

弱电网下 LCL 型 APF 强鲁棒性控制方法

刘可¹, 赵正奎², 张文倩¹, 韩俊¹, 刘禹彤¹

(1. 国网青海省电力公司电力科学研究院, 西宁 810008; 2. 青海大学能源与电气工程学院, 西宁 810016)

摘要: 由于有源阻尼中数字控制器存在延时, 导致滤波器的谐振频率在弱电网下因电网阻抗变化偏移时控制系统极易发生不稳定, 因此提出一种弱电网下 LCL 型有源电力滤波器强鲁棒性控制方法。该方法在传统电容电流反馈有源阻尼的基础上将前馈点前移至电流控制器输入端, 在此基础上改进电流控制器的结构, 将有源阻尼控制器和电流环控制器相结合, 设计了一个复合控制器, 根据朱利判据和奈奎斯特稳定性判据推导系统的稳定性约束条件, 以实现复合控制器的参数设计, 保障系统在弱电网下的强鲁棒性。仿真和实验结果表明, 根据所提方法设计的 LCL 型有源电力滤波器能有效补偿电网中的谐波电流, 从而保证控制系统对电网阻抗变化的强鲁棒性。

关键词: 有源电力滤波器; 弱电网; 有源阻尼; 复合控制器; 鲁棒性

Strong Robust Control Method for LCL-Type APF Under Weak Grid

LIU Ke¹, ZHAO Zhengkui², ZHANG Wenqian¹, HAN Jun¹, LIU Yutong¹

(1. Qinghai Electric Power Test and Research Institute, Xining 810008, China; 2. School of Energy and Electrical Engineering of Qinghai University, Xining 810016, China)

Abstract: The existence of delay in the digital controller in active damping causes the control system to be highly susceptible to instability when the resonant frequency of the filter is shifted due to changes in the grid impedance under a weak grid. A strong robust control method of the LCL-type active power filter under the weak grid is proposed, which is based on the traditional capacitor-current-feedback active damping, and the feed-forward point is moved forward to the input of the current controller, and the structure of the current controller is improved based on which the active damping controller and the current-loop controller are combined to obtain a composite controller. On the basis of this method, the structure of the current controller is improved, and a composite controller is obtained by combining the active damping controller and the current loop controller. The stability constraints of the system are deduced based on the Juri's criterion and the Nyquist's stability criterion, in order to realize the parameter design of the composite controller and guarantee the strong robustness of the system under the weak power grid. Simulation experiments show that the LCL-type active power filter designed according to the proposed method can effectively compensate the harmonic currents in the grid and can guarantee the strong robustness of the control system to the grid impedance changes of the grid.

Key words: active power filters; weak power grid; active damping; composite controller; robustness

0 引言

在双碳目标的驱动下, 电网建设不断向新型电力系统方向转型, 大量新能源、电力电子设备和储能装置在电网中获得广泛应用, 随着电力系统电力

电子化程度越来越高, 电力系统中谐波污染问题日渐突出^[1-3], 且电网的短路比将逐渐降低, 呈现弱电网特征^[4], 这使电力系统的安全稳定性面临新的挑战^[5]。

LCL 滤波器存在固有谐振, 导致 LCL 型有源电力滤波器(active power filter, APF)极易不稳定^[6-7], 常见谐振抑制方法有: 无源阻尼和有源阻尼^[8]。无源阻尼通过在电感或电容侧串并联电阻的方式达到增大阻尼的效果, 以此抑制谐振, 但存在高损耗性和发热严重的缺陷^[9-11], 有源阻尼方法通过控制策

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52167022); 青海省基础研究计划项目(2022-ZJ-935Q)。

Foundation item: Supported by the National Natural Science Foundation of China (52167022); the Natural Science Foundation of Qinghai (2022-ZJ-935Q)。

略获得等效虚拟阻尼, 实现对 LCL 滤波器的谐振抑制^[12]。

针对有源阻尼中数字控制器存在延时现象, 导致 LCL 滤波器的谐振频率因电网阻抗变化偏移时控制系统极易发生不稳定问题, 文献[13]通过计算最优有源阻尼系数和引入相位滞后控制器, 设计出在 $(0, 1/2f_s)$ 区间内均能稳定的控制系统, 其中 f_s 为控制器的采样频率, 但该控制系统对滤波器参数变化的鲁棒性较差, 在硬件参数发生偏移时, 仍存在不稳定的风险。文献[14]提出了电容电流即时反馈有源阻尼方法, 实现在奈奎斯特频率 $(1/2f_s)$ 内的稳定性, 但该方法忽视了控制器的运算时间和数据传输时间, 在工程实践中采用数字控制器完全消除控制延时的思路难以实现。文献[15]在有源阻尼回路中引入超前补偿, 实现最大正阻尼区间提高到 $[0, 0.363f_s)$, 但在区间 $[0.363f_s, 0.5f_s)$ 内仍然不稳定。文献[16]通过对多 PR 控制器参数的合理设计, 提高控制系统在 $1/6f_s$ 处的稳定性, 但控制器结构复杂。文献[17]提出滞后拍的有源阻尼控制方法, 可以有效增大稳定区域, 但只能保证中频段的稳定性, 在低频段和高频段仍然会不稳定。文献[18]将高通滤波控制器用于网侧电感电流反馈有源阻尼, 同时对有源阻尼环路进行了改进, 分析得到稳定区域为 $[0, 1/3f_s]$, 可以适应常规弱电网, 但对于极弱电网, 控制系统可能振荡。文献[19]针对文献[17]存在高频段极易不稳定的问题, 提出了二阶高通滤波有源阻尼方法, 提高了稳定区间上限, 但在低频段和高频段仍存在负阻尼的区间。文献[20]基于电容电压有源阻尼控制方法提出了二阶微分控制结构, 有效增强了控制系统在弱电网下的稳定性, 但是微分控制器应用在数字控制领域, 极易引入高频干扰。

本文提出一种弱电网下 LCL 型 APF 强鲁棒性控制方法, 该方法在传统电容电流反馈有源阻尼的基础上, 将前馈点前移至电流控制器输入端, 在此基础上改进电流控制器的结构, 将有源阻尼控制器和电流环控制器相结合, 设计一个复合控制器, 通过分析这种控制结构对弱电网的适应性, 给出复合控制器的参数设计方法, 实现控制器参数对电网阻抗变化的强鲁棒性, 将有效阻尼区域由采样频率的 $1/6$ 倍提升到 0.48 倍, 更大范围地保证电网阻抗在一定范围偏移的情况下, 本文提出的有源阻尼方法

仍能保证系统的稳定运行, 增强系统鲁棒性。最后通过仿真和实验验证了本文方法的有效性和可行性。

1 LCL 型 APF 数学建模

建立三相三线制并联 LCL 型 APF 主电路拓扑结构如图 1 所示。在图 1 中, u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 分别为各相的电网电压, L_{sa} 、 L_{sb} 、 L_{sc} 分别为电网各相的等效电感, L_{2a} 、 L_{2b} 、 L_{2c} 分别为输出滤波器电网侧三相信感, i_{2a} 、 i_{2b} 、 i_{2c} 分别为有源电力滤波器电网侧三相信的输出电流, C_a 、 C_b 、 C_c 分别为输出滤波器各相的滤波电容, u_{Ca} 、 u_{Cb} 、 u_{Cc} 分别为 LCL 滤波器各相的滤波电容电压, i_{Ca} 、 i_{Cb} 、 i_{Cc} 分别为 LCL 滤波器各相的滤波电容电流, L_{1a} 、 L_{1b} 、 L_{1c} 分别为输出滤波器变流器侧各相信感, i_{1a} 、 i_{1b} 、 i_{1c} 分别为变流器各相的输出电流, u_a 、 u_b 、 u_c 分别为变流器各相的输出电压, U_{dc} 为直流侧储能电容电压, P 表示直流母线正极, N 表示直流母线负极, O 表示电网中性点, O_c 表示滤波电容中性点。

