

基于双环路反馈的三相逆变器有源阻尼并网控制策略研究

李劲松^{1,2}, 亓玉帅^{1,2}, 李国锋^{1,2}, 吕敬³, 华浩³, 杨庆新⁴, 李永建⁴

(1. 大连理工大学 电气工程学院, 辽宁 大连 116024; 2. 大连理工大学 大连市新型电力系统工程研究中心, 辽宁 大连 116024;
3. 上海交通大学 电力传输与功率变换控制教育部重点实验室, 上海 200240; 4. 河北工业大学 省部共建
电工装备可靠性与智能化国家重点实验室, 天津 300130)

摘要:作为新能源发电单元与电网之间的能量交换接口, 并网逆变器用来将直流电能转换为高质量的交流电能并馈入电网, 是新型电力系统的重要组成部分。LCL滤波器由于其出色的高频谐波抑制能力而广泛应用于并网逆变器输出端, 但因其开环传递函数缺乏阻尼项而存在谐振尖峰, 造成系统运行不稳定。鉴于此, 提出利用逆变器侧电流进行有源阻尼控制, 相比传统电容电流有源阻尼控制策略, 在面对电网阻抗变化时, 基频增益 T_0 与截至频率 f_c 仍能保持不变。且从阻尼角度分析, 具有更好的稳定裕度和响应速度。为进一步降低电网电压对并网电流的影响, 同时引入电网电流反馈, 构建双环路以增大输出阻抗。以逆变器电流环消除谐振尖峰, 以电网电流环降低谐波分量, 最后仿真验证所提控制策略的有效性与可行性。

关键词: LCL 并网逆变器; 逆变器侧电流; 有源阻尼控制; 双环路反馈; 输出阻抗; 谐波抑制

DOI: 10.15938/j.emc.2025.01.014

中图分类号: TM46; TK513.5

文献标志码: A

文章编号: 1007-449X(2025)01-0156-14

Research on active damped grid-connected control strategy of three-phase inverter based on double-loop feedback

LI Jingsong^{1,2}, QI Yushuai^{1,2}, LI Guofeng^{1,2}, LÜ Jing³, HUA Hao³,
YANG Qingxin⁴, LI Yongjian⁴

(1. School of Electrical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China; 2. Dalian New Power System Engineering Research Center, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China; 3. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion, Ministry of Education, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China; 4. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

Abstract: As an energy exchange interface between the new energy generation unit and the grid, grid-

收稿日期: 2023-12-04

基金项目: 电力传输与功率变换控制教育部重点实验室(上海交通大学) 开放课题(2023AA02); 省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室(河北工业大学) 开放基金重点项目(EERI_KF2022002); 江苏省配电网智能技术与装备协同创新中心开放基金(XTCX202305); 四川省氢能源与多能互补微电网工程技术研究中心开放基金(2024DWN005); 新能源装备检测福建省高校重点实验室(莆田学院) 开放课题项目(XNY202403); 中国博士后科学基金(2022M711318)

作者简介: 李劲松(1987—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为新能源协同调控与电工装备先进制造;

亓玉帅(1998—), 男, 硕士, 研究方向为新能源并网逆变器控制;

李国锋(1968—2024), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电气设备状态检测与诊断及特种功率变换技术;

吕敬(1985—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为新能源发电并网稳定性分析;

华浩(1988—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子系统稳定分析与控制;

杨庆新(1961—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为工程电磁场数值分析;

李永建(1977—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子磁元件设计与特性分析。

通信作者: 李劲松

connected inverters were used to convert DC energy into high-quality AC energy and feed it into the grid, which is an important part of the new power system. LCL filter is widely used in the output of the grid-connected inverter because of its excellent ability to suppress high-frequency harmonics. However, due to the lack of damping term in the open-loop transfer function, there is a resonance peak, resulting in unstable operation of the system. In view of these problems, the active damping control using inverter side current was proposed. Compared with the traditional capacitive current active damping control strategy, the fundamental frequency gain T_{f_0} and the cut-off frequency f_c can remain unchanged in the face of the impedance change of the grid. And analysis from the perspective of damping, it has better stability margin and response speed. In order to further reduce the influence of grid voltage on grid-connected current, the grid current proportional feedback was introduced at the same time, to construct a double-loop to increase the output impedance. The inverter current loop was used to eliminate the resonance peak, and the grid current loop was used to reduce the harmonic component. Finally, simulation was performed to verify effectiveness and feasibility of the proposed control strategy.

Keywords: LCL grid-connected inverter; inverter side current; active damping control; double-loop feedback; output impedance; harmonic suppression

0 引言

近年来,随着分布式发电技术的快速发展,以光伏和风能为代表的新能源在整个能源系统中所占比重迅速上升。截至 2023 年 4 月,我国风电装机容量 3.8×10^8 kW,光伏发电装机容量 4.4×10^8 kW,两者的总装机容量已达到 8.2×10^8 kW,占全国发电装机总容量的 30.9%,其中风电占比 14.3%,光伏发电占比 16.6%^[1]。

电力电子变换器作为分布式发电中的重要组成部分,其中的并网逆变器可将直流转换为高质量的交流来馈入电网,因此其运行稳定性至关重要^[2]。开关的高频次通断使得逆变器侧输出电流含较多谐波,为实现高质量并网,需合理设计输出滤波器。LCL 滤波器以其出色的高频谐波抑制能力被广泛应用于逆变器输出端。但因其开环传递函数缺乏阻尼项而存在谐振尖峰,使得谐振频率处幅频特性大于 0 dB,同时相位发生 -180° 跳变,为一次负穿越,会产生一对右半平面极点,导致逆变器工作不稳定。

为了使并网系统足够稳定,需要将谐振频率处幅频特性降到 0 dB 以下,以避免产生负穿越。因此,需要在开环传递函数分母项中增加阻尼项。国内外学者针对此问题做了大量研究,常见的阻尼方法主要包括电阻串并联方式的无源阻尼控制以及电压电流采集的有源阻尼控制策略。文献[3-5]利用采集的电容电流进行比例反馈,实现对谐振峰的有效抑制,以保证系统的稳定性。但电容电流通

常以高频电流为主,而流经主电路的电流主要为低频分量,因此在电容电流采样时需要高精度传感器,经济性差;并且采用电容电流作为阻尼项,在电网阻抗变化时,低频增益会降低;同时受电网阻抗变化影响较大,甚至导致系统不满足稳定性要求^[6]。

文献[7-8]采用电容电压反馈,不仅实现有效阻尼,且扩大了系统的有效阻尼区。但出于节省磁芯体积,LCL 通常采用磁集成结构,将对电容电压的采样造成一定困难。文献[9-10]利用电容串电阻的无源阻尼方式有效抑制谐振尖峰,而无源阻尼则会带来损耗问题,造成系统整体效率下降。同时在实际应用中,理想的微分环节是难以实现的,且会引起噪声的放大^[11],所以利用电网侧电流进行谐振尖峰抑制并不实用。

为减小电网电压谐波对并网电流的影响,目前通常采用谐波补偿器抑制特定频率谐波^[12-13],或者采用电网电压前馈技术以提高输出阻抗,在宽范围内对谐波进行抑制^[14]。但考虑到电网电压前馈会引入网侧电流的附加正反馈,对系统的稳定性带来不利影响。因此在设计并网逆变器时,需要统筹考虑系统的稳定性以及对谐波的抑制能力。

鉴于上述现状,本文选用逆变器侧电流作为阻尼源进行比例反馈。相较于传统电容电流阻尼控制,引入 2 个阻尼项加强阻尼效应,以增强并网系统对电网阻抗变化的抗扰动能力,使其在电网阻抗较大时仍具有较强的稳定裕度。同时引入网侧电流环,以构成双反馈环路,进一步增大输出阻抗,降低

电网谐波对并网电流的影响,兼具逆变器过电流保护功能。最终搭建仿真电路,结果表明所提控制策略可有效提升并网运行稳定性,显著降低并网电流总谐波失真(total harmonic distortion, THD),节约成本。

