

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.211754

基于无源性的并网逆变器扩展阻尼区域方法研究

金国彬, 苑忠奇, 李国庆, 辛业春

(现代电力系统仿真控制与绿色电能新技术教育部重点实验室(东北电力大学), 吉林 吉林 132012)

摘要: 三相LCL型并网逆变器通常采用电容电流反馈有源阻尼控制方式, 但由于控制延时的存在, 使系统的有源阻尼特性在 $1/6$ 采样频率 f_s 处发生改变, 在弱电网情况下可能发生系统失稳。针对此问题, 提出一种改进电容电流反馈的超前延时补偿方法。该方法基于无源理论的稳定性设计要求, 通过对控制内环的稳定性分析, 给出了内环控制参数及改进方法下电容电流反馈系数的可行域。通过对控制外环的稳定性分析, 给出了外环控制参数的可行域。采用逐步由内环到外环的参数分析及设计流程, 将有效正阻尼区域扩展到接近 $0.45f_s$, 有效保证逆变器输出导纳的无源性。离散稳定性分析与仿真结果表明, 在电网阻抗增加、逆变器并联耦合以及滤波器参数波动等工况下, 所提方法相较于传统电容电流反馈方法具有更好的系统稳定性、鲁棒性以及动态响应特性。

关键词: 并网逆变器; 延时补偿; 无源理论; 有源阻尼; 稳定性分析

A method of extending the damping region of a grid-connected inverter based on passivity

JIN Guobin, YUAN Zhongqi, LI Guoqing, XIN Yechun

(Key Laboratory of Modern Power System Simulation and Control & Renewable Energy Technology, Ministry of Education (Northeast Electric Power University), Jilin 132012, China)

Abstract: The capacitor current feedback active damping control method is often used in a three-phase LCL grid-connected inverter. However, because of the existence of control delay, the active damping characteristics of the system change at $1/6f_s$, and system instability may occur in a weak grid. A leading delay compensation method based on improved capacitor current feedback is proposed to solve this problem. Based on the stability design requirements of passive theory, and through a stability analysis of the control inner loop, the control parameters of the inner loop and the feasible region of improved capacitor current feedback coefficient are given. Through the stability analysis of the control outer loop, the feasible region of the control parameters of the outer loop is given. A parameter analysis and design process from inner loop to outer loop is adopted to expand the effective positive damping region to nearly $0.45f_s$, which effectively ensures the passivity of the output admittance of the inverter. Discrete stability analysis and simulation results show that the proposed method has better system stability, robustness, and dynamic response characteristic than the traditional capacitive current feedback method under increased grid impedance, parallel coupling of inverters, and fluctuation of filter parameters.

This work is supported by the National Key Research and Development Program of China (No. 2021YFB2400900).

Key words: grid-connected inverter; delay compensation; passive theory; active damping; stability analysis

0 引言

随着分布式电源的广泛应用, 并网逆变器承担着将新能源接入公共电网的重要责任^[1-2]。由于电力电子开关器件的快速导通和关断, 会导致输出电流开关谐波含量增加。通常采用L型或LCL型滤波器

连接逆变器和电网, 抑制开关谐波电流以满足并网要求^[3]。与L型滤波器相比, 后者具有较好的谐波抑制效果, 且所需电感较小, 成本较低^[4-5]。但是, 由于LCL型滤波器存在固有谐振尖峰, 容易导致系统发生失稳现象^[6-7]。

针对LCL滤波器存在的问题, 目前常用的解决方法主要有无源阻尼^[8-9]和有源阻尼方法^[10-11]。无源阻尼主要是在LCL滤波器上串联或并联一个电阻,

基金项目: 国家重点研发计划项目资助(2021YFB2400900)

这种方式实现简单可靠, 谐振抑制效果较好, 但不可避免地会引入损耗^[8-9]。而有源阻尼目前主要有状态变量反馈和数字滤波器等实现方式。状态变量反馈本质是等效成一个并联或串联在 LCL 滤波器上的虚拟阻抗, 不会产生附加损耗^[10]。而基于滤波器的有源阻尼实际上是在前向通道或反馈回路增加各种滤波器对系统进行稳定裕度补偿, 以达到抑制谐振的目的^[11]。尽管有源阻尼具有良好的阻尼能力, 但延时环节的引入会改变其阻尼特性。

由于延时环节的引入, 有源阻尼特性由并联在电容两端的等效电阻变为等效阻抗, 其中等效电阻和电抗随频率变化而改变^[12]。在小于 $f_s/6$ 处为正阻尼, 通常设计思路是保证系统谐振频率位于此区间。但考虑到长线路并网的弱电网特性等因素影响, 实际系统谐振频率发生偏移, 进入负阻尼区域, 导致系统发生失稳^[13]。因此, 如何降低延时环节对系统稳定造成的影响显得极为重要。

为改善数字控制中延时环节带来的影响, 一种方法是直接减少采样计算延时, 另一种方法是对延时环节进行补偿。文献[14]提出双采样模式以抵消一拍计算延时的影响, 并提高了系统的抗噪能力。文献[15]提出电容电流反馈的即时采样模式, 但由于硬件限制, 无法消除一拍计算延时的影响。文献[16]通过在电容电流反馈中加入高通滤波器进行延时补偿, 将临界频率提升至 $f_s/3$, 但在低于临界频率区域其补偿效果有限。文献[17]采用电容电流反馈和电容电压反馈实现在接近奈奎斯特频率下的阻尼, 但传感器数量的增多促使成本增加。文献[18]提出在电网电压前馈中加入带通滤波器, 并在比例谐振控制器上并联谐波补偿器, 以提高并网系统鲁棒性, 并抑制电网电压背景谐波。

目前, 阻抗分析方法^[19]广泛应用于并网逆变器系统的稳定性分析, 以及相应的阻抗重塑^[20]中。在此基础上, 应用无源理论指导系统阻尼设计。文献[21]提出在前向通道加入离散微分控制器, 以增强逆变器输出导纳的无源性。文献[22]提出了一种基于二阶低通滤波器的电压前馈控制, 逆变器输出导纳在奈奎斯特频率范围内是无源的, 但是没有考虑足够的稳定裕度。文献[23]提出了电网电压比例前馈和前向通道加入准谐振控制器, 改善低频性能, 以及在电容电流反馈中加入比例准谐振控制器进行相位超前补偿, 将临界频率扩展到 $0.358f_s$, 但控制环节参数较多且设计复杂。文献[24]采用基于双二阶滤波器的电容电流反馈以及电网电压前馈控制, 以保证系统的无源性, 但双二阶滤波器参数设计较复杂。文献[25]在单环网侧电流控制的基础上增加

有源补偿装置进行补偿, 逆变器输出阻抗在超宽频率内具有无源性。

本文对计及延时的三相 LCL 型并网逆变器系统, 首先建立并网逆变器系统的数学模型, 并分析延时环节对传统电容电流反馈阻尼特性的影响。然后, 应用无源理论指导系统参数设计, 通过改进电容电流反馈进行延时补偿, 采用由内环到外环的逐步设计方法, 提升了系统临界频率。进而, 分析在电网阻抗变化、滤波器参数波动和逆变器间耦合等工况下的系统稳定性。最后, 通过仿真实验验证了改进电容电流反馈方法的有效性。