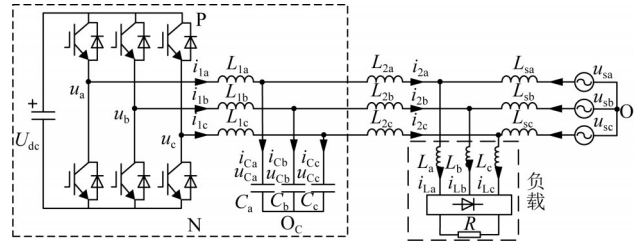


图 1 三相三线制并联 LCL 型 APF 主电路拓扑结构图

Fig. 1 Topology structure of three-phase three-wire shunt LCL-type APF

通过建立各相等效电路, 结合霍夫电压定律和霍夫电流定律, 并利用拉氏变换和 Clarke 变换可得到两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的状态方程组如式(1)所示。

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{sL_1} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{sL_1} \begin{bmatrix} u_{C\alpha} \\ u_{C\beta} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{s(L_2 + L_s)} \begin{bmatrix} u_{C\alpha} \\ u_{C\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{s(L_2 + L_s)} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} u_{C\alpha} \\ u_{C\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{sC} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{sC} \begin{bmatrix} i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $i_{1x}(x=\alpha, \beta)$ 为变流器侧电流; $i_{2x}(x=\alpha, \beta)$ 为电网侧电流; $u_{Cx}(x=\alpha, \beta)$ 为滤波电容电压; $u_{sx}(x=\alpha, \beta)$ 为电网电压; $u_x(x=\alpha, \beta)$ 为变流器输出电压;

L_1 为变流器侧电感; L_2 为电网侧电感; C 为滤波电容; L_s 为电网等效电感。根据式(1)可得 LCL 型有源电力滤波器在两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的控制框图如图 2 所示, 其中 $x=\alpha, \beta$ 。

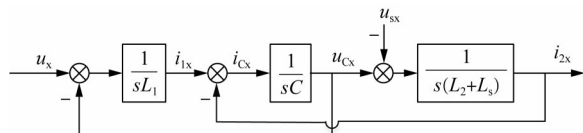


图 2 LCL 型有源电力滤波器在两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系统框图

Fig. 2 Block diagram of LCL type active power filter in two-phase stationary $\alpha\beta$ coordinate system

结合式(1)与图 2, 且忽略扰动的影响, 可得到 LCL 型有源电力滤波器的电网侧电感输出电流到变流器侧输出电压的传递函数如式(2)所示。

$$G_{i2}(s) = \frac{i_{2x}}{u_x} = \frac{1}{L_1(L_2 + L_s)Cs^3 + (L_1 + L_2 + L_s)s} \quad (2)$$

由式(2)可知, LCL 滤波器是一个三阶系统, 且二次项系数为 0。变换为标准形式可得式(3)。

$$G_{i2}(s) = \frac{1}{s(L_1 + L_2 + L_s)} \frac{\omega_{res}^2}{s^2 + 2\xi\omega_{res}s + \omega_{res}^2} \quad (3)$$

式中: ξ 为阻尼系数; ω_{res} 为 LCL 滤波器的谐振角频率, 其表达式为^[21]:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_s}{L_1(L_2 + L_s)C}} \quad (4)$$

结合式(2)~(3)分析, 可以得到此时 $\xi = 0$, 即: LCL 滤波器是一个阻尼系数为 0 的三阶系统, 虚轴上有一对共轭的极点, 因此出现谐振问题^[22-23]。为解决谐振问题可从提高阻尼系数入手。

2 基于复合控制器的新型控制方法构建

LCL 型输出滤波器存在固有谐振特性, 不利于系统的稳定运行, 且随着新型电力系统的构建, 电网结构越来越复杂, 逐渐呈现出弱电网的特性^[24]。电网阻抗随着电网运行方式的不同发生改变, 这导致 LCL 滤波器的谐振频率发生偏移, 为了保证 LCL 型 APF 在弱电网下仍能安全可靠工作, 需要增强 APF 对电网阻抗的适应能力。因此, 本文提出一种基于复合控制器的新型有源阻尼方法, 其控制框图如图 3 所示。

由图 3 可知, 基于复合控制器的新型有源阻尼方法的 LCL 型 APF 的结构框图主要包括电流控制、

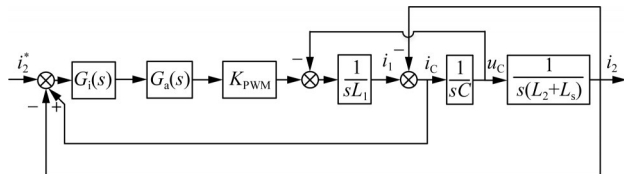


图 3 基于复合控制器的新型有源阻尼方法控制框图

Fig. 3 Control block diagram of a novel active damping method based on a composite controller

数字控制器控制延时、采样开关及 PWM 的电力电子变换器的零阶保持特性等环节, 电流控制环节采用比例谐振控制器, 单位采样周期的计算延时传递函数记为 $G_d(s)$, 采样开关的传递函数为 $1/T_s$, 零阶保持器的传递函数记为 $G_h(s)$, 变换器调制增益记为 K_{PWM} , 滤波电容电流记为 i_C 。

在工程应用中, 需在控制算法程序运行结束后, 再把调制信号载入 DSP 的相关寄存器中, 导致载入的调制信号滞后于控制算法计算得到的调制信号, 该延时环节用 $G_d(s)$ 表示, 其传递函数为^[25-26]

$$G_d(s) = e^{-T_s s} \quad (5)$$

式中 T_s 为控制器的采样周期。

调制信号载入 DSP 后, 在控制器的一个采样周期内维持不变, 通过调制信号与载波比较得到 PWM 脉冲, 该过程与零阶保持器特性相似, 产生约 0.5 个采样周期的控制延时, 故用零阶保持器 $G_h(s)$ 的传递函数表示为^[26-27]:

$$G_h(s) = \frac{1 - e^{-T_s s}}{s} \approx T_s e^{-0.5T_s s} \quad (6)$$

为简化基于复合控制器的新型有源阻尼方法的 LCL 有源电力滤波器的结构框图, 令

$$G_a(s) = \frac{G_d(s)G_h(s)}{T_s} = e^{-1.5T_s s} \quad (7)$$

电流控制环节和有源阻尼环节构成的复合控制器 $G_i(s)$ 的表达式为:

$$G_i(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \sum_{n=1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25} \frac{2k_m s}{s^2 + (n\omega_N)^2} \quad (8)$$

式中: k_p 为控制器的比例系数; k_i 为控制器积分环节的积分系数; k_m 为控制器谐振环节的积分系数; n 为控制器的谐波次数; ω_N 为控制器的谐振角频率。

电流谐振控制器的最高谐振频率为 1 250 Hz, 电流谐振控制器的谐振频率与 LCL 滤波器的谐振频率相差较大, 因此多 PR 控制器的谐振部分对稳定

性产生的影响比较微小, 为简化分析, 忽略谐振部分的影响, 将由电流控制环节和有源阻尼环节构成的复合控制器简化为:

$$G_i(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (9)$$

根据上述分析, 计算得到基于本文提出的新型有源阻尼方法控制的 LCL 型 APF 在连续域的开环传递函数 $T(s)$ 的表达式为:

$$T(s) = \frac{G_i(s) K_{\text{PWM}} e^{-1.5T_s s}}{\left\{ L_1(L_2 + L_s)Cs^3 - (L_2 + L_s)CK_{\text{PWM}} \times \right.} \quad (10)$$

$$\left. \left\{ (k_i + k_p s)e^{-1.5T_s s} + (L_1 + L_2 + L_s)s \right\} \right\}$$

