grid-connected inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(3): 110-116(in Chinese).
- [3] 周乐明, 罗安, 陈燕东, 等. LCL 型并网逆变器的鲁棒并网电流反馈有源阻尼控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(10): 2742-2752.
ZHOU Leming, LUO An, CHEN Yandong, et al. A robust grid-current-feedback-active-damping method for LCL-type grid-connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(10): 2742-2752(in Chinese).
- [4] 刘芳, 张喆, 马铭遥, 等. 弱电网条件下基于稳定域和谐波交互的并网逆变器 LCL 参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(14): 4231-4241.
LIU Fang, ZHANG Zhe, MA Mingyao, et al. LCL filter design method based on stability region and harmonic

- interaction for grid-connected inverters in weak grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(14): 4231-4241(in Chinese).
- [5] 邹常跃, 刘邦银, 段善旭, 等. 并网逆变器中数字控制延时对系统稳定性的影响及其优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(2): 411-417.
ZOU Changyue, LIU Bangyin, DUAN Shanxu, et al. Influence of delay on system stability and its optimization in grid-connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(2): 411-417(in Chinese).
- [6] 高善诚, 廖冬初, 陈俊, 等. 有源阻尼与无源控制的弱电网下 LCL 并网逆变器[J]. 电力系统及其自动化学报, 2020, 32(6): 57-64.
GAO Shancheng, LIAO Dongchu, CHEN Jun, et al. LCL grid-connected inverter under weak grid with active damping and passive control[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2020, 32(6): 57-64(in Chinese).
- [7] DANNEHL J, LISERRE M, FUCHS F W. Filter-based active damping of voltage source converters with LCL filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(8): 3623-3633.
- [8] 郑堃, 周林, 龙贵欣, 等. 一种针对数字控制下光伏并网逆变器的陷波器滞后补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(6): 1749-1757.
ZHENG Kun, ZHOU Lin, LONG Guixin, et al. A lag compensation method based on notch filter for PV grid-connected inverter under digital control [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(6): 1749-1757(in Chinese).
- [9] YAO Wenli, YANG Yongheng, ZHANG Xiaobin, et al. Design and analysis of robust active damping for LCL filters using digital notch filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 2360-2375.
- [10] CAI Pei, WU Xiaohua, YANG Yongheng, et al. Digital low-pass-filter-based single-loop damping for LCL-filtered grid-tied inverters[C]//Proceedings of the IEEE Industrial Electronics Society. Washington, DC, USA: IEEE, 2018.
- [11] PEÑA-ALZOLA R, LISERRE M, BLAABJERG F, et al. Systematic design of the lead-lag network method for active damping in LCL-filter based three phase converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(1): 43-52.
- [12] ROLDÁN-PÉREZ J, BUENO E J, PEÑA-ALZOLA R, et al. All-pass-filter-based active damping for VSCs with LCL filters connected to weak grids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11): 9890-9901.
- [13] YAO Wenli, YANG Yongheng, XU Yan, et al. Phase reshaping via all-pass filters for robust LCL-filter active damping[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3), 3114-3126.
- [14] PEÑA-ALZOLA R, PEÑA-ALZOLA J, BUENO E, et al. Robust active damping in LCL-filter-based medium-voltage parallel grid inverters for wind turbines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10846-10857.
- [15] PAN Donghua, RUAN Xinbo, WANG Xiongfei, et al. A highly robust single-loop current control scheme for grid-connected inverter with an improved LCCL filter configuration[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8474-8487.
- [16] 潘冬华. 数字控制 LCL 型并网逆变器的有源阻尼和电流控制研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2015.
PAN Donghua. Active damping and current control for digitally controlled LCL-type grid-connected inverter [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2015(in Chinese).
- [17] SHEN Guoqiao, ZHU Xuancui, ZHANG Jun, et al. A new feedback method for PR current control of LCL-filter-based grid-connected inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(6): 2033-2041.
- [18] HE Ning, XU Dehong, ZHU Ye, et al. Weighted average current control in a three-phase grid inverter with an LCL filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2785-2797.
- [19] 沈国桥, 徐德鸿. LCL 滤波并网逆变器的分裂电容法电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(18): 36-41.
SHEN Guoqiao, XU Dehong. Current control for grid-connected inverters by splitting the capacitor of LCL filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(18): 36-41(in Chinese).
- [20] 徐飞, 汤雨, 谷伟. 弱电网条件下 LCL 型并网逆变器谐振前馈控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(18): 4970-4979.
XU Fei, TANG Yu, GU Wei. Resonant feedforward control strategy for LCL-type grid-connected inverters in weak grid condition[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(18): 4970-4979(in Chinese).
- [21] LU Minghui, AL-DURRA A, MUYEEN S M, et al. Benchmarking of stability and robustness against grid impedance variation for LCL-filtered grid-interfacing inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 9033-9046.
- [22] LI Xiaoqiang, FANG Jingyang, TANG Yi, et al. Robust design of LCL filters for single-current-loop-controlled grid-connected power converters with unit PCC voltage feedforward[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(1): 54-72.
- [23] 潘冬华, 阮新波, 王学华, 等. 增强 LCL 型并网逆变器对电网阻抗鲁棒性的控制参数设计[J]. 中国电机工程