1 考虑延时的三相 LCL 型逆变器系统建模

对于单个逆变器的控制结构, 可以使用各种电流控制方法, 如网侧电流控制、加权平均电流控制和逆变器侧电流控制等方法。各种控制系统都可用基于电网电流反馈和电容电流反馈的通用控制表示。因此, 本文以上述双电流环控制方案进行分析。

三相 LCL 型并网逆变器系统结构及控制示意图如图 1 所示。图中: 直流侧电源电压 V_{dc} 简化近似为常值; 主电路拓扑中 VT_1 — VT_6 为功率开关管, 且不考虑死区的影响; L_1 为逆变器侧电感; L_2 为电网侧电感; C 为滤波电容; Z_g 为电网阻抗, 包括线路电感和变压器漏感, 考虑忽略电网电阻; u_{pccabc} 为三相对称理想正弦波电网电压。

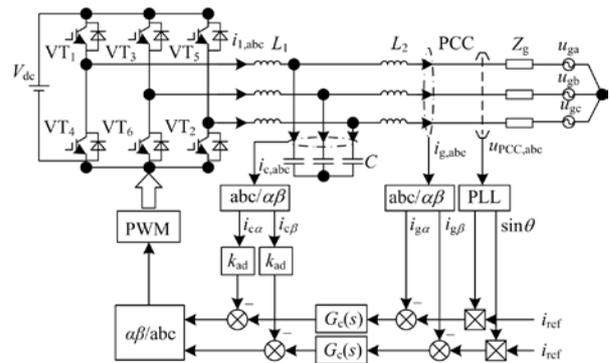


图 1 三相 LCL 型并网逆变器系统结构及控制图

Fig. 1 System structure and control block diagram of three-phase LCL-filtered grid-connected inverter

锁相环(phase locked loop, PLL)为给定电流 i_{ref} 提供电网相角 θ , 其中 PWM 为正弦脉宽调制技术, 采样方式选用对称采样, 则采样频率 f_s 等于开关频率 f_{sw} 。

在 $\alpha\beta$ 轴静止坐标系下进行坐标变换, PLL 的带宽设计为小于电网基频 50 Hz, 以避免可能出现的低频干扰^[24,26], 本文选择锁相环的带宽为 25 Hz。

在此基础上, 系统是解耦且单入单出的。由于 α 轴和 β 轴是解耦的, 因此, 仅以 α 轴为例进行分析, 且略去下标。基于电容电流反馈有源阻尼的双环结构图如图 2 所示, 图中: k_{ad} 为电容电流反馈系数; i_g 为电网电流, u_{pcc} 为公共连接点 PCC 电压; $G_d(s)$ 为系统延时环节, 其包括两部分(计算延时环节 1 拍, 采样延时环节 0.5 拍), 如式(1)所示。

$$G_d(s) = \frac{1}{T_s} e^{-sT_s} \cdot T_s e^{-0.5sT_s} = e^{-1.5sT_s} \quad (1)$$

式中: T_s 为采样时间, $T_s \triangleq 1/f_s$; s 为拉普拉斯算子。

$$G_c(s) = K_p + \frac{2K_r\omega_1 s}{s^2 + 2\omega_1 s + \omega_0^2} \quad (2)$$

式中: $G_c(s)$ 为准比例谐振 QPR 电流控制器; K_p 为比例系数; K_r 为谐振系数; $\omega_0 = 2\pi f_0$ 是基频角频率; ω_1 为谐振部分的控制带宽, 设计 $\omega_1 = \pi$ rad/s 以降低对基频变化的敏感性。

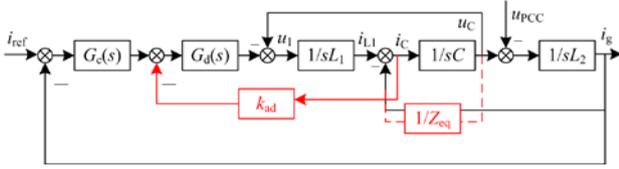


图 2 电容电流反馈及等效阻抗结构框图

Fig. 2 Block diagram of capacitive current feedback and its equivalent impedance structure

图 2 中基于电容电流反馈有源阻尼可等效成一个与电容 C 并联的等效阻抗 Z_{eq} , 如图 2 中的红色虚线部分所示。 Z_{eq} 串联阻抗形式如式(3)所示。

$$Z_{eq} = \frac{L_1}{Ck_{ad}G_d(s)} = \frac{L_1}{Ck_{ad}} e^{1.5sT_s} = \frac{L_1}{Ck_{ad}} [\cos(1.5\omega T_s) + j\sin(1.5\omega T_s)] \quad (3)$$

并网逆变器的等效导纳模型如图 3 所示。其中, 逆变器侧为等效电流源 $G_{cl}(s) \cdot i_{ref}$ 和输出导纳 $Y_o(s)$ 的并联, 电网侧为电网电压 u_g 与电网导纳 $Y_g(s)$

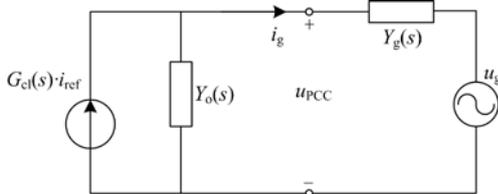


图 3 并网逆变器系统的等效导纳模型

Fig. 3 Equivalent admittance model of grid-connected inverter system

的串联, 即为诺顿等效电路。

根据图 2 和图 3, 化简可得 u_{pcc} 和 i_g 之间的逆变器输出导纳, 如式(4)所示。

$$Y_o(s) = \frac{L_1 C s^2 + k_{ad} G_d(s) C s + 1}{L_1 L_2 C s^3 + k_{ad} G_d(s) L_2 C s^2 + L_{12} s + G_c(s) G_d(s)} \quad (4)$$

式中, $L_{12} = L_1 + L_2$ 。

系统的闭环传递函数 $G_{cl}(s)$ 如式(5)所示。

$$G_{cl}(s) = \frac{i_g(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{G_c(s) G_d(s)}{L_1 L_2 C s^3 + L_{12} s + G_c(s) G_d(s) + k_{ad} G_d(s) L_2 C s^2} \quad (5)$$

根据式(4)可知, 当 $k_{ad} = 0$ 时(即无阻尼时输出导纳 $Y_o(s)$)的 bode 图如图 4 所示。并网逆变器系统参数如表 1 所示。

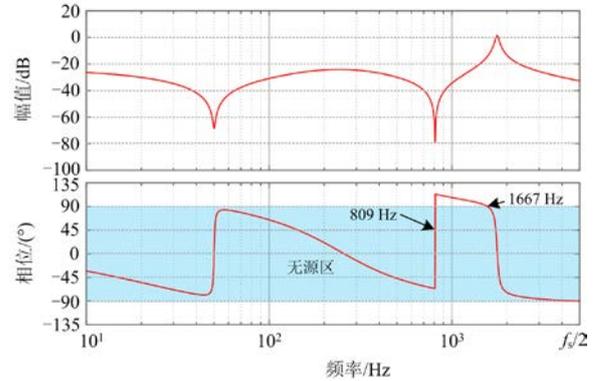


图 4 无阻尼时逆变器输出导纳 bode 图

Fig. 4 The bode diagram of output admittance of inverter without active damping

表 1 并网逆变器系统的各项参数

Table 1 Parameters of grid-connected inverter system

参数	数值	参数	数值
输入电压 V_{dc}/V	680	逆变器侧电感 L_1/mH	8.6
电网电压 u_g/V	380	滤波电容 $C/\mu F$	4.5
输出功率 P/kW	10	网侧电感 L_2/mH	1.8
基频 f_0/Hz	50	谐振频率 f_{res}/Hz	1945
开关频率 f_{sw}/kHz	10	采样频率 f_s/kHz	10