式中: L_s 为电网等效电感; K_{PWM} 为调制环节的增益。

当等效虚拟电阻表现为正阻特性时, 有利于系统的稳定性, 若要提高 LCL 型 APF 对电网阻抗的鲁棒性, 可行的思路是拓宽等效虚拟电阻表现为正阻特性的区间, 相比于传统电容电流反馈有源阻尼方法, 本文提出的有源阻尼方法等效于增加了等效虚拟阻抗 Z_f 增强系统鲁棒性, 整体等效虚拟阻抗如图 4 所示。

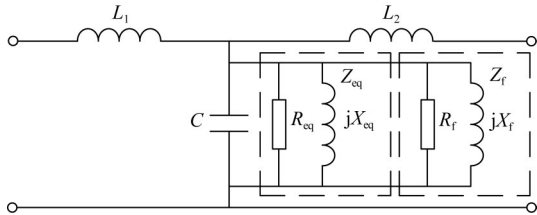


图 4 基于复合控制器的新型有源阻尼方法的等效虚拟阻抗
Fig. 4 Equivalent virtual impedance of a novel active damping method based on a composite controller

图 4 中, Z_{eq} 为传统电容电流反馈控制等效在滤波电容上并联的等效阻抗, 由图 4 可得, 在增加等效虚拟阻抗 Z_f 环节后, 形成的等效虚拟阻抗 Z'_{eq} 由 Z_{eq} 与 Z_f 并联构成, Z'_{eq} 、 Z_{eq} 和 Z_f 的实部和虚部表达式如下。

$$R'_{\text{eq}}(\omega) = R_{\text{eq}}(\omega) // R_f(\omega) = \frac{R_{\text{eq}}(\omega) R_f(\omega)}{R_{\text{eq}}(\omega) + R_f(\omega)} \quad (11)$$

$$X'_{\text{eq}}(\omega) = X_{\text{eq}}(\omega) // X_f(\omega) = \frac{X_{\text{eq}}(\omega) X_f(\omega)}{X_{\text{eq}}(\omega) + X_f(\omega)} \quad (12)$$

$$R_{\text{eq}}(\omega) = -\frac{L_1}{k_p K_{\text{PWM}} C \cos(1.5\omega T_s)} \quad (13)$$

$$X_{\text{eq}}(\omega) = -\frac{L_1}{k_p K_{\text{PWM}} C \sin(1.5\omega T_s)} \quad (14)$$

$$R_f(\omega) = \frac{L_1 \omega}{k_i \cdot K_{\text{PWM}} C \sin(1.5\omega T_s)} \quad (15)$$

$$X_f(\omega) = -\frac{L_1 \omega}{k_i \cdot K_{\text{PWM}} C \cos(1.5\omega T_s)} \quad (16)$$

式中: $R_{\text{eq}}(\omega)$ 与 $X_{\text{eq}}(\omega)$ 分别为传统电容电流反馈控制等效在滤波电容上并联的等效虚拟电阻与等效虚拟电抗, $R_f(\omega)$ 与 $X_f(\omega)$ 分别为本文提出的有源阻尼方法在传统电容电流反馈控制方法的基础上增加的等效虚拟电阻与等效虚拟电抗。

为了使反馈环节保持最小相位系统特性, 应满足 k_p 与 k_i 的符号相同, 即同为正值或同为负值, 根据式 (13) 与式 (15) 可得出 $R_{\text{eq}}(\omega)$ 与 $R_f(\omega)$ 的频率特性如图 5 所示, 进而分析 $R'_{\text{eq}}(\omega)$ 的正阻特性与负阻特性区间。

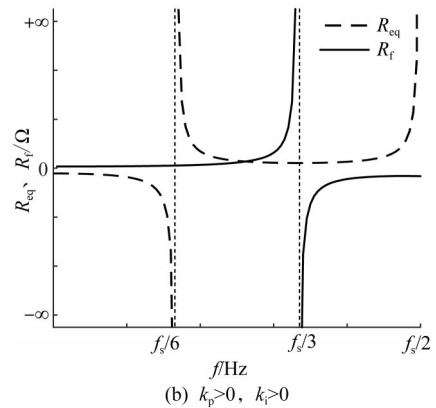
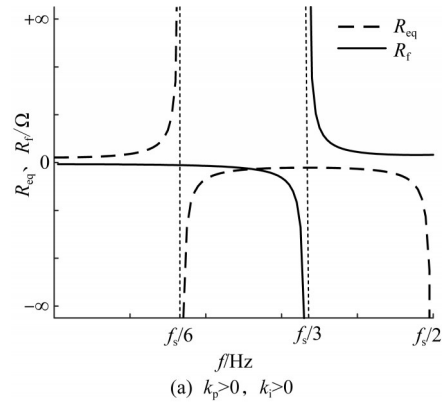


图 5 $R_{\text{eq}}(\omega)$ 与 $R_f(\omega)$ 的频率特性

Fig. 5 Frequency characteristics of $R_{\text{eq}}(\omega)$ and $R_f(\omega)$

由图 5 可知, 当 $k_p < 0$, $k_i < 0$ 时, 在 $(f_s/6, f_s/3)$ 区间内 f_s 为采样频率, $R_{\text{eq}}(\omega)$ 与 $R_f(\omega)$ 都表现为负阻特性, 根据式 (11) 可知, 在此区间内, $R'_{\text{eq}}(\omega)$

一定表现为负阻特性。因此,在该条件下,与传统电容电流反馈方法相比,并没有表现出来明显的优越性。

当 $k_p > 0$, $k_i > 0$ 时,结合图 5(b)与式(11)分析,在 $(f_s/6, f_s/3)$ 区间内, $R_{eq}(\omega)$ 与 $R_f(\omega)$ 都表现为正阻特性,则 $R'_{eq}(\omega)$ 为正,在 $(0, f_s/6)$ 与 $(f_s/3, f_s/2)$ 区间内, $R_{eq}(\omega)$ 与 $R_f(\omega)$ 特性相反,只要满足 $R_{eq}(\omega) + R_f(\omega) < 0$, $R'_{eq}(\omega)$ 就能呈现为正阻特性,就有可能在 $(0, f_s/2)$ 区间内使 $R'_{eq}(\omega)$ 呈现为正阻特性,在改进前虚拟等效电阻 $R_{eq}(\omega)$ 只能在 $(0, f_s/6)$ 内表现为正阻特性。因此,在改进后,等效虚拟电阻呈现为正阻特性的频率范围得到极大的扩宽。

由以上分析可知,当 $k_p > 0$, $k_i > 0$ 时,在 $(0, f_s/6)$ 与 $(f_s/3, f_s/2)$ 区间内,需要满足 $R_{eq}(\omega) + R_f(\omega) < 0$, 虚拟等效电阻才能表现为正阻特性,进而有效抑制谐振峰值。选取临界频率 f_b , 在该频率处,使 $R_{eq}(\omega) + R_f(\omega) = 0$ 。即

$$\frac{L_1}{k_p K_{PWM} C \cos(1.5\omega T_s)} = \frac{L_1 \omega}{k_i K_{PWM} C \sin(1.5\omega T_s)} \quad (17)$$

根据式(17)可绘制 f_b 与 k_p/k_i 的关系如图 6 所示,由图 6 可知,当 $k_p/k_i = 1 \times 10^{-4} = 1.5T_s$ 时,其中 $T_s = 1/f_s = 1/(1.5 \times 10^4)$, 临界频率 $f_b = 0.48f_s$, 即在 $(0, 0.48f_s)$ 区间内,虚拟等效电阻 $R'_{eq}(\omega)$ 表现为正阻特性。