1 逆变器侧电流有源阻尼控制

1.1 LCL 逆变器数学模型

LCL 并网逆变器如图 1 所示。其中: L_1 为逆变器侧电感; C 为滤波电容; L_2 为网侧电感,共同构成 LCL 逆变器。将逆变桥输出电压 v_{inv} 等效为电压源,则图 1(a) 的主电路可变换为图 1(b) 的简化电路形式。

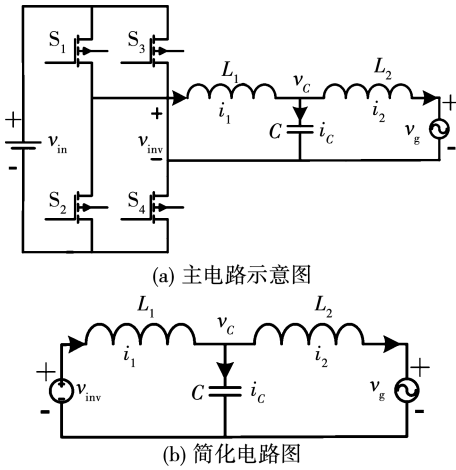


图 1 LCL 并网逆变器

Fig. 1 LCL grid-connected inverter

以并网电流 i_2 为闭环控制目标,根据梅森增益公式,系统开环传递函数为

$$G_{LCL}(s) = \frac{\frac{1}{sL_1} \frac{1}{sC} \frac{1}{sL_2}}{1 + \frac{1}{sL_1} \frac{1}{sC} + \frac{1}{sC} \frac{1}{sL_2}} \quad (1)$$

由式(1)可知,如果在分母项引入 $1/s$,则传递函数包含阻尼项,且可通过如图 2 所示的 4 种方式引入 $1/s$,其中 k_{pwm} 为输入电压 V_{in} 和三角载波幅值 V_{in} 的比值。

1) 逆变器侧电流 i_1 的比例反馈,此时阻尼环路增益仅存在电感 L_1 引入的积分项。

2) 电容电流 i_c 的比例反馈,此时阻尼环路增益仅存在电感 L_1 引入的积分项。

3) 电容电压的 u_c 的一次微分反馈^[15],此时阻尼环路包括电感 L_1 、电容 C 引入的积分项以及反馈

通道的一次微分项。

4) 网测电流 i_2 的二次微分反馈^[16],此时阻尼环路包括电感 L_1 、电容 C 和电感 L_2 引入的积分项以及反馈通道引入的二次微分项。

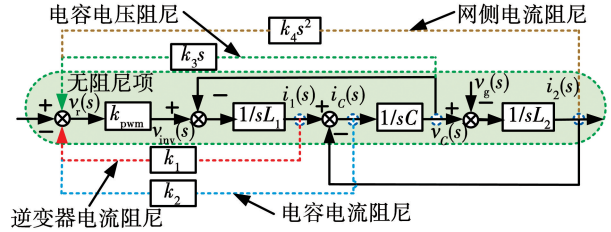


图 2 控制系统引入阻尼项(有源阻尼)示意图

Fig. 2 Schematic diagram of introducing damping terms(active damping) to a control system

根据前述,本文选择逆变器侧电流 i_1 进行比例反馈,如图 3 所示。其中 k_f 为逆变器侧电流反馈系数。从图 3 可以看出,采用逆变器侧电流有源阻尼增加一对独立回路。引入 i_1 阻尼后,系统传递函数增加了阻尼项(s^2 项),改变为

$$G_{LCL}(s) = \frac{i_2(s)}{v_{inv}(s)} = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C + s^2 L_2 C k_f k_{pwm} + s(L_1 + L_2) + k_f k_{pwm}} = \frac{1}{L_1 L_2 C \left(s^3 + 2\xi\omega_n s^2 + \omega_n^2 s + \frac{2\xi\omega_n}{L_2 C} \right)} \quad (2)$$

其中:

$$\left. \begin{aligned} 2\xi\omega_n &= \frac{k_f k_{pwm}}{L_1}; \\ \omega_n &= \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \end{aligned} \right\}$$

由式(2)可知,相较于传统电容电流有源阻尼控制仅有 $s^2 L_2 C k_f k_{pwm}$ 阻尼项,逆变器侧电流有源阻尼则多引入了 $k_f k_{pwm}$ 项,以起到虚拟电阻的作用,将谐振现象进行衰减。采用逆变器侧电流有源阻尼将具备更强的阻尼效果,以增加系统的稳定性。

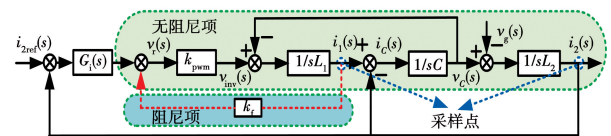


图 3 逆变器侧电流比例反馈

Fig. 3 Inverter side current proportional feedback

1.2 数字控制下并网控制策略

在数字控制系统中,计算延时会引入 1 拍延

时^[17],零阶保持器会引入 0.5 拍延时,共计 1.5 拍总延时^[18]。总控制延时记为 $G_d(s)$,表达式为

$$G_d(s) = e^{-1.5sT_s} \quad (3)$$

式中 T_s 为采样周期。

经过数字控制延时后,相当于在前向通路中串联了延时环节 $G_d(s)$ 。此时数学模型如图 4 所示。

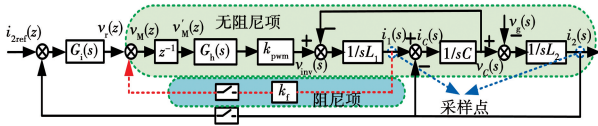


图 4 数字控制后数学模型

Fig. 4 Mathematical model under numerical control

此时系统环路增益为

$$T_A(s) = \frac{k_{pwm} e^{-1.5sT_s} G_i(s)}{s^3 L_1 (L_2 + L_g) C + s^2 (L_2 + L_g) C k_f k_{pwm} e^{-1.5sT_s} + s(L_1 + L_2 + L_g) + k_{pwm} k_f e^{-1.5sT_s}} \quad (4)$$

由于电网阻抗 Z_g 是时变的,当电网阻抗增大时,采用电容电流有源阻尼会降低低频增益以及截止频率,而采用逆变器侧电流有源阻尼可保证基频增益和截止频率不变。

电网阻抗变化时,2 种控制策略下幅相曲线如图 5 所示。可以看出,2 种阻尼方式均可抑制谐振尖峰:在图 5(a)中,传统电容电流阻尼控制策略受电网阻抗变化影响较大,当电网阻抗增大时,将显著降低基频增益 T_{f_0} 和截至频率 f_c ;而图 5(b)中,逆变器侧电流阻尼控制则受电网阻抗变化影响较小,当电网阻抗增大时,基频增益 T_{f_0} 保持不变,截止频率 f_c 亦基本无变化。从阻尼角度分析,采用逆变器侧电流阻尼的系统动态响应和稳定裕度都优于传统电容电流阻尼控制。

对图 4 所示的控制图进行有源阻尼无源化分析,将其反馈点从调节器 $G_i(s)$ 的输出端移到 k_{pwm} 之后,此时相当于给逆变器侧电感串联一个时变等效阻抗 Z_{eq} ,且可表示为

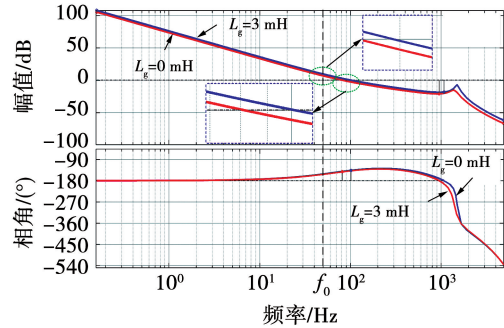
$$Z_{eq} = k_f k_{pwm} e^{-1.5sT_s} \quad (5)$$

对式(5)进行欧拉变换可得:

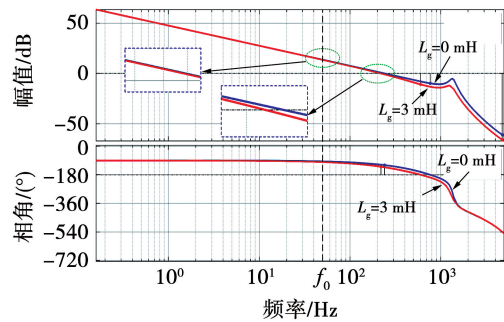
$$\left. \begin{aligned} R_{eq} &= k_f k_{pwm} \cos(1.5\omega T_s); \\ X_{eq} &= -k_f k_{pwm} \sin(1.5\omega T_s). \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

根据式(6), R_{eq} 和 X_{eq} 的频域特性如表 1 所示。由表 1 可知, R_{eq} 在 $(0, f_s/6)$ 内呈现正阻特性,在 $(f_s/6,$

$f_s/2)$ 内呈现负阻特性, f_s 为开关频率。而 R_{eq} 呈现负阻等价于环路增益存在右半平面极点,造成系统失稳。因电网阻抗与控制参数的变化可能会导致谐振频率 f_r 落入不稳定区间 $(f_s/6, f_s/2)$ ^[19],致使系统不稳定,因此有必要对逆变器参数进行合理设计。



(a) 传统电容电流阻尼控制



(b) 改进逆变器侧电流阻尼控制

图 5 电网阻抗变化时幅相曲线

Fig. 5 Amplitude-phase curves under power grid impedance changes

表 1 虚拟阻抗频域特性

Table 1 Frequency domain characteristics of virtual impedance

区间	R_{eq}	X_{eq}	Z_{eq}	f_{res}
$(0, f_s/6)$	+	-	容性	增大
$(f_s/6, f_s/3)$	-	-	容性	增大
$(f_s/3, f_s/2)$	-	+	感性	减小

2 参数设计

本节开始逆变器参数设计,以保证系统稳定并网。随着反馈系数 k_f 增大,等效电抗 $|X_{eq}|$ 也将增大。此时考虑等效电抗后的谐振频率 f_r' 将远离初始谐振频率 f_r ,存在 $k_f = k_{fmax}$,当 $f_r < f_s/6$,使得 $f_r' = f_s/6$,此时系统处于临界稳定状态。当 $k_f > k_{fmax}$ 时, $f_r' > f_s/6$,系统存在 2 个右半平面极点,造成系统不稳定。因此,在实际应用中,必须要保证反馈系数小于临界值以确保系统稳定。

基于图4和式(4),进行 z 变换^[20],可分别推导出离散域内零阶保持器输出电压 v_M' 与网侧电流 i_2 之间的传递函数为

$$Z\left[\frac{i_2(s)}{v_M'(z)}\right] = \frac{k_{pwm}}{\omega_r(L_1 + L_2)} \left[\frac{\omega_r T_s}{z-1} - \frac{(z-1)\sin\omega_r T_s}{z^2 - 2z\cos\omega_r T_s + 1} \right] \quad (7)$$

v_M' 与逆变器侧电流 i_1 之间的传递函数为

$$T(z) = G_{iz} \frac{k_{pwm} [\omega_r T_s (z^2 - 2z\cos\omega_r T_s + 1) - (z-1)^2 \sin\omega_r T_s]}{z(L_1 + L_2)\omega_r(z-1)(z^2 - 2z\cos\omega_r T_s + 1) + k_f \omega_r T_s (z^2 - 2z\cos\omega_r T_s + 1) + \frac{L_2}{L_1} k_f \sin\omega_r T_s (z-1)^2} \quad (9)$$

根据式(9), $T(z)$ 是否含有右半平面极点取决于:

$$z(L_1 + L_2)\omega_r(z-1)(z^2 - 2z\cos\omega_r T_s + 1) + k_f \omega_r T_s (z^2 - 2z\cos\omega_r T_s + 1) + \frac{L_2}{L_1} k_f \sin\omega_r T_s (z-1)^2 = 0 \quad (10)$$

采用 w 变换 $z = (1+w)/(1-w)$,将 z 域的单位圆映射到 w 域的虚轴^[21],此时只需检验特征方程位于 w 域右半平面根的个数即可。将式(10)映射到 w 域,整理后可得

$$a_0 w^4 + a_1 w^3 + a_2 w^2 + a_3 w + a_4 = 0 \quad (11)$$

式中:

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= 4(L_1 + L_2)\omega_r \cos\omega_r T_s + 4(L_1 + L_2)\omega_r + 2k_f \omega_r T_s + 2k_f \omega_r T_s \cos\omega_r T_s + 4\frac{L_2}{L_1} k_f \sin\omega_r T_s; \\ a_1 &= 4(L_1 + L_2)\omega_r \cos\omega_r T_s + 4(L_1 + L_2)\omega_r - 4k_f k_{pwm} \omega_r T_s - 4k_f k_{pwm} \omega_r T_s \cos\omega_r T_s - 8\frac{L_2}{L_1} k_f k_{pwm} \sin\omega_r T_s; \\ a_2 &= -4(L_1 + L_2)\omega_r \cos\omega_r T_s + 4k_f k_{pwm} \omega_r T_s + 4\frac{L_2}{L_1} k_f k_{pwm} \sin\omega_r T_s + 4(L_1 + L_2)\omega_r; \\ a_3 &= -4(L_1 + L_2)\omega_r \cos\omega_r T_s + 4(L_1 + L_2)\omega_r - 4k_f k_{pwm} \omega_r T_s + 4k_f k_{pwm} \omega_r T_s \cos\omega_r T_s; \\ a_4 &= 2k_f k_{pwm} \omega_r T_s - 2k_f k_{pwm} \omega_r T_s \cos\omega_r T_s \end{aligned} \right\}$$

根据式(11)可得劳斯表如下:

$$\begin{array}{cccc} w^4 & a_0 & a_2 & a_4 \\ w^3 & a_1 & a_3 & 0 \\ w^2 & b_1 & a_4 & 0 \\ w^1 & b_2 & 0 & \\ w^0 & a_4 & & \end{array}$$

$$Z\left[\frac{i_1(s)}{v_M'(z)}\right] =$$

$$\frac{\omega_r T_s (z^2 - 2z\cos\omega_r T_s + 1) + \frac{L_2}{L_1} \sin\omega_r T_s (z-1)^2}{(L_1 + L_2)\omega_r (z-1)(z^2 - 2z\cos\omega_r T_s + 1)} \quad (8)$$

环路增益为

式中:

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= \frac{a_1 a_2 - a_0 a_3}{a_1}; \\ b_2 &= \frac{b_1 a_3 - a_1 a_4}{b_1} \end{aligned} \right\}$$

由式(11)可知 a_0 、 a_2 和 a_4 恒大于0。根据劳斯-赫尔维茨稳定性判据,系统闭环极点位于虚轴左侧是稳定的。因此,劳斯表第1列所有根必须同号,特征方程的多项式系数也必须同号,即要求 a_1 、 a_3 、 b_1 和 b_2 均大于0。

根据 $a_1 > 0$ 可得

$$k_f < \frac{L_1 + L_2}{k_{pwm} T_s + 2\frac{L_2}{L_1} k_{pwm} \sin\omega_r T_s \frac{1}{(1 + \cos\omega_r T_s)}} = k_{fmax1} \quad (12)$$

根据 $a_3 > 0$ 可得

$$k_f < \frac{L_1 + L_2}{k_{pwm} T_s} = k_{fmax2} \quad (13)$$

对比式(12)和式(13)可知 $k_{fmax1} < k_{fmax2}$,所以只须满足式(12),即 $k_f < k_{fmax1}$,即可保证 a_1 和 a_3 均大于0;并且 k_f 取值须同时保证 b_1 和 b_2 全大于0。 z 域内 k_f 变化时的环路增益极点分布如图6所示。