文献[25-26]给出了频域无源区的概念, 当且仅当导纳只有非负实部时才被定义为无源。无源导纳的相位落在 $[-90^\circ, 90^\circ]$, 图 4 中相位阴影部分为无源区, 超出部分为非无源区。考虑电网阻抗为纯感性, 若电网阻抗的幅频特性与此非无源区域相交, 由式(6)可判断此时并网系统的相位裕度 PM 小于 0° , 则无法保证系统稳定运行。

$$P_M = 180^\circ - [\angle Y_o(\omega_j) - \angle Y_g(\omega_j)] \quad (6)$$

式中, ω_j 为输出导纳幅频特性与电网导纳幅频特性

的交点处角频率值。

2 延时对传统电容电流有源阻尼的影响

由于非无源区域的存在，电网阻抗变化可能引起谐波谐振，因此，需要增加阻尼区域以提高系统稳定性，而阻尼设计的主要目标是减小非无源区。

式(3)中等效阻抗 Z_{eq} 可以等效为等效电阻 R_{eq} 和电抗 X_{eq} 的并联形式，如式(7)所示。

$$\begin{cases} R_{eq} = \frac{L_1}{k_{ad} C \cos(1.5\omega T_s)} \\ jX_{eq} = j \frac{L_1}{k_{ad} C \sin(1.5\omega T_s)} \end{cases} \quad (7)$$

根据式(6)，在 $(0, f_s/6)$ 的等效电阻 R_{eq} 为正，可保证并网系统稳定；而在 $(f_s/6, f_s/2)$ 内等效电阻 R_{eq} 为负，系统开环传递函数可能在右半平面 RHP 存在极点，使系统不稳定。当电网电感 L_g 大幅度变化时使谐振频率 f_{res} 移到临界频率 f_c 以下。

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \sqrt{1 + \frac{L_1}{L_2 + L_g}} \quad (8)$$

当电网电感增加时由式(4)可画出电容电流反馈有源阻尼的输出导纳 bode 图，如图 5 所示。由图 5 可以看出，采用传统电容电流反馈可以保证逆变器的输出导纳是无源的。但仍没有考虑足够的相位裕度，当电网电感变化落在此范围时，可能引起振荡。除此之外，LCL 滤波器参数波动以及逆变器并联台数变化也可能引起振荡。

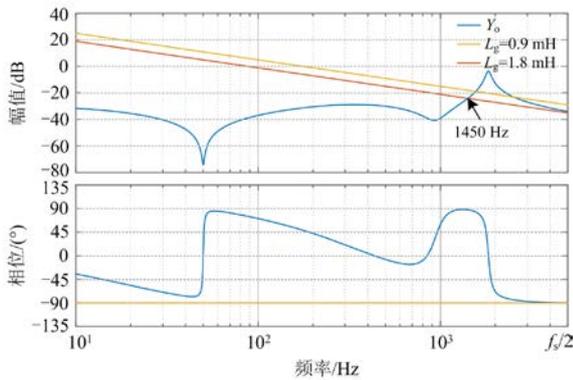


图 5 不同电网电感 L_g 时输出导纳 bode 图

Fig. 5 The bode plots of output admittance under different L_g

根据上述分析，满足无源性不足以保证系统的稳定性和鲁棒性，必须提高系统的稳定裕度。因此，为了保证系统的稳定性，采用改进电容电流反馈有源阻尼方法以补偿延时环节带来的影响。

3 基于无源理论参数设计及稳定性分析

3.1 无源理论

无源性的概念首次出现在电路理论中，是用于描述线性系统中能量和时间的关系^[29]。无源理论为相互关联的系统提供了一个充分非必要的稳定条件，即如果网络阻抗是非负的，则网络是无源的。因此，从系统层面看，如果每个子系统都是无源的，那么整个系统将是无源且稳定的^[30]。

对于并网逆变器系统的双电流环控制，若输出导纳在所有频率下都是无源且稳定的，则需要满足两个约束条件：

- 1) 每个逆变器自身保持稳定，即并网系统闭环传递函数 $G_{cl}(s)$ 不应含有右半平面 RHP 极点；
- 2) 逆变器输出导纳 $Y_o(s)$ 的实部是非负的，即 $\text{Re}[Y_o(s)] \geq 0$ 。

无源理论保证了逆变器输出导纳 $Y_o(s)$ 的相角落在无源范围内 $[-90^\circ, 90^\circ]$ ，如图 6 所示。因此，为提高系统稳定性，需要对传统电容电流反馈方法进行改进，以保证系统有足够的相位裕度。由于电网阻抗是纯感性的，希望在宽频率下仍能至少提供 30° 相位裕度，如图中阴影部分所示。

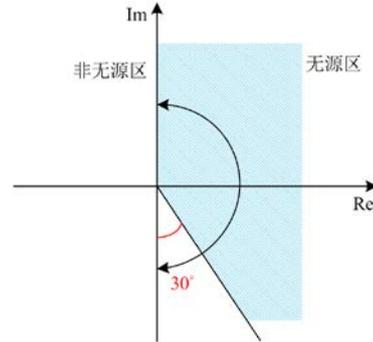


图 6 无源理论及相位裕度

Fig. 6 Passivity theory and phase margin

3.2 延时补偿策略

为扩大有源阻尼区域，采用相位超前补偿的改进电容电流反馈策略^[31]，如式(9)所示。其中： a 、 b 、 k_m 均为补偿系数。

$$G_p(s) = k_m \frac{abs + 1}{bs + 1} \quad (9)$$

由式(9)分析可得，正阻尼区域的临界频率只能提升到 $f_s/4$ ，且有 3 个系数要进行补偿设计。为此，本文提出改进电容电流反馈的延时补偿方法来扩展阻尼区域，如图 7 所示。

$$G_{ad}(s) = k_p + \frac{k_i}{s + 1} \quad (10)$$

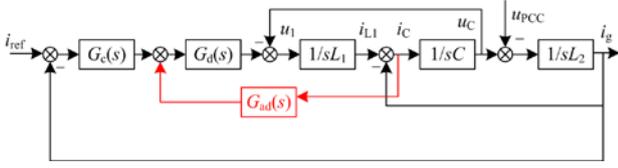


图 7 改进电容电流反馈结构框图

Fig. 7 Structure block diagram of improved capacitive current feedback

式中, k_p, k_i 为反馈系数。

类似式(7)的等效化简, 对图 7 进行化简, 改进的等效阻抗为 Z_{eq1} , 等效电阻 R_{eq1} 如式(11)所示。

$$R_{eq1} = \frac{L_1}{C} \times \frac{1 + \omega^2}{\omega^2 k_p \cos \gamma - \omega k_i \sin \gamma + (k_p + k_i) \cos \gamma} \quad (11)$$