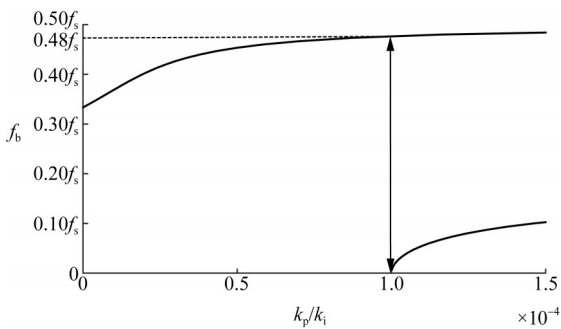


图 6 f_b 与 k_p/k_i 的关系图

Fig. 6 Relationship between f_b and k_p/k_i

3 弱电网下考虑系统强鲁棒性的控制器参数设计

对式(10)进行 Z 变换,可得本文提出的新型有源阻尼方法在 Z 域的开环传递函数 $T(z)$ 的表达式如式(18)所示。

$$T(z) = \frac{K_{PWM} G_i(z)}{(L_1 + L_2 + L_s) \omega_{res} (z - 1)} \cdot \frac{\omega_{res} T_s [z^2 - 2z \cos(\omega_{res} T_s) + 1] - (z - 1)^2 \sin(\omega_{res} T_s)}{\left\{ \frac{z^3 - 2z^2 \cos(\omega_{res} T_s) + z - z \cdot k_i \cdot K_{PWM} \times T_s \sin(\omega_{res} T_s)}{\omega_{res} L_1} - \frac{k_p K_{PWM}}{\omega_{res} L_1} (z - 1) \sin(\omega_{res} T_s) \right\}} \quad (18)$$

由式(18)可知,开环传递函数 $T(z)$ 在单位圆上存在一个极点 $z=1$,其他极点与反馈环节参数以及谐振频率有关。令

$$D(z) = z^3 - 2z^2 \cos(\omega_{res} T_s) + \left[1 - \frac{k_i \cdot K_{PWM} T_s \sin(\omega_{res} T_s)}{\omega_{res} L_1} \right] z - \frac{k_p K_{PWM}}{\omega_{res} L_1} (z - 1) \sin(\omega_{res} T_s) \quad (19)$$

为保证本文提出的新型有源阻尼方法的等效虚拟电阻表现为正阻特性,有效抑制谐振峰值,取 $k_p/k_i = 1.5T_s$, 利用朱利判据分析此时开环传递函数极点的分布情况。当开环传递函数 $T(z)$ 不存在单位圆外的极点时,需满足以下约束条件。

$$\left\{ \begin{array}{l} 2 - 2\cos(\omega_{res} T_s) - \frac{2k_p K_{PWM} \sin(\omega_{res} T_s)}{3\omega_{res} L_1} > 0 \\ 2 + 2\cos(\omega_{res} T_s) - \frac{8k_p K_{PWM} \sin(\omega_{res} T_s)}{3\omega_{res} L_1} > 0 \\ \frac{k_p K_{PWM} \sin(\omega_{res} T_s)}{\omega_{res} L_1} < 1 \\ \left| \frac{k_p^2 K_{PWM}^2 \sin^2(\omega_{res} T_s)}{\omega_{res}^2 L_1^2} - 1 \right| > \left| \frac{k_p K_{PWM} \sin(\omega_{res} T_s) \left[\frac{5}{3} - 2\cos(\omega_{res} T_s) \right]}{\omega_{res} L_1} - 1 \right| \end{array} \right. \quad (20)$$

综合上述分析,可得出开环传递函数 $T(z)$ 不存在单位圆外极点时的约束条件如下:

当 $f_{res} < f_s/6$ 时, $0 < k_p < H_1$;

当 $f_s/6 < f_{res} < f_s/2$ 时, $0 < k_p < H_2$ 。

式中 f_{res} 为 LCL 滤波器的谐振频率。 f_{res} 、 H_1 、 H_2 表达式分别为:

$$f_{res} = \frac{\omega_{res}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_s}{L_1(L_2 + L_s)C}} \quad (21)$$

$$H_1 = \frac{3\omega_{\text{res}}L_1[1 - \cos(\omega_{\text{res}}T_s)]}{K_{\text{PWM}}\sin(\omega_{\text{res}}T_s)} \quad (22)$$

$$H_2 = \frac{\omega_{\text{res}}L_1}{K_{\text{PWM}}\sin(\omega_{\text{res}}T_s)\left[\frac{5}{3} - 2\cos(\omega_{\text{res}}T_s)\right]} \quad (23)$$

因此, 在采用本文提出的新型有源阻尼方法时, 需分 4 种情况分析 LCL 型有源电力滤波器系统的稳定性。

情况 1: $f_{\text{res}} < f_s/6$, $0 < k_p < H_1$;

情况 2: $f_{\text{res}} < f_s/6$, $k_p > H_1$;

情况 3: $f_s/6 < f_{\text{res}} < f_s/2$, $0 < k_p < H_2$;

情况 4: $f_s/6 < f_{\text{res}} < f_s/2$, $k_p > H_2$ 。

分情况绘制开环传递函数 $T(z)$ 的伯德图如图 7 所示。

由图 7 可知, 情况 1 的相频特性曲线穿越在谐振频率 $f'_{\text{res}2}$ 处负穿越 -180° 一次, 在情况 1 条件下开环传递函数 $T(z)$ 没有单位圆外不稳定极点, 根据奈奎斯特判据分析, 在 $f'_{\text{res}2}$ 处的幅值裕度 $K_{g1} > 0$ 时, 系统才能稳定。情况 2 的相频特性曲线不存在穿越 -180° 的现象, 但此时开环传递函数 $T(z)$ 存在两个单位圆外不稳定极点, 根据奈奎斯特稳定性判据, 此时系统无法稳定。情况 3 与情况 1 类似, 在开环传递函数 $T(z)$ 不存在单位圆外不稳定极点的条件下, 发生一次 -180° 负穿越, 因此, 在 $f'_{\text{res}3}$ 处的幅值裕度 $K_{g1} > 0$ 时, 系统才能稳定。情况 4 的幅频特性曲线虽然在 $f'_{\text{res}1}$ 处发生一次 -180° 负穿越, 但此时开环传递函数存在两个单位圆外不稳定极点, 根据奈奎斯特稳定性判据分析, 系统仍然无法稳定。

综合上述分析, 在本文提出的新型有源阻尼方法的应用背景下, 当满足情况 1 与情况 3 的条件时, 在式 (24) 与式 (25) 的约束条件下, 系统能稳定运行。

当 $f_{\text{res}} < f_s/6$ 时,

$$\left|T(e^{j\omega_{\text{res}2}T_s})\right| < 1 \quad (24)$$

当 $f_s/6 < f_{\text{res}} < f_s/2$ 时,

$$\left|T(e^{j\omega_{\text{res}3}T_s})\right| < 1 \quad (25)$$

式中 $\omega_{\text{res}2}$ 和 $\omega_{\text{res}3}$ 分别为在开环传递函数 $T(z)$ 的相频特性曲线上情况 1 和情况 3 的穿越角频率。