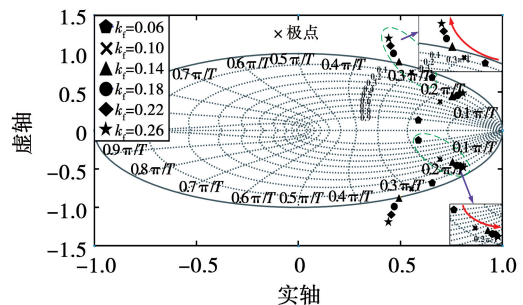


图6 环路增益极点分布图

Fig. 6 Loop gain pole distribution diagram

由式(12)计算可得 $k_f(0, 0.3)$ 。据图 6 分析可知,随着 k_f 增大,系统极点逐渐偏移至单位圆外,导致系统不稳定,且当 k_f 取 0.14 时系统已失稳;而 k_f 取值过小时,阻尼效果不明显,难以抑制谐振尖峰。

满足上述稳定性条件,考虑逆变器阻尼效果显著性,结合系统参数指标,选取最优阻尼 $k_f = 0.08$ 。

通常在设计 PI 调节器参数时,要求幅值裕度大于 3 dB,而相位裕度大于 45° 。幅值裕度 GM 表达式为

$$GM = -20 \log \left| \frac{k_{pwm}}{\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)^3 L_1 L_2 C + s^2 L_2 C k_f k_{pwm} + s(L_1 + L_2) + k_{pwm} k_f} \right|_{s=j\omega_r} \quad (14)$$

将 $s = j2\pi f_r$ 代入式(14),可得

$$GM = 20 \log \left| \frac{L_2 k_f}{L_1 \left(k_p + \frac{k_i}{j2\pi f_r}\right)} \right| \quad (15)$$

此时若忽略 k_i ,可得

$$T_A(s) = -\frac{1}{(2\pi)^2 f_c L_2 C} \times$$

$$\frac{k_{pwm} [\cos(3\pi f_c T_s) - j\sin(3\pi f_c T_s)] \left(k_p - j\frac{k_i}{2\pi f_c}\right)}{\left(f_c k_f k_{pwm} - \frac{k_{pwm} k_f}{(2\pi)^2 f_c L_2 C}\right) \cos(3\pi f_c T_s) - j\left(2\pi L_1 (f_r)^2 - 2\pi L_1 (f_c)^2 + \left(f_c k_f k_{pwm} - \frac{k_{pwm} k_f}{(2\pi)^2 f_c L_2 C}\right) \sin(3\pi f_c T_s)\right)} \quad (18)$$

则相位裕度 PM 可表示为

$$PM = 180 + \arctan \frac{2\pi L_1 (f_r)^2 - 2\pi L_1 (f_c)^2 + \left(f_c k_f k_{pwm} - \frac{k_{pwm} k_f}{(2\pi)^2 f_c L_2 C}\right) \sin(3\pi f_c T_s)}{\left(f_c k_f k_{pwm} - \frac{k_{pwm} k_f}{(2\pi)^2 f_c L_2 C}\right) \cos(3\pi f_c T_s)} - 3\pi f_c T_s - \arctan \frac{k_i}{2\pi f_c k_p} \quad (19)$$

根据式(19)作出相位裕度 PM 随 k_p 、 k_i 变化曲线,如图 8 所示。

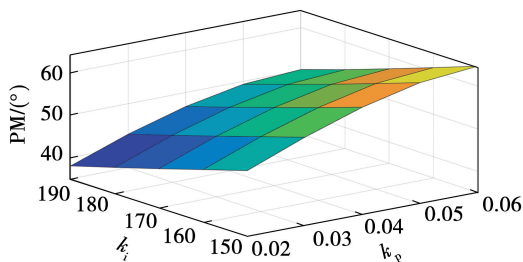


图 8 相位裕度 PM 随 k_p 、 k_i 变化曲线

Fig. 8 Phase margin PM vs. k_p and k_i

$$GM = 20 \log \left| \frac{L_2 k_f}{L_1 k_p} \right| \quad (16)$$

即

$$k_p = \frac{L_2 k_f}{L_1 10^{\frac{GM}{20}}} \quad (17)$$

由式(17)可知, k_p 的取值要小于 k_f 。作出幅值裕度 GM 随 k_p 、 k_i 变化曲线,如图 7 所示。

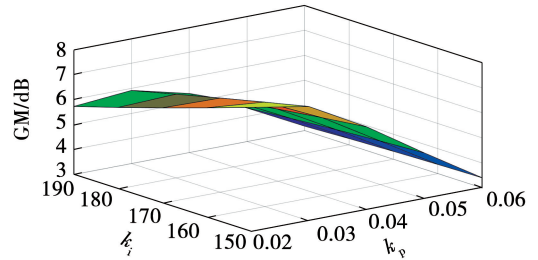


图 7 幅值裕度 GM 随 k_p 、 k_i 变化曲线

Fig. 7 Amplitude margin GM vs. k_p and k_i

将 $s = j2\pi f_c$ 代入式(4)环路增益,可得

同时,需要将稳态误差限制在一定范围内,而基波处环路增益幅值 T_{fo} 与稳态误差直接相关,在基频处,环路增益衰减较慢,此时可认为 $C = 0$,此时基频环路增益为

$$T_{fo} = 20 \log \left| \frac{k_{pwm} (k_p + k_i / j2\pi f_o) (\cos 3\pi f_o T_s - j\sin 3\pi f_o T_s)}{j2\pi f_o (L_1 + L_2) + k_{pwm} k_f (\cos 3\pi f_o T_s - j\sin 3\pi f_o T_s)} \right| \quad (20)$$

根据式(20)作出基频增益随 k_p 、 k_i 变化曲线,如图 9 所示。

结合图 7 和图 8 可以看出,GM 主要受 k_p 影响,

随 k_p 增大, GM 显著降低, 因此 k_p 取值不宜太大; PM 随 k_p 增大而增大, 随 k_i 增大而减小。而在弱电网下, 会增大幅值裕度 PM, 降低相位裕度 GM, 电网阻抗较大时, 将导致相位裕度小于 45° , 不满足并网要求。为了保证稳定性并留有一定裕量, k_p 不宜取太小。由图 9 可以看出, 基频增益主要受 k_i 影响, k_i 取值较小时, 会大幅降低基频增益, 应结合 PM 来确定 k_i 的取值。为了使系统具有良好的动态性能, 截止频率 f_c 取值不宜太小, f_c 太小时, 系统的动态性能很差。 f_c 取值大于 $0.3f_s$ 是较为合适的, 综合选取 k_p 为 0.045、 k_i 为 150。后续仿真参数如表 2 所示。

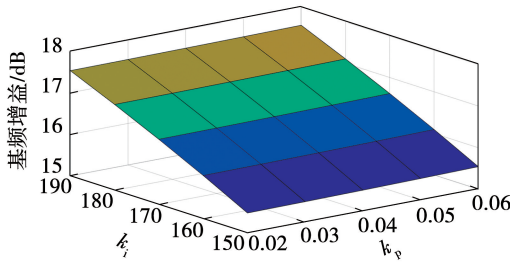


图 9 基频增益 T_{fo} 随 k_p 、 k_i 变化曲线

Fig. 9 Fundamental frequency gain T_{fo} vs. k_p and k_i

表 2 系统参数

Table 2 System parameter

参数	数值
直流电源 v_{in}/V	400
交流电源 v_g/V	180
滤波电容 $C/\mu F$	10
逆变器侧电感 L_1/mH	4.0
网侧电感 L_2/mH	2.0
电网阻抗 L_g/mH	2.0
开关频率 f_s/kHz	10
电流反馈系数 k_f	0.08
比例系数 k_p	0.045
积分系数 k_i	150