根据式(11), 当并联 R_{eq1} 为无穷大时, 可得到正阻尼时的系统临界频率, 如式(12)所示。由此可得到临界频率 f 与 k_p, k_i 的关系, 如图 8 所示。

$$\omega k_p \cos \gamma - k_i \sin \gamma + (k_p + k_i) \cos \gamma / \omega = 0 \quad (12)$$

式中, $\gamma = 1.5\omega T_s = 3\pi f T_s$ 。

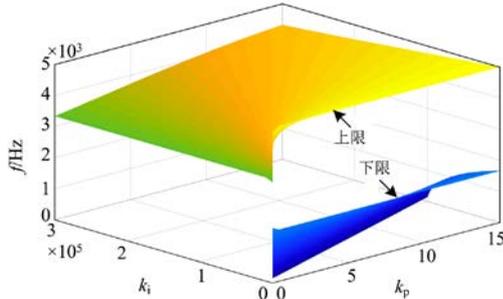


图 8 正阻尼时临界频率图

Fig. 8 Critical frequency diagram with positive damping

由图 8 可看出, 最大临界频率接近奈奎斯特频率 ($f_s/2$), 接下来设计系统参数以提升系统稳定性。

3.3 系统参数设计

为提高并网逆变器系统的稳定性, 为此需要对改进的电容电流反馈和准比例谐振 QPR 电流控制器进行逐步设计, 下面进行详细参数设计。

为便于设计以及稳定性分析, 由图 7 得到逆变器输出电压 u_1 到电网电流 i_g 的传递函数, 以及 u_1 到电容电流 i_c 的传递函数, 如式(13)和式(14)所示。

$$G_{ig} = \frac{i_g(s)}{u_1(s)} = \frac{\omega_g^2}{sL_1(s^2 + \omega_r^2)} \quad (13)$$

$$G_{ic} = \frac{i_c(s)}{u_1(s)} = \frac{s}{L_1(s^2 + \omega_r^2)} \quad (14)$$

式中: $\omega_r = 2\pi f_{res}$; $\omega_g = \sqrt{1/(L_2 + L_g)C}$ 。

根据图 7 以及式(13)和式(14), 可推导出并网逆变器系统的开环传递函数, 如式(15)所示。

$$G_{op}(s) = G_c(s)G_{ig}(s) \frac{G_d(s)}{1 + G_d(s)G_{ic}(s)G_{ad}(s)} \quad (15)$$

按照式(15)可将图 7 简化为内环和外环相结合的结构框图, 如图 9 所示。

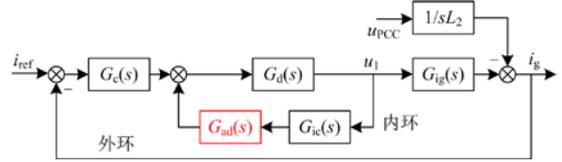


图 9 改进的控制结构的变换框图

Fig. 9 Transformation block diagram of improved control structure

3.3.1 电容电流反馈内环参数设计

式(15)等号右侧第一部分 $G_c(s)G_{ig}(s)$ 不含右半平面 RHP 极点, 如果第二部分是稳定的, 那么整个并网逆变器系统是稳定的。换言之, 若内环设计稳定, 且外环本身无右半平面极点, 则系统稳定。因此, 首先设计内环参数, 其次设计外环参数以确保系统稳定性和动态性能。由图 9 及式(15)可知, 内环的开环传递函数可表示为

$$G_{in_op}(s) = G_d(s)G_{ic}(s)G_{ad}(s) = \frac{e^{-1.5sT_s} s(k_p s + k_p + k_i)}{L_1(s+1)(s^2 + \omega_r^2)} \quad (16)$$

由奈奎斯特稳定判据分析内环的稳定性, 根据 $G_{in_op}(s)$ 的 bode 图特性, 首先进行幅值裕度设计。由判据可知, 在低频段 s_0 要求负穿越失效, 即在低频处的幅值裕度 $G_M > 0$, 如式(17)所示。建议低频处幅值裕度不小于 3 dB。

$$G_M = -20 \lg |G_{in_op}(s_0)| \quad (17)$$

由式(17)简化并推导出:

$$k_{iGM} = 10^{\frac{-G_M}{20}} L_1 \omega_r^2 - k_p \quad (18)$$

根据 $G_{in_op}(s)$ 的 bode 图特性, 进行相位裕度设计。在高频谐振段 $|G_{in_op}(j2\pi f_{1,2})| = 1$ 处, 要满足负穿越失效, 才能满足内环稳定的奈奎斯特判据, 相位裕度的约束如式(19)和式(20)所示。建议高频谐振段相位裕度不小于 30° 。

$$P_{M1} = \pi - \angle G_{in_op}(j2\pi f_1) \quad (19)$$

$$P_{M2} = \pi + \angle G_{in_op}(j2\pi f_2) \quad (20)$$

由式(19)、式(20)推导可得:

$$k_{iPM1} = \frac{2\pi f_1 k_p}{\tan(\pi + 3\pi f_1 T_s - P_{M1})} \quad (21)$$

$$k_{iPM2} = \frac{2\pi f_2 k_p}{\tan(-\pi + 3\pi f_2 T_s + P_{M2})} \quad (22)$$

并联等效电阻 R_{eq1} 在临界频率取无限大值时会失去阻尼谐振作用。通过仿真发现并联等效电阻 R_{eq1} 为 500Ω 时具有良好抑制谐振的效果, 得到的约束如式(23)所示。

$$k_i = \frac{L_1(1 + \omega^2)}{R_{eq1}C(\cos \gamma - \omega \sin \gamma)} - \frac{k_p(1 + \omega^2)}{1 - \omega \tan \gamma} \quad (23)$$

根据式(18)、式(21)一式(23)以及表 1 给出的系统参数画出改进电容电流反馈系数 k_i 和 k_p 的可行域, 如图 10 所示的阴影区域, 可在此范围内选择反馈系数值。当电网电感 L_g 变化时, 应使内环始终满足稳定裕度要求。这意味着可行域的约束应在最大电网电感 L_{gmax} 时选择幅值裕度 GM 和相位裕度 PM_1 以及在 $L_g = 0$ 时选择 PM_2 值。

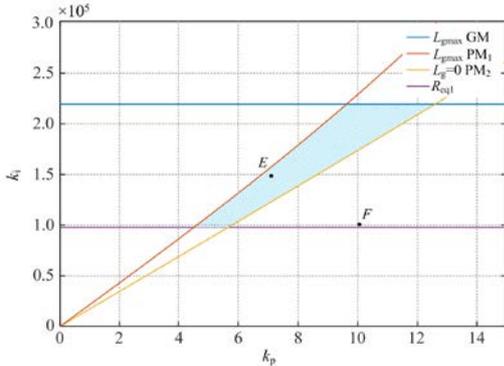


图 10 改进电容电流反馈系数的可行域

Fig. 10 Feasible region of improved capacitive current feedback coefficient

由图 4 可看出, 传统电容电流反馈的临界频率为 $1667 \text{ Hz} (f_s/6)$; 由图 8 与图 10 可分析出, 采用改进的方法可将临界频率提高到 $4500 \text{ Hz} (0.45f_s)$ 。