- 学报, 2015, 35(10): 2558-2566 .
 PAN Donghua, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, et al .
 Controller design for LCL-type grid-connected inverter to
 achieve high robustness against grid-impedance
 variation[J] . Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10) :
 2558-2566(in Chinese) .
- [24] 孙建军, 王毅, 杨泽洲, 等 . 考虑电压前馈影响的 LCL
 并网逆变器改进 WACC 加权系数计算方法[J] . 中国电
 机工程学报, 2018, 38(17) : 5158-5166 .
 SUN Jianjun, WANG Yi, YANG Zezhou, et al . Improved
 WACC weighted coefficient method for LCL grid-
 connected inverter considering the influence of voltage
 feedforward[J] . Proceedings of the CSEE, 2018, 38(17) :
 5158-5166(in Chinese) .
- [25] 朱坤龙, 孙鹏菊, 王林, 等 . 弱电网下 LCL 型并网逆
 变频器的高鲁棒性加权平均电流控制策略[J] . 中国电机工
 程学报, 2020, 40(11) : 3592-3602 .
 ZHU Kunlong, SUN Pengju, WANG Lin, et al . High
 robustness weighted average current control for LCL-type
 grid connected inverter in a weak grid[J] . Proceedings of
 the CSEE, 2020, 40(11) : 3592-3602(in Chinese) .
- [26] YEPES A G, VIDAL A, MALVAR J, et al . Tuning method
 aimed at optimized settling time and overshoot for
 synchronous proportional-integral current control in
 electric machines[J] . IEEE Transactions on Power
 Electronics, 2014, 29(6) : 3041-3054 .
- [27] 鲍陈磊, 阮新波, 王学华, 等 . 基于 PI 调节器和电容
 电流反馈有源阻尼的 LCL 型并网逆变器闭环参数设计
 [J] . 中国电机工程学报, 2012, 32(25) : 133-142 .
 BAO Chenlei, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, et al .
 Design of grid-connected inverters with LCL filter based
 on PI regulator and capacitor current feedback active
 damping[J] . Proceedings of the CSEE, 2012, 32(25) :
 133-142(in Chinese) .
- [28] 国家电网公司 . Q/GDW 617—2011 光伏电站接入电网
 技术规定[S] . 北京: 中国电力出版社, 2011 .
 State Grid Corporation of China . Q/GDW 617—2011
 Technical rule for photovoltaic power station connected to
 power grid[S] . Beijing: China Electric Power Press,
 2011(in Chinese) .



赫玉莹

在线出版日期: 2020-10-14。

收稿日期: 2020-05-30。

作者简介:

赫玉莹(1997), 女, 博士研究生, 研究
 方向为逆变器并网控制技术, heyuying
 @hust.edu.cn;

*通信作者: 王学华(1978), 男, 博士,
 副教授, 研究方向为逆变器并网控制技术、
 逆变器并联控制技术和多电平逆变器控制
 技术, wang_xh@hust.edu.cn;

刘福鑫(1979), 男, 博士, 教授, 研究
 方向为新能源发电与无线电能传输。

(责任编辑 邱丽萍)

Splitting Current Single-loop Control and Robust Weight Value Design for LCL-type Grid-connected Inverter

HE Yuying¹, WANG Xuehua^{1*}, LIU Fuxin²

(1. Huazhong University of Science and Technology; 2. Nanjing University of Aeronautics and Astronautics)

KEY WORDS: single-loop; weighted average current; PCC voltage feedforward; active damping; robustness

The single-loop weighted average current (WAC) control is attractive for the LCL-type grid-connected inverter owing to its inherent active damping. High robustness can be naturally harvested without any additional damping methods, but it requires two current sensors.