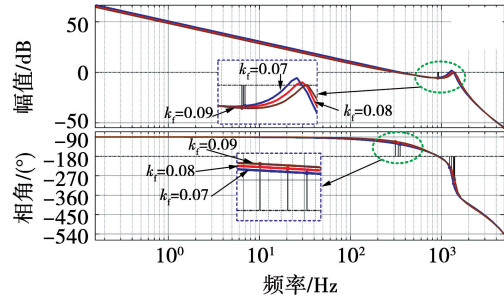
3 并网系统性能分析

3.1 系统鲁棒性分析

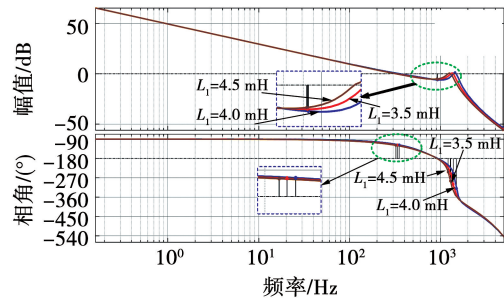
在本节中, 结合电流反馈系数、滤波电容、逆变器侧电感和网侧电感变化时伯德图对系统进行鲁棒性分析, 如图 10 所示。

电流反馈系数 k_f 变化时伯德图如图 10(a) 所示, 当 k_f 从 0.07 增大到 0.09 (变化幅度为 28%) 时,

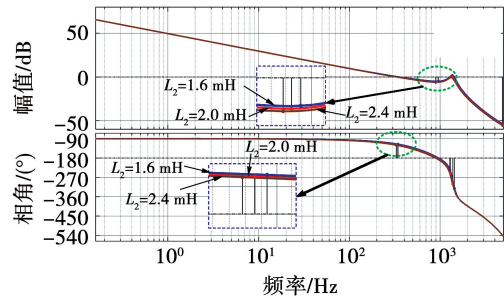
幅值裕度 GM 由 5.27 dB \rightarrow 5.81 dB, 相位裕度 PM 由 $55.4^\circ \rightarrow 68.9^\circ$ 。逆变器侧电感 L_1 变化时伯德图如图 10(b) 所示, 当 L_1 从 3.5 mH 增大到 4.5 mH (变化幅度约为 28%) 时, GM 由 6.01 dB \rightarrow 5.16 dB, PM 由 $62.9^\circ \rightarrow 61.3^\circ$ 。



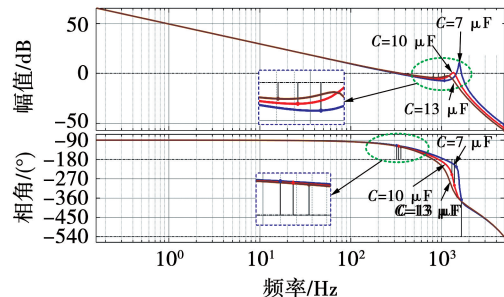
(a) k_f 变化时幅相曲线



(b) L_1 变化时幅相曲线



(c) L_2 变化时幅相曲线



(d) C 变化时幅相曲线

图 10 鲁棒性分析曲线

Fig. 10 Robustness analysis curves

网侧电感 L_2 变化时伯德图如图 10(c) 所示, 当 L_2 从 1.6 mH 增大到 2.4 mH (变化幅度为 50%), GM 由 5.06 dB \rightarrow 6.06 dB, PM 由 $64^\circ \rightarrow 60.3^\circ$ 。滤波

电容 C 变化时伯德图如图 10(d) 所示,当 C 从 $7 \mu\text{F}$ 增大到 $13 \mu\text{F}$ (变化幅度约为 86%), GM 由 $7.36 \text{ dB} \rightarrow 4.26 \text{ dB}$, PM 由 $64.8^\circ \rightarrow 58.4^\circ$ 。分析可知,即使参数发生较大变化,系统仍然能够保持较好的稳定性。

3.2 有源阻尼控制策略对比

电网阻抗通常是实时变化的,且随分布式电源并网等级提高以及接入位置广泛分布,电网越来越表现出弱特性。电网的强弱通常通过短路电流比 (short circuit ratio, SCR) 表征,是指公共并网点 (point of common coupling, PCC) 处短路电流有效值与额定并网电流有效值之比。其表达式为

$$\text{SCR} = \frac{V_{\text{pcc}}^2}{Z_{\text{g}} P_{\text{N}}} \quad (21)$$

式中: V_{pcc} 表示并网点电压; Z_{g} 为电网在 PCC 处的等值阻抗; P_{N} 为额定装机容量。SCR 越小,表明电网越弱。由式(21)可以看出,随着新能源装机容量的增大,并网点 SCR 越小,电网越弱。

为了证明改进逆变器侧电流阻尼控制策略在弱电网下相较于传统电容电流阻尼控制策略具有更大优势,分别绘制电网阻抗为 2、5、8 和 11 mH 时 2 种有源阻尼控制策略下的电网阻抗变化时伯德图,如图 11 所示。

由图 11 可以看出,当保持基频增益 T_{i0} 为固定值 15 dB: 电网阻抗为 2 mH 时,逆变器侧电流阻尼控制幅值裕度 GM 为 5.7 dB,相位裕度 PM 为 65.8° ; 而采用电容电流阻尼控制的幅值裕度 GM 为 8.91 dB,相位裕度 PM 为 58.1° 。此时 2 种控制方式均具有较好稳定性。电网阻抗为 5 mH 时,逆变器侧电流阻尼控制幅值裕度 GM 为 8.78 dB,相位裕度 PM 为 55.2° ; 而采用电容电流阻尼控制的幅值裕度 GM 为 11.7 dB,相位裕度 PM 为 45.7° 。系统设计时通常要求相位裕度大于 45° ,此时已处要求边缘。

电网阻抗为 8 mH 时,逆变器侧电流阻尼控制幅值裕度 GM 为 10.8 dB,相位裕度 PM 为 48.5° ; 而采用电容电流阻尼控制的幅值裕度 GM 为 13.8 dB,相位裕度 PM 为 35.8° 。此时已不满足系统设计的要求。随着电网阻抗进一步增大为 11 mH 时,逆变器侧电流阻尼控制幅值裕度 GM 为 12.2 dB,相位裕度 PM 为 43.8° ; 而采用电容电流阻尼控制的幅值裕度 GM 为 15.4 dB,相位裕度 PM 仅为 28.3° ,相位裕度进一步下降,以致系统可能产生振荡。