在可行域内选择参数, 此时内环 bode 图如图 11 所示。从图 11 中可以看出, 当电网电感 $L_g = 0$ 时, 相位裕度满足要求; 当电网电感为 L_{gmax} 时, 幅值裕度为 6.5 dB , 相位裕度为 32° , 都满足设计要求, 内环稳定设计为外环参数设计提供了基础。

3.3.2 外环参数设计

根据式(2)设计 K_p 和 K_r , 首先设计 K_p 。在截止频率 f_c 处, 系统开环增益满足 $|G_{op}(j2\pi f_c)| = 1$, 计及在小于截止频率 f_c 的频段, 电容 C 的作用可近似忽

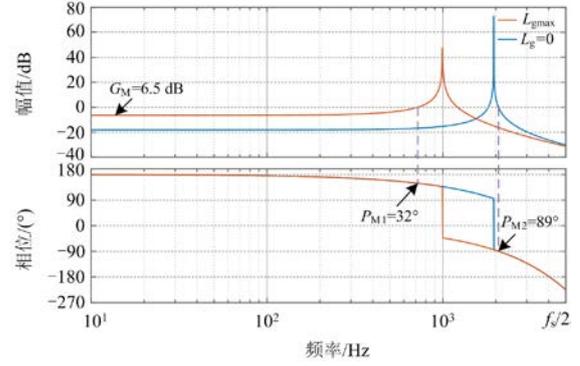


图 11 不同电网电感 L_g 时内环 bode 图

Fig. 11 The bode plots of the inner loop with grid inductance L_g

略, $C = 0$; 且准比例谐振 QPR 的谐振部分 K_r 在基频之外可忽略不计, $|G_c(j2\pi f_c)| \approx K_p$ 。由此化简可得:

$$K_p = 2\pi f_c (L_1 + L_2) \quad (24)$$

为了获得满意的稳态性能, 还需要对稳态误差进行约束, 对谐振系数 K_r 进行调节, 如式(25)所示^[3]。

$$K_{r1} = 2\pi(L_1 + L_2)(10^{T_{f0}/20} f_0 - f_c) \quad (25)$$

式中, T_{f0} 为系统开环时在基频处的幅值增益。为保证系统有满意的稳态误差, 建议 T_{f0} 不小于 60 dB 。

同时在截止频率 f_c 处, 其相位裕度 PM_3 应满足要求, 为保证系统有满意动态性能, 建议相位裕度 PM_3 不小于 30° , 谐振系数 K_{r2} 为

$$K_{r2} = \frac{K_p}{h} \tan(PM_3 - \pi + \tan^{-1} h + \tan^{-1} \frac{d}{e} + 1.5\omega_c T_s) - K_p \quad (26)$$

$$\begin{cases} d = \omega_c k_i \cos(1.5\omega_c T_s) + \omega_c^2 k_p \sin(1.5\omega_c T_s) \\ e = \omega_c k_i \sin(1.5\omega_c T_s) - \omega_c^2 k_p \cos(1.5\omega_c T_s) \\ h = \frac{2\omega_1 \omega_c}{\omega_o^2 - \omega_c^2} \\ \omega_c = 2\pi f_c \end{cases} \quad (27)$$

根据式(25)和式(26), K_r 在 K_{r1} 和 K_{r2} 范围内取值。将 $f_c = 0.05 f_s$ 代入式(24)一式(26), 得到 K_p 、 K_{r1} 和 K_{r2} 。系统开环传递函数 $G_{op}(s)$ 的 bode 图如图 12 所示, 从图 12 中可以看出, 当电网电感变化时, 经过逐步设计的参数满足系统动态性能要求, 且满足系统稳定裕度要求。

3.4 稳定性分析

根据上述分析, 改进电容电流反馈能够克服数字控制延时带来的影响。在此基础上, 当电网阻抗变化、滤波器 LCL 参数波动以及逆变器并联台数变

化时, 对系统稳定性进行分析。

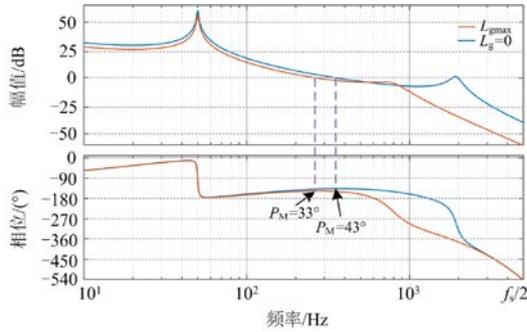


图 12 不同电网电感 L_g 时系统开环 bode 图

Fig. 12 Open-loop bode plots of system with different grid inductance L_g

3.4.1 不同电网阻抗时

式(2)中准比例谐振 QPR 的脉冲传递函数如式(28)所示。

$$G_c(z) = K_p + \frac{2K_f \omega_r T_s (z-1)}{z^2 + z(\omega_o^2 T_s^2 + 2\omega_r T_s - 2) - 2\omega_r T_s + 1} \quad (28)$$

式(13)和式(14)经零阶保持器 (Zero Order Holder, ZOH) 进行 z 变换如式(29)和式(30)所示。

$$G_{ig}(z) = \frac{m\omega_r T_s - (z-1)^2 \sin \omega_r T}{(L_1 + L_2 + L_g)m\omega_r z(z-1)} \quad (29)$$

$$G_{ic}(z) = \frac{(z-1) \sin \omega_r T_s}{m\omega_r L_1 z} \quad (30)$$

$$m = z^2 - 2z \cos \omega_r T_s + 1 \quad (31)$$

对图 9 所示的控制结构框图进行 z 变换, 可以推导出系统开环脉冲传递函数, 如式(32)所示。

$$G_{op}(z) = \frac{G_c(z)L_1[\omega_r T_s B - (z-1)^2 \sin \omega_r T_s]}{L(z-1)[\omega_r L_1 z B - G_{ad}(z)(z-1) \sin \omega_r T_s]} \quad (32)$$

式中, $L = L_1 + L_2 + L_g$ 。

系统闭环脉冲传递函数如式(33)所示。

$$G_{cl}(z) = \frac{G_{op}(z)}{1 + G_{op}(z)} \quad (33)$$

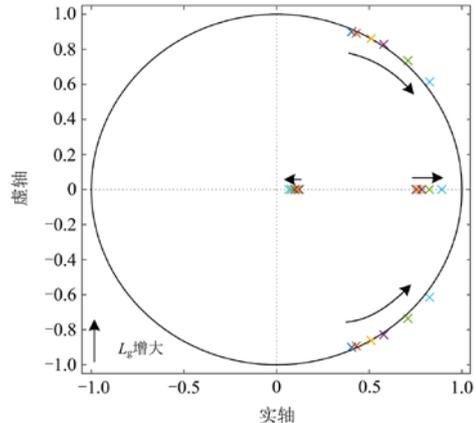
图 13(a)为传统电容电流反馈的系统闭环极点图。当电网电感较小时, 闭环极点位于单位圆内, 此时系统保持稳定; 随着电网电感的继续增加, 闭环极点移向单位圆外, 此时系统并网电流逐渐失去稳定。