在开环传递函数 $T(z)$ 的相频特性曲线上, 与

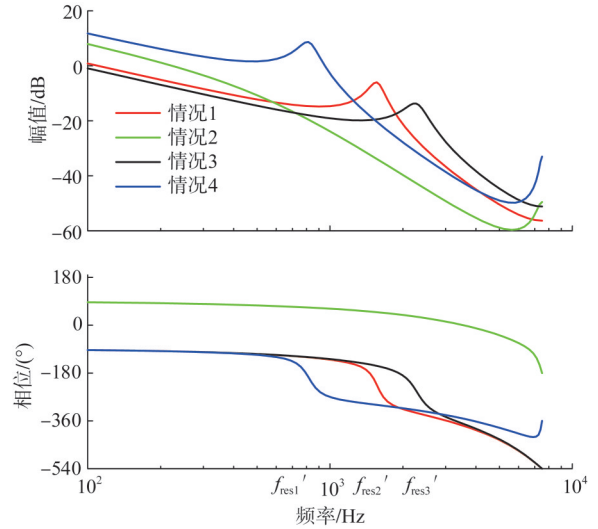


图 7 开环传递函数 $T(z)$ 的伯德图

Fig. 7 Bode diagram of the open loop transfer function $T(z)$

-180° 相交的频率为定义为穿越频率, 用 f_g 表示。

令 $s = j\omega_g = j2\pi f_g$ 代入式 (10) 并结合欧拉公式可得:

$$T(j2\pi f_g) = \frac{k_p e^{-j3\pi f_g T_s}}{B(Q + jM)} \quad (26)$$

在穿越频率处

$$\angle T(j2\pi f_g) = -3\pi f_g T_s - \arctan \frac{M}{Q} = -\pi \quad (27)$$

式中 B 、 Q 、 M 的表达式为:

$$B = 2\pi f_g(L_2 + L_s)C \quad (28)$$

$$Q = 2\pi f_g k_p \cos(3\pi f_g T_s) - \frac{2k_p \sin(3\pi f_g T_s)}{3T_s} \quad (29)$$

$$M = -4\pi^2 f_g^2 L_1 - 2\pi f_g k_p \sin(3\pi f_g T_s) - \frac{2k_p \cos(3\pi f_g T_s)}{3T_s} + \frac{L_1 + L_2 + L_s}{(L_2 + L_s)C} \quad (30)$$

由式 (24) — (25) 可知, 为保证系统的稳定性, 在相频曲线穿越 -180° 的穿越频率处, 开环传递函数 $T(z)$ 的幅值增益需满足式 (31) 的条件。

$$\left|T(j2\pi f_g)\right| = \frac{k_p}{B\sqrt{Q^2 + M^2}} < 1 \quad (31)$$

因此, 复合控制器的比例系数 k_p 需要满足式 (32) 的约束条件。

$$k_p < B\sqrt{Q^2 + M^2} \quad (32)$$

综合上述分析, 设计的复合控制器的比例系数 k_p 要小于 H_1 与 H_2 的最小值, 且满足式 (32) 的约束条件。

4 仿真和实验验证

4.1 仿真实验

为检验本文所提理论方法的正确性和可行性,在 Matlab/Simulink 中搭建了 LCL 型 APF 的数学仿真模型,其主要参数如表 1 所示。根据分布式电源接入电网技术规定,当短路比(short circuit ratio, SCR)小于 10 时认定为弱电网^[28-29],SCR 计算式为:

$$S_{CR} = \frac{S_{sc}}{S_N} = \frac{U_{pcc}^2}{S_N Z} \approx \frac{U_{pcc}^2}{S_N \omega_0 L_s} \quad (33)$$

式中: S_{sc} 为并网节点短路容量; S_N 为设备额定容量; U_{pcc} 为公共耦合点电压; ω_0 为交流侧电网角频率。把表 1 中相关参数值代入式(33)计算可得本文中电网阻抗 $L_s > 1.54$ mH 时为弱电网。为验证本文所提控制方法对电网阻抗变化的强鲁棒性, L_s 分别取 3 个值,分别为 $L_{s1}=0$,此时 $f_{res} > f_s/6$; $L_{s2}=0.706$ mH,此时 $f_{res} = f_s/6$; $L_{s3}=2$ mH 此时 $f_{res} < f_s/6$ 。

表 1 LCL 型 APF 仿真参数表

Tab. 1 LCL type APF simulation parameter table

参数	数值
逆变器侧电感 L_1 /mH	1.3
网侧电感 L_2 /mH	0.7
滤波电容 C /μF	6
开关频率 f_{sw} /kHz	15
采样频率 f_s /kHz	15
设备额定容量 S_N /kVA	10
公共耦合点电压 U_{pcc} /V	220
直流侧电压 U_{dc} /V	700
交流侧线电压 U_{ac} /V	380
交流侧电网频率 f_0 /Hz	50
交流侧电网频率 ω_0 /(rad·s ⁻¹)	100 π
负载进线电感 L /mH	1
负载电阻 R/Ω	10

把表 1 中的相关参数值代入式(22)~(23)中,得到 H_1 与 H_2 随电网阻抗 L_s 的变化曲线如图 8 所示,把表 1 中的相关参数值代入式(32)中,得到 $B\sqrt{Q^2 + M^2}$ 随电网阻抗 L_s 的变化曲线如图 9 所示。根据第 3 节设计的复合控制器的比例系数 k_p 要小于 H_1 与 H_2 的最小值,且满足公式(23)的约束条件,结合图 8 和图 9 可得比例系数 k_p 的取值范围为 $k_p < 8.12$,本文取 $k_p=2$;由于 $k_p/k_i=1.5T_s$ 时,有源阻尼

环节等效的虚拟电阻,在 $(0, 0.48 f_s)$ 范围内呈现正阻尼特性,可以得到 $k_i=2k_p/(3T_s)=20\,000$ 。

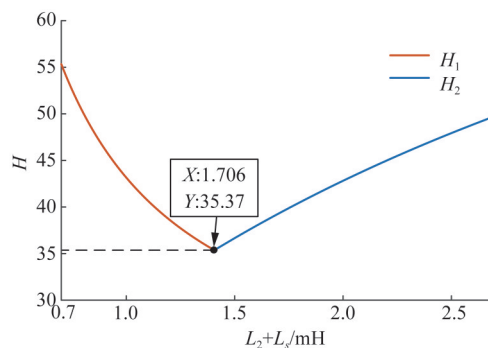


图 8 反馈系数 H 的取值范围

Fig. 8 Range of values of the feedback coefficient H

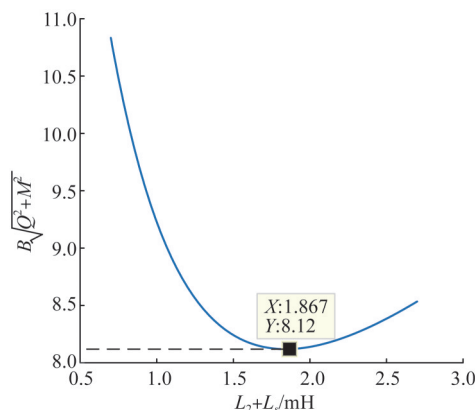
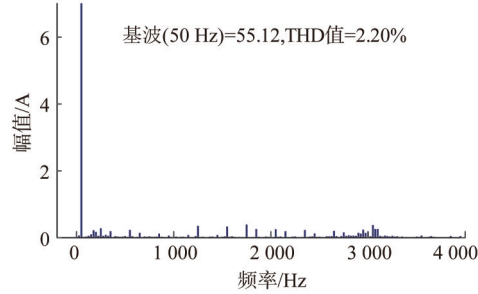
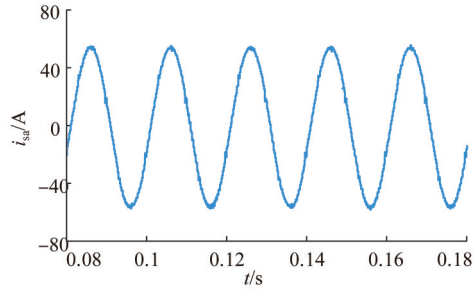