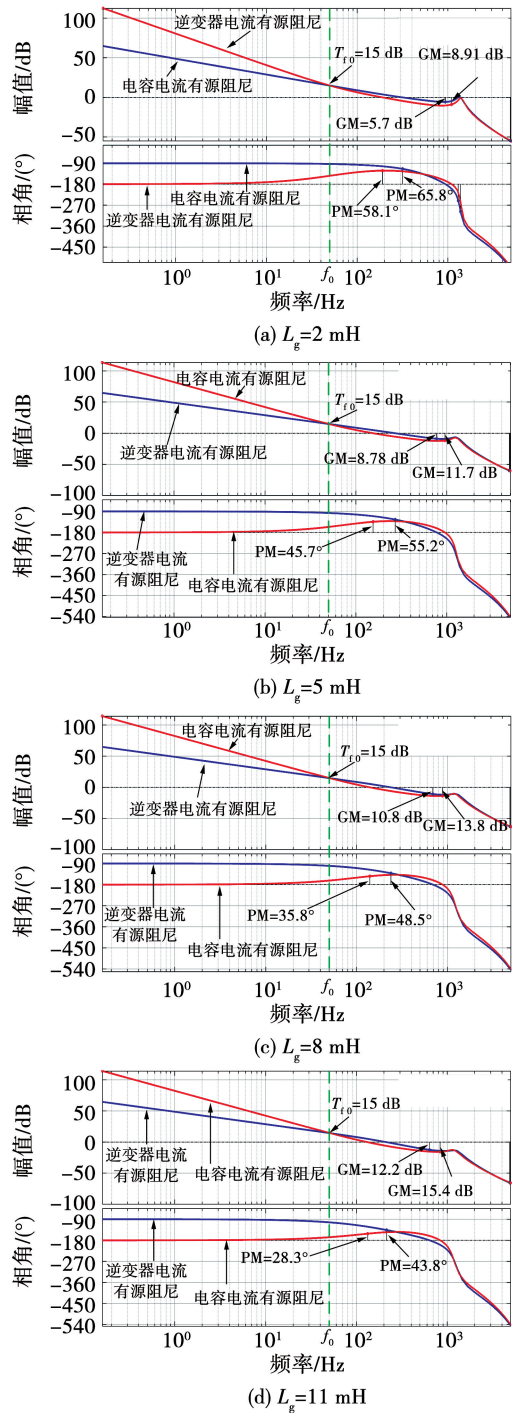


图 11 不同电网阻抗下幅相曲线对比

Fig. 11 Comparison of amplitude-phase curves under different grid impedances

经上述分析可知,在面向弱电网应用场景下,采用逆变器侧电流阻尼控制相比电容电流阻尼控制具有更大的稳定裕度。

接着分别作出不同电网阻抗时 2 种阻尼控制下的并网电流有效值 (root mean square, RMS) 曲线,如图 12 所示。

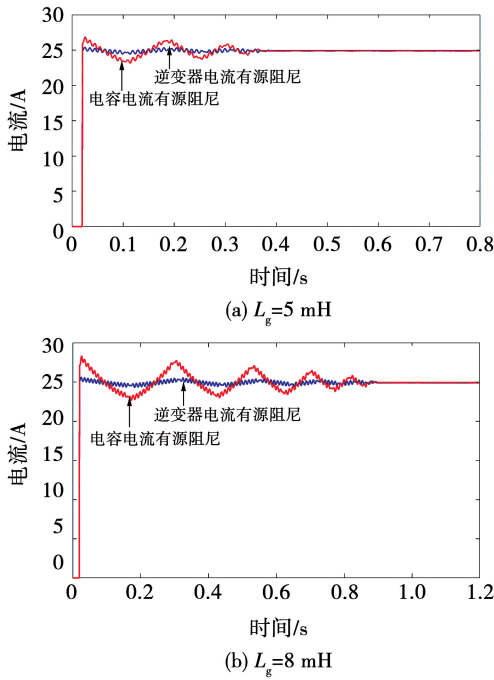


图 12 并网电流有效值曲线

Fig. 12 RMS curves of grid-connected currents

由图 12 可知,随着电网阻抗增大,并网电流振荡明显变大。相较于传统电容电流有源阻尼控制,采用逆变器侧电流有源阻尼控制产生的并网电流有效值振荡明显降低。

综上,本文所提改进阻尼控制策略相比传统电容电流阻尼控制策略在稳定性方面具有明显优势。

4 双环路有源阻尼控制策略

4.1 逆变器输出电阻校正策略提出

目前,随着分布式发电的大规模并网以及电力变压器的广泛使用,导致电网表现出弱特性。电网变弱的主要危害:因其本身具有谐波,电网阻抗的变大将引起并网点 v_{pcc} 谐波剧增,造成并网电流严重失真,甚至于不满足并网要求^[22]。

针对电网电压畸变所引起的并网电流失真问题,为进一步降低并网电流谐波含量,本节提出通过增大逆变器输出阻抗的双环路有源阻尼反馈控制策略以减小并网电流失真。

对图 4 环路模型继续等效变换可得如图 13(a) 所示简化框图。再将反馈输入后移,如图 13(b) 所示。

图 13 中, $G_{x1}(s)$ 和 $G_{x2}(s)$ 可分别表示为:

$$G_{x1}(s) = \frac{k_{pwm} G_d(s)}{s^2 L_1 C + s C k_f k_{pwm} G_d(s) + 1} G_i(s); \quad (22)$$

$$G_{x2}(s) = \frac{s^2 L_1 C + s C k_f k_{pwm} G_d(s) + 1}{[s^3 L_1 L_2 C + s^2 L_2 C k_f k_{pwm} G_d(s) + s(L_1 + L_2) + k_f k_{pwm}]^{\circ}} \quad (23)$$

此时系统环路增益表达式为

$$T(s) = \frac{k_{pwm} G_d(s) G_i(s)}{s^3 L_1 L_2 C + s^2 L_2 C k_f k_{pwm} G_d(s) + s(L_1 + L_2) + k_f k_{pwm}} \quad (24)$$

由图 13(a) 可得

$$i_2(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)} i_{2ref}(s) - \frac{G_{x2}(s)}{1 + T(s)} v_g(s) = i_s(s) - \frac{v_g(s)}{Z_0} \quad (25)$$

由式(25)分析可知,如果电网电压中含有谐波组分,则注入电网的电流也会含有谐波成分,造成并网逆变器不稳定。

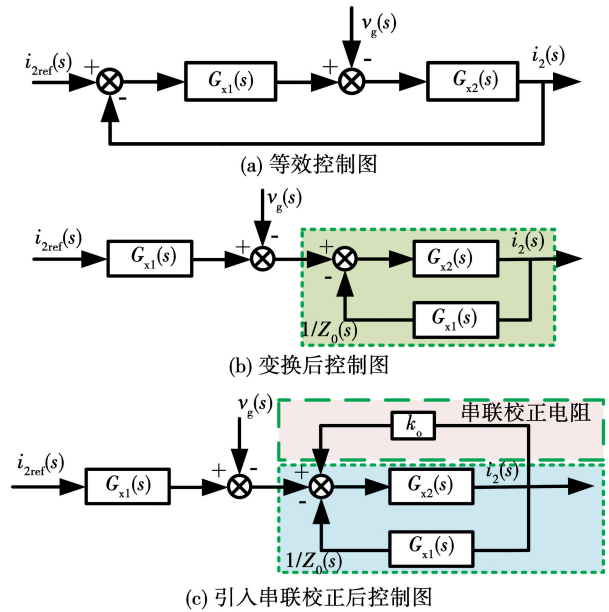


图 13 逆变器输出阻抗等效变换

Fig. 13 Inverter output impedance equivalent transformation

其中输出阻抗 Z_0 可表示为

$$Z_0(s) = \frac{1 + G_{x1}(s) G_{x2}(s)}{G_{x2}(s)} \quad (26)$$

则输出导纳为

$$\frac{1}{Z_0(s)} = \frac{G_{x2}(s)}{1 + G_{x1}(s) G_{x2}(s)}, \quad (27)$$

即图 13(b) 中阴影部分的传递函数。

由图 13(b) 可以看出,如果增加一比例环路,则

会使式 (27) 的分母中增加一项,其控制框图如图 13(c) 所示,表达式为

$$\frac{1}{Z_0(s)} = \frac{G_{x2}(s)}{1 + G_{x1}(s)G_{x2}(s) + k_o G_{x2}(s)} \quad (28)$$

式中 k_o 为串联校正系数。

此时,输出阻抗可改写为下式,表现为给 $Z_0(s)$ 串联纯电阻,即

$$Z_0(s) = \frac{1 + G_{x1}(s)G_{x2}(s) + k_o G_{x2}(s)}{G_{x2}(s)} = \frac{1 + G_{x1}(s)G_{x2}(s)}{G_{x2}(s)} + k_o \quad (29)$$

考虑到输出阻抗 $Z_0(s)$ 在低频段内均表现为阻容性,而谐波含量低频分量居多,则串联电阻后输出阻抗示意图如图 14 所示。

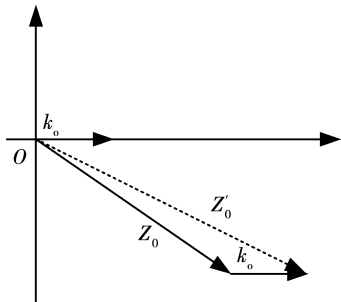


图 14 串联等效电阻后输出阻抗示意图

Fig. 14 Output impedance diagram after series equivalent resistance

由图 14 可以看出,校正后的输出阻抗 $Z'_0(s)$ 将大于校正前的输出阻抗 $Z_0(s)$,并且在相位上有一定程度的改善。接着将图 13(c) 进一步变换得到