图 13(b)为改进电容电流反馈的系统闭环极点图。随着电网电感的增大, 闭环极点均始终位于单位圆内, 表明此时系统电流保持稳定。通过上述分析, 当电网电感变化时, 改进电容电流反馈方法可以有效提高并网电流稳定性。

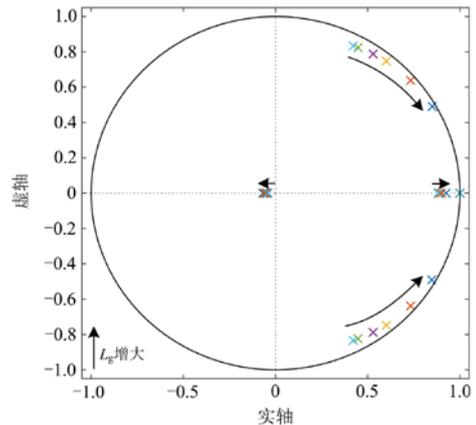
3.4.2 滤波器参数波动时

为保证数字控制下并网逆变器系统的鲁棒性,

通常选择低于系统临界频率的谐振频率。但由于出现的不确定性因素, 如老化或温度变化等, 可能会引起滤波器 LCL 参数变化。因此, 基于无源性的系统设计需考虑滤波器参数对系统稳定性的影响。图 14 为采用改进电容电流反馈的滤波器参数变化 $\pm 20\%$ 时系统闭环极点图。



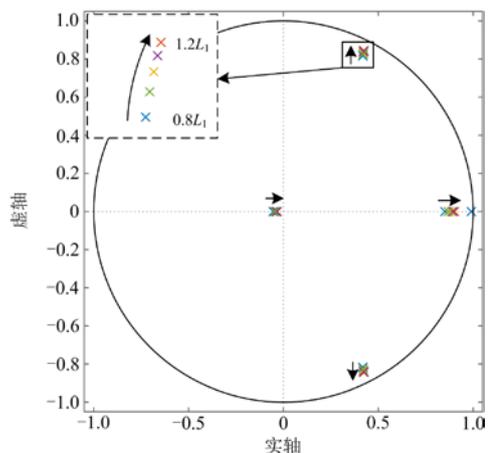
(a) 传统电容电流反馈



(b) 改进电容电流反馈

图 13 系统闭环极点图

Fig. 13 Closed-loop pole diagram of the system



(a) 电感 L_1 波动时

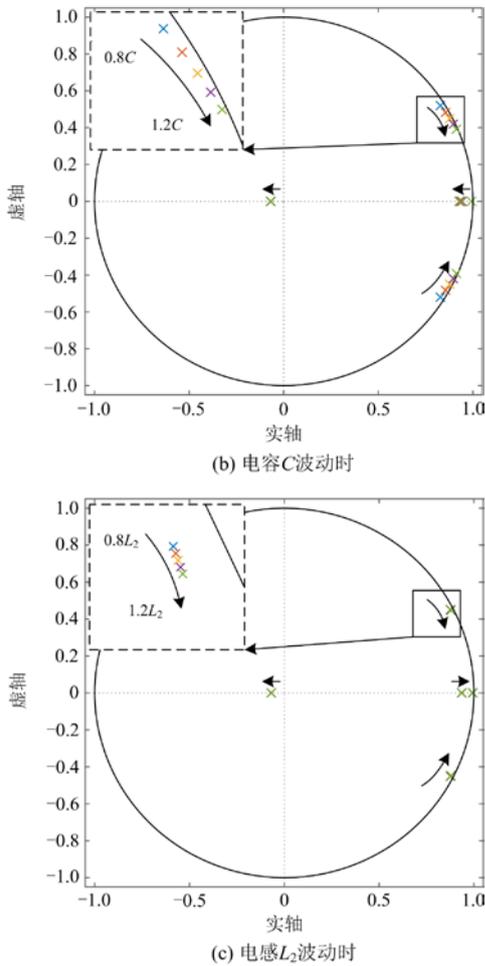


图 14 滤波器 LCL 波动时系统闭环极点图

Fig. 14 Closed-loop pole diagram of filter LCL fluctuation

图 14(a)为 L_1 变化时的系统闭环极点图, 闭环极点始终停留在单位圆内, 这意味着系统稳定。图 14(b)和图 14(c)分别为 C 和 L_2 变化时的系统闭环极点分布图, 极点始终在单位圆内移动, 不会出现不稳定的情况。计及滤波器参数波动时引起的谐振频率变化, 改进方法能够满足系统稳定性和鲁棒性要求。

3.4.3 逆变器并联时

除逆变器与电网阻抗相互作用外, 逆变器并联台数的增加也可能会危及系统的稳定性。为此研究 2 台逆变器并联的系统稳定性。逆变器的系统参数相同, 如表 1 所示。从任意一台逆变器看去其等效电网电感为 $2L_g$ ^[23]。改进电容电流反馈的输出导纳 bode 图如图 15 所示。

从图 15 中可以看出, 改进电容电流反馈的输出导纳在宽频带范围内位于无源区, 且相位裕度大于 30° 。而图 5 中, 传统电容电流反馈的输出导纳与等

效电网导纳幅值相交处的相位裕度接近 0 , 这表明系统存在不稳定点。因此, 当 2 台改进电容电流反馈控制的逆变器并联时, 导纳幅值交点处的相位裕度满足系统要求, 则系统始终保持稳定。

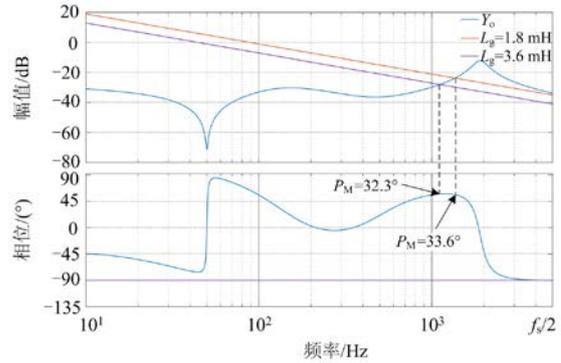


图 15 改进电容电流反馈 Y_0 和等效 L_g 的 bode 图

Fig. 15 The bode diagram of improved capacitive current feedback Y_0 and equivalent grid inductance L_g

4 算例分析

为验证本文设计参数的合理性及有效性, 根据图 1 和表 1, 在 Matlab/Simulink 搭建了三相 LCL 型并网逆变器系统仿真模型。

4.1 不同电网电感

图 16 为不同电网电感值时电网电流波形图。图 16(a)为传统电容电流反馈的电网电流波形, 当 $L_g = 0$ mH 时, 电网电流波形稳定, 系统稳定运行; 当 $L_g = 1.8$ mH 时, 电网电流出现明显谐振。对电流进行傅里叶分析, 谐振频率接近 1450 Hz, 与图 5 中 bode 图分析的谐振频率值相吻合, 测得并网电流总谐波畸变率 THD 为 11.56% 。结果表明, 在不同电网电感下, 传统的电容电流反馈的稳定性较差。