图 9 电流控制器参数 K_p 的取值范围

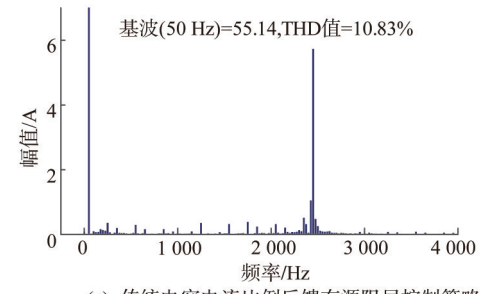
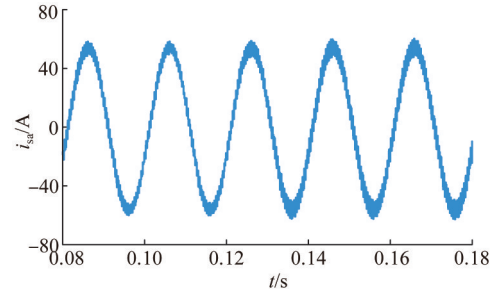
Fig. 9 Range of values for the current controller parameter K_p

为验证本文所提方法具有对电网阻抗变化强鲁棒性的优势,对比传统电容电流比例反馈有源阻尼控制方法^[30]和本文提出的控制方法控制效果,在 APF 和电网之间串联不同感值的电感,分析两种方法在电网阻抗变化下的稳定性,串入的电感值依次为 0 mH、0.706 mH 和 2 mH,其中当串入的电感值为 0.706 mH 时, LCL 谐振频率刚好位于 $1/6f_s$ 的位置,用于验证 APF 在稳定性最差的频率点工作情况,传统电容电流比例反馈有源阻尼与本文提出的有源阻尼方法对比仿真结果如图 10—12 所示。

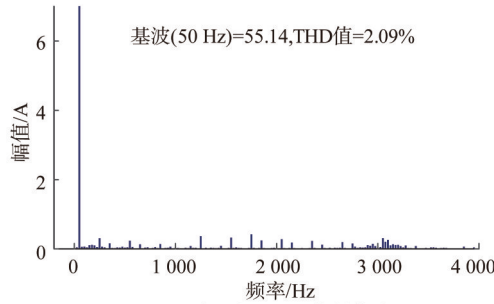
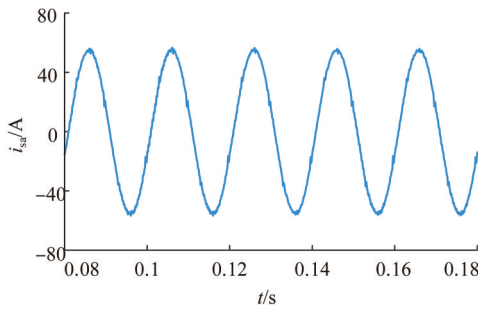
由图 10 仿真结果可知,当电网阻抗为 0 mH 时,两种控制算法应用在强电网环境下,均能稳定运行,同时对电网谐波的补偿能力较好,补偿后的并网电流总谐波失真(total harmonic distortion, THD)分别为 2.2% 和 2.09%;图 11 中电网阻抗为 0.706



(a) 传统电容电流比例反馈有源阻尼控制策略



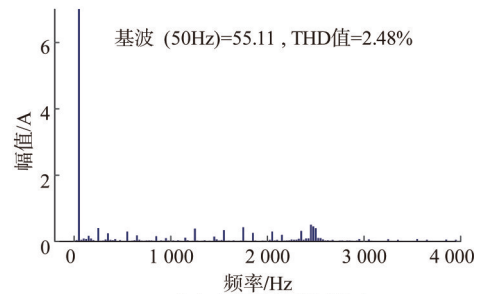
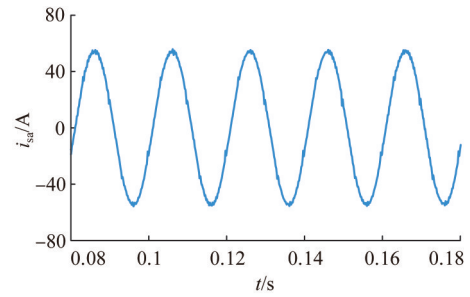
(a) 传统电容电流比例反馈有源阻尼控制策略



(b) 本文有源阻尼控制策略

图 10 $L_s=0$ mH 时控制效果对比图Fig. 10 Comparison of control effect at $L_s=0$ mH

mL, 此时 LCL 滤波器的谐振频率刚好位于 $1/6f_s$ 的位置上, 由图 11 可见传统算法出现了固定频率的电流振荡, 而本文提出的控制方法仍能保持稳定, 很明显传统控制算法对于 $1/6f_s$ 谐振频率点极易不稳定, 从而在电网阻抗变化时, 控制系统的鲁棒性较差, 但是本文提出的控制方法有效利用电流环控制器中的 PI 环节, 解决了这一问题; 图 12 进一步弱化电网, 电网阻抗为 2 mL, 两种控制方法均能稳



(b) 本文有源阻尼控制策略

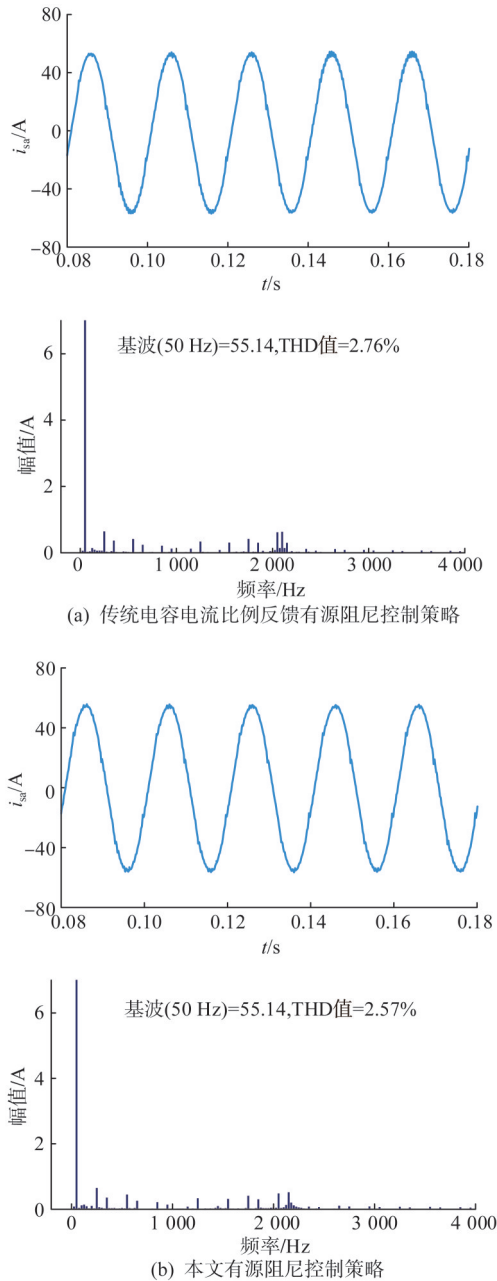
图 11 $L_s=0.706$ mH 时控制效果对比图Fig. 11 Comparison of control effect when $L_s=0.706$ mH

定, 验证了本文控制方法对电网阻抗变化的强鲁棒性。

4.2 实验验证

为进一步验证本文所提方法的有效性, 在实验室搭建了一个三相三线制 LCL 型有源电力滤波器实验平台如图 13 所示。

图 13 中, 1 为开关电源, 2 为由 DSP 与 FPGA 组成的主控板模块, DSP 采用 TMS320F28335 型号, FPGA 采用 XC3S400 型号, 3 为 2BB0108T2A0-