To reduce the cost, a family of splitting current single-loop control is proposed, as shown in Fig. 1. By splitting the capacitor current, the grid current, and the inverter current, i_{WA} in three cases of weight value β , i.e., $0 \leq \beta \leq 1$, $\beta \geq 1$, and $\beta \leq 0$, can be directly sensed, respectively. Accordingly, the single-loop control schemes can be applied to achieve the WAC control with saving a current sensor.

To guide the selection of the proper weight value and suitable splitting current control schemes, from the perspective of tolerating the grid impedance variation, the robust range of the weight value is further graphically presented. Here, the common-applied unit PCC voltage feedforward is also considered. Via series of the equivalent transformations of the control block diagram, the WAC and PCC voltage feedforward are equivalent to virtual impedances connected in parallel with the filter capacitor. The total equivalent resistance R_{eq} provides the damping ability, while equivalent reactance X_{eq} causes the system resonance angular frequency ω_r' to deviate from the LCL resonance angular frequency ω_r . To provide effective damping, a positive R_{eq} at ω_r' is preferable.

According to $R_{eq}(\omega_r') > 0$, the constraint of β versus ω_r' is derived as

$$\beta \cos(1.5\omega_r' T_s) + \frac{\lambda K_f \sin(1.5\omega_r' T_s)}{\omega_r' K_p C} > 0 \quad (1)$$

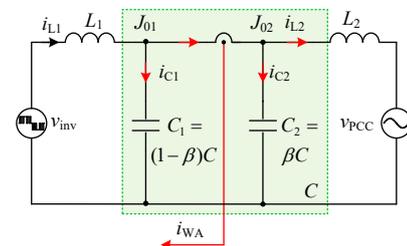
Further, according to the Nyquist frequency, the boundaries of β bound by $GM_{1,2}$ are obtained, i.e.,

$$\beta_{GM1} = 10^{\frac{GM_1}{20}} \cdot \frac{1-\lambda}{\omega_x^2 L_2 C} \cdot \frac{(\omega_r^2 - \omega_x^2) L_1 \sin 1.5\omega_x T_s}{K_p \omega_x K_{PWM}} \quad (2)$$

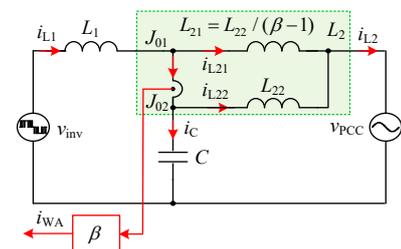
$$\beta_{GM2} = 10^{\frac{GM_2}{20}} \cdot \frac{1-\lambda}{(\frac{\omega_s}{2})^2 L_2 C} \cdot \frac{(\omega_r^2 - \frac{\omega_s^2}{2}) L_1 \sin 1.5 \frac{\omega_s}{2} T_s}{K_p \frac{\omega_s}{2} K_{PWM}} \quad (3)$$

Constrained by (1), (2), and (3), the stable region can be depicted. Then robust weight value securing stable operation against the variable L_g can be clarified.

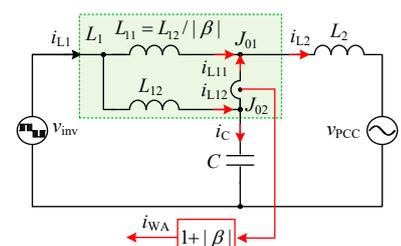
All the theoretical expectations have been validated in a 6-kW setup. The tested results verified that low cost, high robustness and low distortion can be confirmed by the proposed control schemes, and the design method is effective.



(a) Splitting capacitor-current single-loop control



(b) Splitting grid-current single-loop control



(c) Splitting inverter-current single-loop control

Fig. 1 Splitting current single-loop control schemes