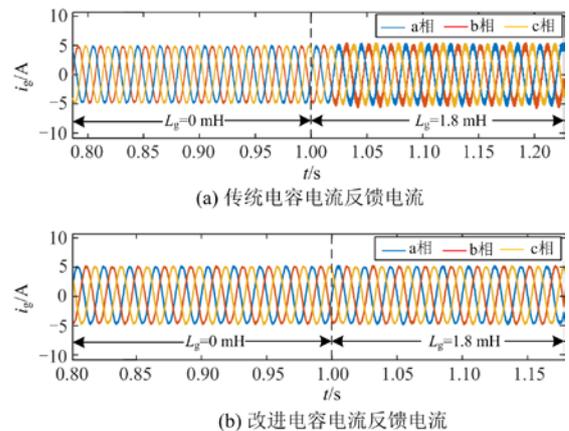


图 16 不同电网电感 L_g 时电流波形

Fig. 16 Current waveform under different grid inductance L_g

图 16(b)为采用改进电容电流反馈的电网电流波形。由于改进后正阻尼频率范围扩大, 当电网电感大范围变化时, 系统仍能保持稳定工作。从图中可以看出, 电网电感在 $L_g = 0 \text{ mH}$ 和 $L_g = 1.8 \text{ mH}$ 时, 具有良好的并网电流质量, 验证了改进方法和参数设计的有效性。

为了验证图 10 可行域参数有效性, 选取可行域内和外的参数进行对比, 分别对应图 10 中 E 点和 F 点。 E 点对应的电网电流如图 16(b)所示, F 点对应电网电流波形如图 17 所示。从图 16(b)可以看出, 不同电网电感时, 电网电流保持稳定。而从图 17 可以看出, 当采用可行域外 F 点参数时, 在 $L_g = 1.8 \text{ mH}$ 时电网电流失去稳定, 这表明所设计的可行域内参数可以保证系统始终稳定运行。

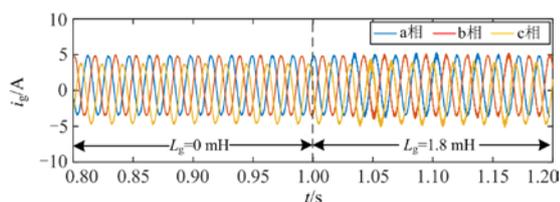


图 17 不同电网电感 L_g 时可行域外电网电流波形

Fig. 17 Current waveform outside the feasible region with different grid inductance L_g

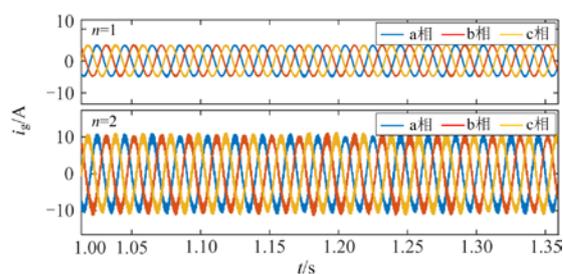
4.2 多逆变器并联

在并网逆变器系统中, 逆变器的数量会影响整个并网系统的稳定性。为证明本文设计的参数在多逆变器并联系统中的优势, 将 2 台逆变器并联进行验证, 如图 18 所示, 其中 n 为逆变器台数。图 18(a)为采用传统电容电流反馈的电网电流, 单台逆变器运行时电流稳定; 当 2 台逆变器并联时, 整个系统变得不稳定。

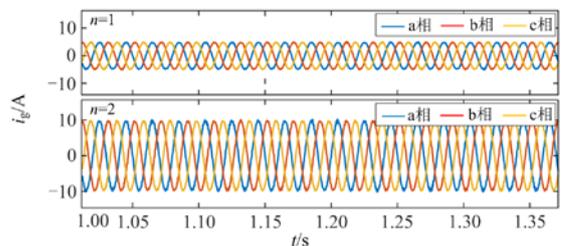
图 18(b)为改进电容电流反馈的电网电流, 2 台逆变器并联后, 电网电流仍具有良好的电流质量, 整个逆变器系统始终保持稳定, 验证了图 15 的分析结果。由于采用的设计方法保证每台逆变器的输出导纳均在无源区内, 且有一定相位裕度, 从而保证电网电流稳定。

4.3 动态性能

为了验证系统的动态性能, 应用本文设计方法观察给定电流突然增加和减少时的动态响应, 电网电流的瞬态响应波形如图 19 所示。从图 19 中可以看出, 当 $t = 1 \text{ s}$ 时给定电流阶跃响应由 5 A 增加为 10 A , 当 $t = 1.2 \text{ s}$ 时电流由 10 A 减小为 5 A , 电网电流在很短的时间内跟踪给定电流, 且超调量较小, 表明系统具有良好的动态性能。



(a) 传统电容电流反馈电网电流



(b) 改进电容电流反馈的电网电流

图 18 电网电流波形图

Fig. 18 Grid current waveform

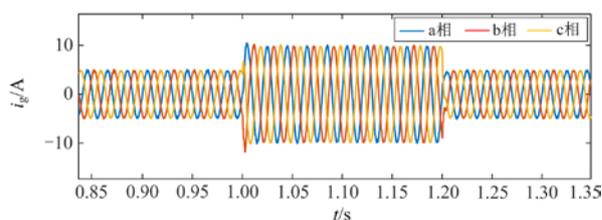


图 19 系统电流动态响应

Fig. 19 System current dynamic response

5 结论

本文针对数字控制下的三相 LCL 型并网逆变器系统, 分析了延时环节对系统稳定的影响; 分析了控制内环、外环的控制参数对系统稳定的影响, 并给出参数设计方法和改进电容电流反馈系数可行域; 分析了网侧阻抗、滤波器参数及并联耦合逆变器对系统稳定性的影响, 并进行了算例对比分析。

1) 控制延时环节的引入, 弱电网下传统电容电流反馈控制可能发生系统失稳, 改进的控制方法可以有效扩展正阻尼区域, 可以保证系统稳定。

2) 基于改进的电容电流反馈延迟补偿方法, 将有效正阻尼区域扩展到 $0.45f_s$ 左右; 基于改进电容电流反馈系数可行域、内环及外环控制参数设计方法, 可以保证弱电网下逆变器输出导纳的相位裕度和幅值裕度。