图 12 $L_s=2$ mH 时控制效果对比图Fig. 12 Comparison of control effect when $L_s=2$ mH

17 型号的驱动电路, 4 为 IGBT 模块, 采用 Infineon 公司的 FF50R12RT4, 5 为直流侧电容, 6 为 LCL 滤波器; 7 为传感器模块, 电压传感器型号为 LV25-800, 电流传感器型号为 LA55-P; 8 为预充电电阻, 型号为 RXG24-100W50RF。

图 14—16 给出了传统电容电流比例反馈有源阻尼与本文提出的有源阻尼方法对比实验结果, 表 2 展示了电网阻抗变化下并网电流 i_g 的 THD 值。

由图 14—16 和表 2 的实验结果可知, 在电网阻

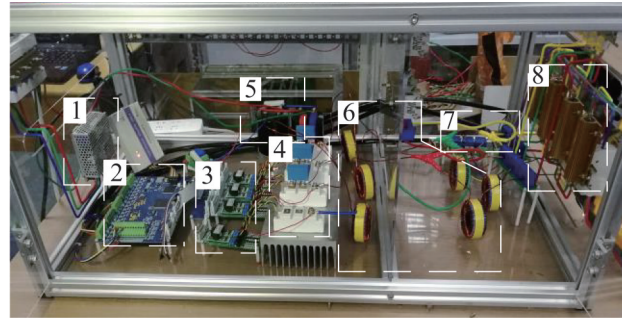
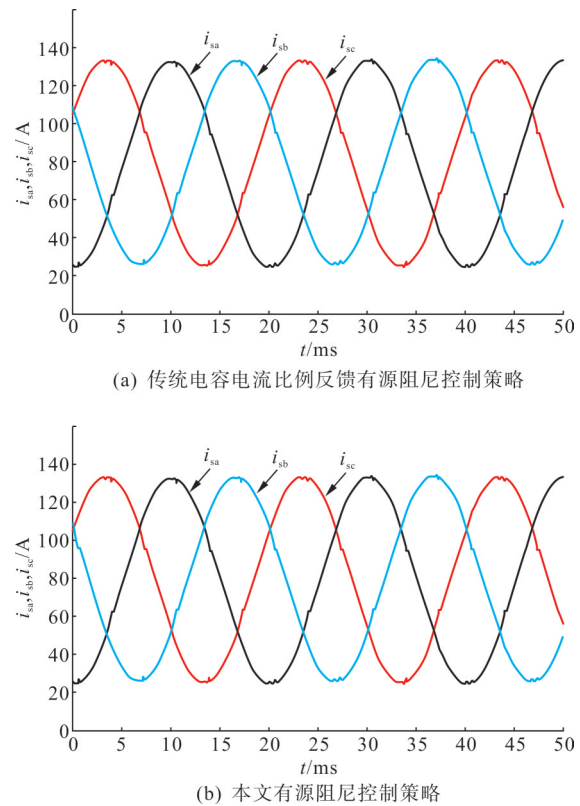


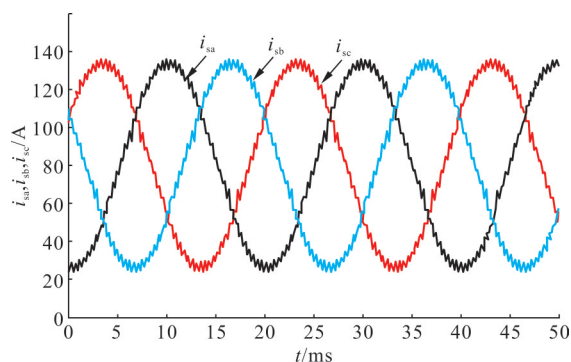
图 13 三相三线制 LCL 型有源电力滤波器实验平台

Fig. 13 Experimental platform for three-phase three-wire LCL active power filter

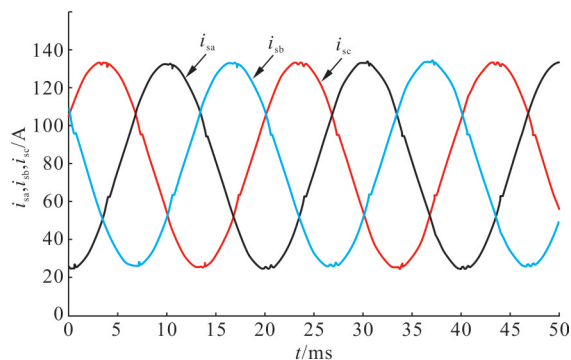
图 14 $L_s=0$ mH 时控制效果对比图Fig. 14 Comparison of control effect when $L_s=0$ mH

抗为 0.706 mH, 即 LCL 滤波器的谐振频率为 $1/6f_s$ 时, 传统方法的并网电流出现明显振荡, THD 值高达 11.32%, 远超过 5%, 本文方法在电网阻抗变化时并网电流能维持正弦波形, 且 THD 值始终低于 5%, 满足并网要求。

实验结果与仿真结果相同, 共同验证了本文方法的有效性。表明了传统控制方法通过合理的控制器参数设计, 能在一定程度上适应弱电网, 但是对于某些固定频率段的电网环境, 传统控制算法无法



(a) 传统电容电流比例反馈有源阻尼控制策略



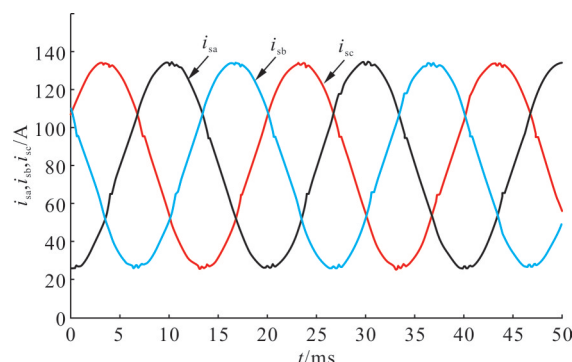
(b) 本文有源阻尼控制策略

图 15 $L_s=0.706$ mH 时控制效果对比图Fig. 15 Comparison of control effect when $L_s=0.706$ mH

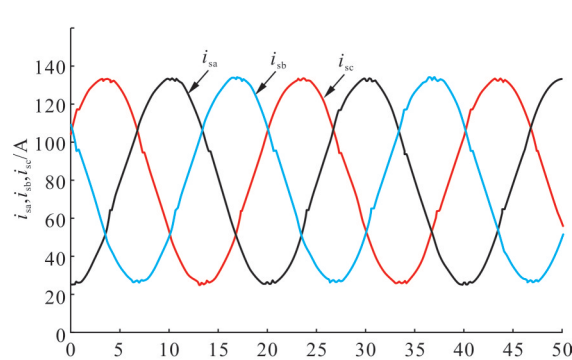
维持稳定性问题, 而本文提出的控制方法, 在兼顾电流谐波补偿能力的同时, 能保证控制系统对电网阻抗变化的强鲁棒性。

5 结语

针对弱电网下 APF 运行稳定性的问题, 本文给出了一种弱电网下 LCL 型 APF 强鲁棒性控制方法, 仿真和实验结果表明: 通过将前馈点前移至电流控制器输入端, 对传统电容电流反馈有源阻尼的结构进行了改进, 在此基础上进一步优化了电流控制器的结构, 将有源阻尼控制器和电流环控制器相结合设计了一个复合控制器, 通过合理的参数设计, 实现了有效阻尼区域由采样频率的 $1/6$ 倍提升到了 0.48 倍, 在兼顾 APF 电流谐波补偿能力的同时有效提高了系统在弱电网下的鲁棒性。相比于传统电容电流反馈的有源阻尼方法, 本文提出的方法拓宽了有效阻尼区间, 通过减少一个有源阻尼控制器, 有效节省了数字控制器的运算资源。