3) 与传统电容电流反馈控制相比, 提出的改进方法有效提高了电网阻抗变化、逆变器并联以及滤波器参数波动下系统的稳定性、鲁棒性以及系统动

态性能。

参考文献

- [1] 刘建峰, 李美玉, 余光正, 等. 考虑 VSC 系统谐波稳定条件下的 LCL 滤波器参数优化设计方法[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(13): 80-90.
LIU Jianfeng, LI Meiyu, YU Guangzheng, et al. Optimization design method of LCL filter parameters considering harmonics stability of VSC system[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(13): 80-90.
- [2] 邵振国, 许昊铂, 肖颂勇, 等. 新能源电网中的谐波问题[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(4): 178-187.
SHAO Zhenguo, XU Haobo, XIAO Songyong, et al. Harmonic problems in a new energy power grid[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(4): 178-187.
- [3] 王林, 孙鹏菊, 薛统宇, 等. 一种提高 LCL 型并网逆变器电流控制性能的延时补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(19): 6320-6329.
WANG Lin, SUN Yaoju, XUE Tongyu, et al. A delay compensation method to improve the current control performance of the LCL-type grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(19): 6320-6329.
- [4] JALILI K, BERNET S. Design of LCL filters of active-front end two-level voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1674-1689.
- [5] 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): 4231-4242.
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): 4231-4242.
- [6] 林盛超, 熊健, 贺诗明, 等. 基于并网电流反馈的新型有源阻尼方法[J]. 电网技术, 2021, 45(3): 926-939.
LIN Shengchao, XIONG Jian, HE Shiming, et al. New active damping method based on grid current feedback[J]. Power System Technology, 2021, 45(3): 926-939.
- [7] 王磊, 张凌博. 多逆变器并网等值建模及谐振抑制优化[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(6): 19-29.
WANG Lei, ZHANG Lingbo. Equivalent modeling of multi-inverters connected to the grid and optimization of resonance suppression[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(6): 19-29.
- [8] BERES R, WANG Xiongfei, BLAABJERG F, et al. Optimal design of high-order passive-damped filters for grid-connected applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 2083-2098.
- [9] 卞文倩, 李飞, 赵晋斌. 基于 LCL 型逆变器的数字陷波器有源阻尼方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(21): 14-19.
BIAN Wenqian, LI Fei, ZHAO Jinbin. Research on digital notch filter active damping based on LCL-type inverter[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(21): 14-19.
- [10] 耿乙文, 齐亚文, 董文明, 等. 一种改进型并网电流反馈有源阻尼方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(18): 5557-5567.
GENG Yiwen, QI Yawen, DONG Wenming, et al. An active damping method with improved grid current feedback[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(18): 5557-5567.
- [11] XIA Wei, KANG Jingsong. Stability of LCL-filtered grid-connected inverters with capacitor current feedback active damping considering controller time delays[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2017, 5(4): 584-598.
- [12] 潘冬华, 阮新波, 王兴华, 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.
- [13] PAN Donghua, RUAN Xinbo, BAO Chenlei, et al. Capacitor-current-feedback active damping with reduced computation delay for improving robustness of LCL-type grid-connected inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3414-3427.
- [14] 杨东升, 阮新波, 吴恒. 提高 LCL 型并网逆变器电流控制性能的双采样模式实时运算方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(6): 1445-1454.
YANG Dongsheng, RUAN Xinbo, WU Heng. A real-time computation method with dual sampling modes to improve the current control performance of the LCL-type grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(6): 1445-1454.
- [15] 潘冬华, 阮新波, 王兴华, 等. 提高 LCL 型并网逆变器鲁棒性的电容电流即时反馈有源阻尼方法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18): 1-10.
PAN Donghua, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, et al. A capacitor-current real-time feedback active damping method for improving robustness of the LCL-type grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18): 1-10.
- [16] WANG Xiongfei, BLAABJERG F, LOH P C. Virtual RC damping of LCL-filtered voltage source converters with extended selective harmonic compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 4726-4737.

- [17] HE Yuying, WANG Xuehua, RUAN Xinbo, et al. Capacitor-current proportional-integral positive feedback active damping for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid impedance variation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 12423-12436.
- [18] 杨龙月, 郭锐, 张乐, 等. 非理想电网下逆变器并网电流质量改善策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(15): 10-18.
YANG Longyue, GUO Rui, ZHANG Le, et al. Improvement strategy for grid-connected current quality of an inverter under non-ideal grid conditions[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(15): 10-18.
- [19] SUN Jian. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3075-3078.
- [20] 李光辉, 王伟胜, 刘纯, 等. 直驱风电场接入弱电网宽频带振荡机理与抑制方法(二): 基于阻抗重塑的宽频带振荡抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(23): 6908-6920, 7104.
LI Guanghui, WANG Weisheng, LIU Chun, et al. Mechanism analysis and suppression method of wideband oscillation of PMSG wind farms connected to weak grid (part II): suppression method of wideband oscillation based on impedance reshaping[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(23): 6908-6920, 7104.
- [21] WANG Xiongfei, BLAABJERG F, LOH P C. Passivity-based stability analysis and damping injection for multi-paralleled VSCs with LCL filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11): 8922-8935.
- [22] CHEN Wenzhe, ZHAO Jianfeng, LIU Kangli, et al. Passivity enhancement for LCL-filtered grid-connected inverters using the dominant-admittance-based controller[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(18): 4140-4149.
- [23] QIAN Qiang, XIE Shaojun, HUANG Liuliu, et al. Harmonic suppression and stability enhancement for parallel multiple grid-connected inverters based on passive inverter output impedance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 7587-7598.
- [24] AKHAVAN A, MOHAMMADI H R, VASQUEZ J C, et al. Passivity-based design of plug-and-play current-controlled grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 35(2): 2135-2150.
- [25] 边志维, 何远彬, 吴圆圆, 等. 一种提高 LCL 型并网逆变器无源性及抗扰性的网侧电流控制策略[J/OL]. 中国电机工程学报: 1-12[2021-07-28]. <https://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2107.TM.20210728.0956.005.html>
- BIAN Zhiwei, HE Yuanbin, WU Yuanyuan, et al. An injected current control strategy for passivity enhancement and disturbance rejection of LCL-type grid-connected inverter[J/OL]. Proceedings of the CSEE: 1-12 [2021-07-28]. <https://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2107.TM.20210728.0956.005.html>.
- [26] WEN Bo, BOROYEVICH D, BURGOS R, et al. Analysis of D-Q small-signal impedance of grid-tied inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 31(1): 675-687.
- [27] YOON C, BAI Haofeng, BERES R N, et al. Harmonic stability assessment for multi-paralleled, grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2016, 7(4): 1388-1397.
- [28] GU Yunjie, LI Wuhua, HE Xiangning. Passivity-based control of DC microgrid for self-disciplined stabilization[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2015, 30(5): 2623-2632.
- [29] RAISBECK G. A definition of passive linear networks in terms of time and energy [J]. Journal of Applied Physics, 1954, 25(6): 1510-1514.
- [30] 王旭斌, 杜文娟, 王海风. 弱连接条件下并网 VSC 系统稳定性分析研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 36(6): 1593-1604.
WANG Xubin, DU Wenjuan, WANG Haifeng. Stability analysis of grid-tied VSC systems under weak connection conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 36(6): 1593-1604.
- [31] 曹子恒, 肖先勇, 马俊鹏, 等. 提高 LCL 型并网逆变器鲁棒性的改进型电容电流反馈有源阻尼策略[J]. 高电压技术, 2020, 46(11): 3781-3790.
CAO Ziheng, XIAO Xianyong, MA Junpeng, et al. Novel capacitor current feedback active damping strategy for enhancing robustness of LCL-type grid-connected inverters[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(11): 3781-3790.

收稿日期: 2021-12-23; 修回日期: 2022-04-15

作者简介:

金国彬(1977—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为新能源发电及其并网、智能电网技术实现、电能质量治理; E-mail: jgbjgb2005@126.com

苑忠奇(1996—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为并网逆变器谐振机理分析与抑制。E-mail: 1944153998@qq.com

(编辑 姜新丽)