(a) 传统电容电流比例反馈有源阻尼控制策略



(b) 本文有源阻尼控制策略

图 16 $L_s=2$ mH 时控制效果对比图Fig. 16 Comparison of control effect when $L_s=2$ mH表 2 L_s 变化时并网电流的 THDTab. 2 THD of grid-connected current when L_s changes

控制策略	并网电流的 THD 值/%		
	$L_s=0$ mH	$L_s=0.706$ mH	$L_s=2$ mH
本文有源阻尼控制策略	2.33	2.67	2.45
传统电容电流比例反馈有源阻尼控制策略	2.42	11.32	2.88

参考文献

- [1] 苏寅生, 周挺辉, 赵利刚, 等. 电力电子设备谐波对主网的影响分析与对策探索[J]. 南方电网技术, 2024, 18(2): 47–56.
SU Yinsheng, ZHOU Tinghui, ZHAO Ligang, et al. Impact analysis and countermeasure exploration of power electronic equipment harmonics on main network [J], Southern Power System Technology, 2024, 18(2): 47–56.
- [2] 殷伟斌, 熊连松, 赵涛. 并网逆变器发电系统稳定性分析方法综述[J]. 南方电网技术, 2019, 13(1): 14–26.
YIN Weibin, XIONG Liansong, ZHAO Tao. Review of stability analysis methods of grid-tied inverter power generation systems [J], Southern Power System Technology, 2019, 13(1): 14–26.
- [3] 齐昕, 杨康, 王辰宇, 等. 具有低开关频率特性的指定谐波抑制预测控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(24): 8995–9006.

- QI Xin, YANG Kang, WANG Chenyu, et al. Predictive control of specified harmonic suppression switching strategies with low switching frequency characteristics [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(24): 8995 – 9006.
- [4] 杨明, 宋明洋, 张国澎, 等. LCL型并网逆变器新型电容电压有源阻尼策略[J]. 太阳能学报, 2023, 44(2): 399 – 408.
- YANG Ming, SONG Mingyang, ZHANG Guopeng, et al. New type capacitor voltage active damping strategy for LCL grid-connected inverters [J]. Acta Energiæ Solaris Sinica, 2023, 44(2): 399 – 408.
- [5] 杨明, 鲍靖雯, 孙岩洲, 等. 弱电网下并网逆变器电容电压前馈控制策略[J]. 太阳能学报, 2021, 42(7): 94 – 102.
- YANG Ming, BAO Jingwen, SUN Yanzhou, et al. Capacitor voltage feedforward control strategy of grid-connected inverter in weak grid [J]. Acta Energiæ Solaris Sinica, 2021, 42(7): 94 – 102.
- [6] 王毅, 高爱杰, 胡楠, 等. 多并网逆变器并联运行的谐振抑制策略[J]. 南方电网技术, 2022, 16(5): 87 – 96.
- WANG Yi, GAO Aijie, HU Nan, et al. Resonance suppression strategy for multi-parallel grid-connected inverters [J]. Southern Power System Technology, 2022, 16(5): 87 – 96.
- [7] 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.
- [8] 吴文进, 苏建徽, 汪海宁, 等. 一种改进型的有源阻尼方法与谐振抑制机理分析[J]. 太阳能学报, 2020, 41(11): 71 – 78.
- WU Wenjin, SU Jianhui, WANG Haining, et al. An improved active damping method and harmonic suppression mechanism analysis [J]. Acta Energiæ Solaris Sinica, 2020, 41(11): 71 – 78.
- [9] GHANEM A, RASHED M, SUMNER M, et al. Wide frequency range active damping of LCL-filtered grid-connected converters [J]. The Journal of Engineering, 2019, 2019(17): 3542 – 3547.
- [10] 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.
- [11] 李佳, 王群京, 张茂松, 等. LCL型三相四线制APF的准比例谐振控制研究[J]. 电力电子技术, 2021, 55(5): 4 – 7, 77.
- LI Jia, WANG Qunjing, ZHANG Maosong, et al. Research on quasi-proportional resonance control of LCL three-phase four-wire APF [J]. Power Electronics, 2021, 55(5): 4 – 7, 77.
- [12] 李兰芳, 关远鹏, 黑晨阳, 等. 一种新型LCL有源电力滤波器电流控制策略[J]. 电力电子技术, 2018, 52(4): 73 – 74.
- LI Lanfang, Guan Yuanpeng, HEI chenyang, et al. A new current control strategy of active power filter with LCL filter [J]. Power Electronics, 2018, 52(4): 73 – 74.
- [13] PAN Donghua, RUAN Xinbo, BAO Chenlei, et al. Optimized controller design for LCL-Type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid-impedance variation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(3): 1537 – 1547.
- [14] 潘冬华, 阮新波, 王学华, 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, 21.
- 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, 21.
- [15] 桂前进, 江千军, 钟成元, 等. 弱网下风电LCL并网逆变器有源阻尼控制研究[J]. 电力电子技术, 2023, 57(2): 18 – 21.
- GUI Qianjin, JIANG Qianjun, ZHONG Chengyuan, et al. Research on active damping control for an LCL grid-connected inverter of the wind power in weak grids [J]. Power Electronics, 2023, 57(2): 18 – 21.
- [16] 周娟, 徐高祥, 刘翔坤, 等. LCL型有源电力滤波器的强鲁棒性控制器优化设计[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(10): 140 – 152.
- ZHOU Juan, XU Gaoxiang, ZHAO Xiangkun, et al. Optimization design of strong robust controller for an LCL-type active power filter [J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(10): 140 – 152.
- [17] 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 Shingming, et al. New active damping method based on grid current feedback [J]. Power System Technology, 2021, 45(3): 926 – 939.
- [18] 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.
- [19] 董光德, 徐泽众, 孙鹏菊, 等. 弱电网下LCL型并网逆变器高鲁棒性并网电流反馈有源阻尼策略[J]. 电网技术, 2024, 48(4): 1672 – 1681.
- DONG Guangde, XU Zezhong, SUN Pengju, et al. High robustness grid current feedback Active damping strategy for LCL-type grid-connected inverters in a weak grids [J]. Power System Technology, 2024, 48(4): 1672 – 1681.
- [20] 段晓宁, 李萍, 赵峰, 等. 弱电网下基于电容电压全前馈的LCL型并网逆变器稳定性控制[J]. 高电压技术, 2022, 48(6): 2140 – 2151.
- DUAN Xiaoning, LI Ping, ZHAO Feng, et al. Stability control of LCL-type grid-connected inverter based on capacitor voltage full feedforward under weak grid condition [J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(6): 2140 – 2151.
- [21] 任江波, 常风然, 李涛, 等. 具有限流能力的交流微网并网控制策略[J]. 南方电网技术, 2021, 15(3): 22 – 31.
- REN Jiangbo, CHANG Fengran, LI Tao. Grid-connected control strategy of AC microgrid with current-limiting capability [J]. Southern Power System Technology, 2021, 15(3): 22 – 31.
- [22] ZHANG H, RUAN X, LIN Z, et al. Capacitor voltage full feedback scheme for LCL-type grid-connected inverter to suppress current distortion due to grid voltage harmonics [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 2996 – 3006.
- [23] HONG Lucheng, SHU Wantao, WANG Jianhua, et al. Harmonic resonance investigation of a multi-inverter grid-connected system using resonance modal analysis [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2019, 34(1): 63 – 72.

(下转第155页 Continued on Page 155)