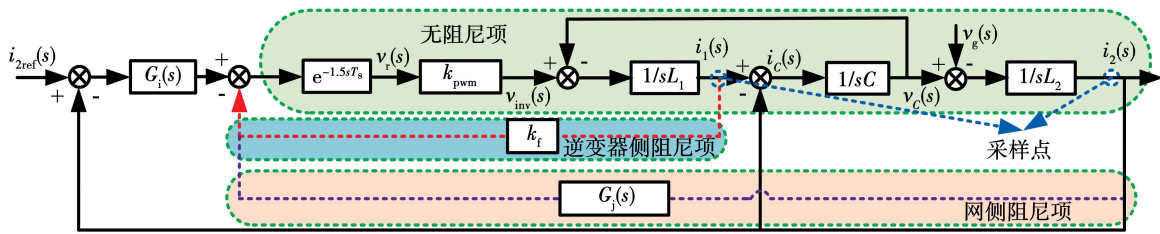


图 16 双比例反馈并网控制示意图

Fig. 16 Double proportional feedback grid connection control diagram

未引入网侧电流反馈时,输出阻抗为

$$Z_0 = \frac{[s^3 L_1 L_2 C + s^2 L_2 C k_f k_{pwm} G_d(s) + s(L_1 + L_2) + k_{pwm} G_d(s) G_i(s) + k_f k_{pwm} G_d(s)]}{s^2 L_1 C + s C k_f k_{pwm} G_d(s) + 1} \quad (31)$$

引入反馈后,输出阻抗变为

$$Z'_0(s) = \frac{[s^3 L_1 L_2 C + s^2 L_2 C k_f k_{pwm} G_d(s) + s(L_1 + L_2) + k_{pwm} G_d(s) G_i(s) + k_f k_{pwm} G_d(s) + G_j(s) k_{pwm} G_d(s)]}{s^2 L_1 C + s C k_f k_{pwm} G_d(s) + 1}$$

图 15(a),再将反馈项进行前移,得到如图 15(b) 所示的系统串联校正控制框图。

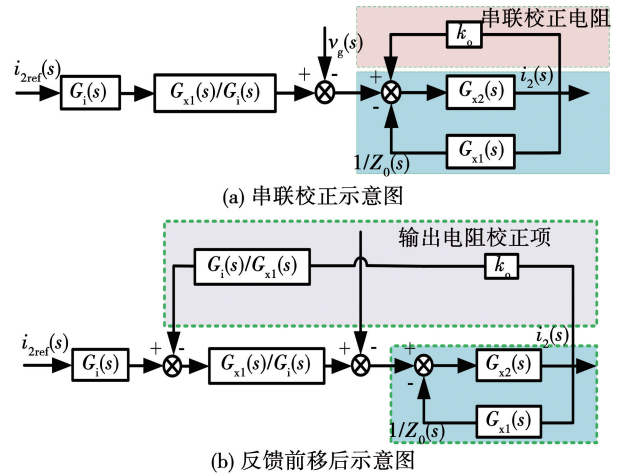


图 15 串联校正控制框图

Fig. 15 Series calibration control chart

图 15 中输出阻抗校正项为

$$G_j(s) = \frac{G_i(s)}{G_{x1}(s)} k_o = k_o \frac{s^2 L_1 C + s C k_f k_{pwm} G_d(s) + 1}{k_{pwm} G_d(s)} = k_o \left(\frac{s^2 L_1 C}{k_{pwm}} + s C k_f + \frac{1}{k_{pwm}} \right) \quad (30)$$

在式(30)中,超前项 $1/G_d(s)$ 对实验结果影响很小,可以忽略^[23]。结合第 2 节所述,可采集逆变器侧电流和网侧电流共同构成双环路有源阻尼。其中,电网电流环用来消除谐波分量,逆变器电流环旨在跟踪基波电流参考值。双环路反馈并网控制示意图如图 16 所示。

$$\frac{[s^3 L_1 L_2 C + s^2 L_2 C k_f k_{pwm} G_d(s) + s(L_1 + L_2) + k_{pwm} G_d(s) G_i(s) + k_f k_{pwm} G_d(s)]}{s^2 L_1 C + s C k_f k_{pwm} G_d(s) + 1} + \frac{G_i(s) k_{pwm} G_d(s)}{s^2 L_1 C + s C k_f k_{pwm} G_d(s) + 1} = Z_0(s) + Z_1(s)。(32)$$

且由式(31)和式(32)可知,通过网侧电流环引入校正阻抗 $Z_1(s)$,即增大逆变器的输出阻抗。

4.2 参数设计

1) 配置网侧电流负反馈后,如果 k_o 取值过大,将引起基频处输出阻抗变化,从而使基频增益发生

$$Z_0(j\omega_0) = \frac{[-j\omega_0^3 L_1 L_2 C - \omega_0^2 L_2 C k_f k_{pwm} G_d(j\omega_0) + j\omega_0(L_1 + L_2) + k_{pwm} G_d(j\omega_0) G_i(j\omega_0) + k_f k_{pwm} G_d(j\omega_0)]}{- \omega_0^2 L_1 C + j\omega_0 C k_f k_{pwm} G_d(j\omega_0) + 1};(34)$$

$$Z_1(j\omega_0) = k_o \left(\frac{1}{k_{pwm}} + j\omega_0 C k_f + \frac{-\omega_0^2 L_1 C}{k_{pwm}} \right) \times \frac{k_{pwm} G_d(j\omega_0)}{- \omega_0^2 L_1 C + j\omega_0 C k_f k_{pwm} G_d(j\omega_0) + 1}。(35)$$

2) 若输出阻抗 $Z'_0(s)$ 与电网阻抗 $Z_g(s)$ 在中高频出现多个交点,则将对系统稳定产生不利影响。为确保中高频逆变器输出阻抗 $Z'_0(s)$ 与电网阻抗 $Z_g(s)$ 无交点,只需保证逆变器输出阻抗中高频最大值点小于相应频率处电网阻抗即可。即

$$|Z_g(j\omega_h)| > |Z'_0(j\omega_h)|。(36)$$

式中 ω_h 为逆变器输出阻抗极大值点处频率。

在中高频处逆变器校正输出阻抗 $Z_1(s)$ 远大于自身逆变器输出阻抗 $Z_0(s)$,因此可求取 $Z_1(s)$ 极值点以代替 $Z'_0(s)$ 极值点。同时在中高频处 $s^2 L_1 C / k_{pwm}$ 远大于 $s C k_f$ 与 $1/k_{pwm}$ 项,则输出阻抗极值点可简化为求取下式的极值点,即

$$Z'_1(s) = \frac{k_o s^2 L_1 C G_d(s)}{s^2 L_1 C + s C k_f k_{pwm} G_d(s) + 1}。(37)$$

将 $s = j\omega$ 代入式(37),可得

$$Z'_1(j\omega) = \frac{-k_o \omega^2 L_1 C G_d(j\omega)}{- \omega^2 L_1 C + j\omega C k_f k_{pwm} G_d(j\omega) + 1}。(38)$$

综上,串联校正系数 k_o 的约束取值为 15。

作出校正前后逆变器输出阻抗如图 17 所示。在逆变器侧电流单环反馈基础上引入网侧电流共同构成双环路有源阻尼反馈后,输出阻抗明显增大,进而显著降低电网电压畸变对并网电流影响。

4.3 谐波抑制策略仿真验证

接着设置电网含有 15 V 的 3 次谐波、10 V 的 5 次谐波、8 V 的 7 次谐波、6 V 的 9 次谐波、5 V 的

改变引起较大跟踪误差。因此 k_o 的设计需满足如下条件:基频处 $Z_1(j\omega_0)$ 的幅值要小于 $Z_0(j\omega_0)$ 幅值的 10 倍,即可认为 $Z_1(j\omega_0)$ 对 $Z_0(j\omega_0)$ 影响可忽略,即

$$|Z_0(j\omega_0)| > 10 |Z_1(j\omega_0)|。(33)$$

其中 $Z_0(j\omega_0)$ 和 $Z_1(j\omega_0)$ 表达式为:

11 次谐波和 5 V 的 13 次谐波,分别仿真测得电网阻抗为 6 mH 和 8 mH 时的并网电流曲线与失真度,结果如表 3 和图 18 ~ 图 19 所示。其中参考电流峰值设置为 25 A,其余参数见表 2。

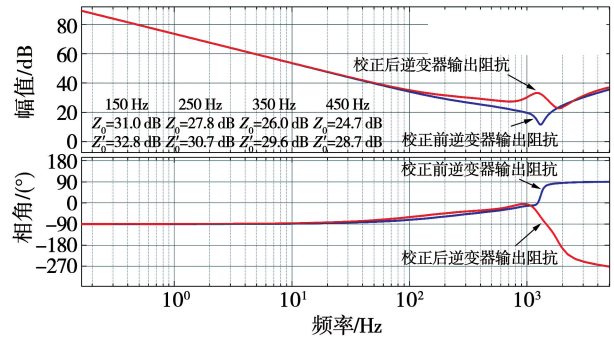


图 17 逆变器输出阻抗

Fig. 17 Inverter output impedance

表 3 不同电网阻抗并网电流 THD

Table 3 Grid-connected current THD under different grid impedance

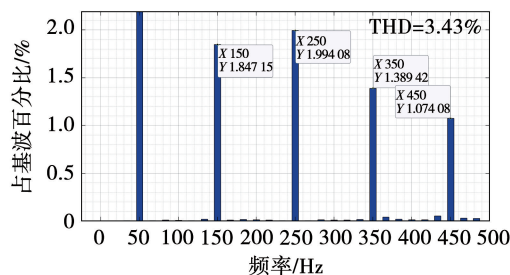
电网阻抗/mH	校正前/%	校正后/%
6	3.43	2.30
8	5.44	2.69

据表 3 的仿真结果表明,采用(逆变器侧电流+网侧电流)双环路反馈后,并网电流 THD 明显降低。

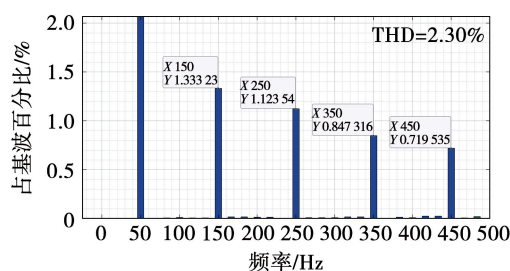
电网阻抗为 6 mH 时,未引入网侧电流环路,并网电流 THD 为 3.43%;引入网侧电流环路形成双环路反馈后,并网电流 THD 为 2.30%,并网电流 THD 下降、曲线更平滑。

电网阻抗为 8 mH 时,未引入网侧电流环路,并

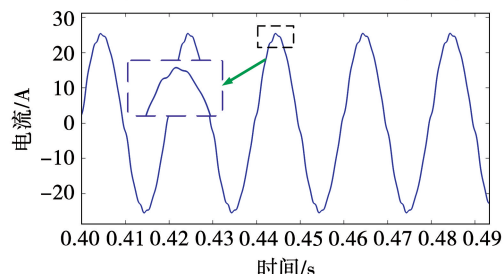
网电流 THD 为 5.44%,较电网阻抗为 6 mH 时有所增大;引入网侧电流环路形成双环路反馈后,并网电流 THD 降为 2.69%,3 次、5 次、7 次以及 9 次谐波含量较为明显降低,并网电流 THD 下降、曲线更平滑。



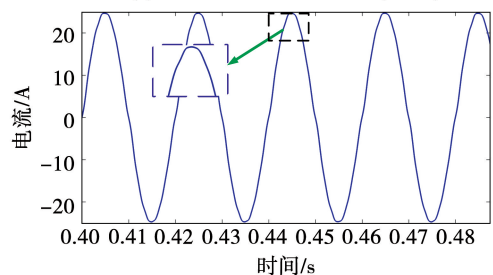
(a) 单环路控制下并网电流THD(6 mH)



(b) 双环路控制下并网电流THD(6 mH)



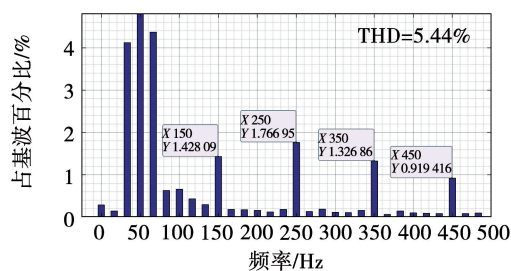
(c) 单环路控制下并网电流(6 mH)



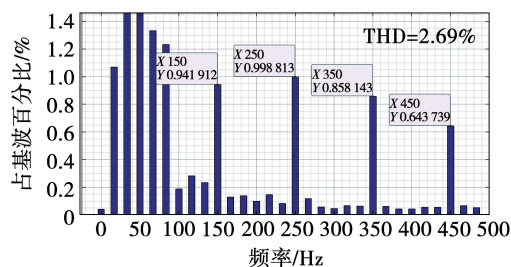
(d) 双环路控制下并网电流(6 mH)

图 18 电网阻抗为 6 mH 时反馈仿真结果对比
Fig. 18 Comparison of feedback simulation results when the grid impedance is 6 mH

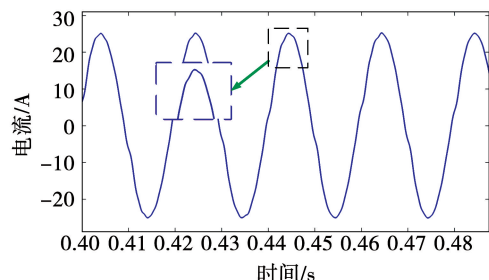
综合表 3 及图 17 ~ 图 18 可以看出,在电网本身电压存在畸变的情况下,随着电网特性不断变弱,导致并网电流含有大量谐波,以致严重失真不满足并网标准。通过引入网侧电流环形成双环路反馈后,可以增大输出阻抗,使并网电流 THD 显著减小,验证了所提控制策略的有效性与可行性。



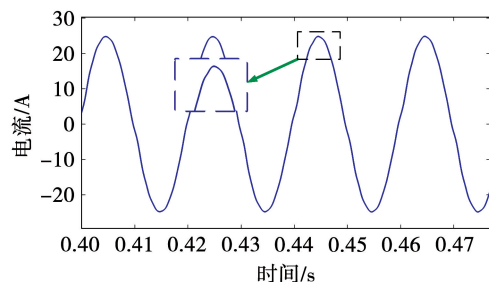
(a) 单环路控制下并网电流THD(8 mH)



(b) 双环路控制下并网电流THD(8 mH)



(c) 单环路控制下并网电压与并网电流(8 mH)



(d) 双环路控制下并网电压与并网电流(8 mH)

图 19 电网阻抗为 8 mH 时反馈仿真结果对比
Fig. 19 Comparison of feedback simulation results when the grid impedance is 8 mH

5 逆变器侧电流有源阻尼实验验证

为了验证上述所提控制方法的有效性,本文利用南京研旭 YXPHM - TP2xb - I 并网逆变器进行样机实验,实验如图 20 所示。控制器为 TI 公司 TMS320F28335,交流和直流电流传感器均采用 LEM 公司 LAH25 - NP,开关管是英飞凌 FS100R12KT4G。结合实验平台,参照仿真中 LCL 滤波器参数,逆变器电感 L_1 设置为 5 mH,网侧电感 L_2 设置为 2 mH,滤波电容 C 采用 5 μ F 的薄膜电容。直流侧连接储能电

池,使用5组约为70V;交流侧通过调压器提供交流电压。电网阻抗 L_g 为3.36 mH时,并网实验电流如图21(a)所示;电网阻抗为5.36 mH时,并网电流如图21(b)所示;电网阻抗为7.36 mH时,并网电流如图21(c)所示;电网阻抗为8.55 mH时,并网电流如图21(d)所示。观察图21可见,面对电网参数变化,电网阻抗不断增大时,并网电流波形依然良好。证明采用逆变器侧电流有源阻尼控制,系统具有良好的鲁棒性。

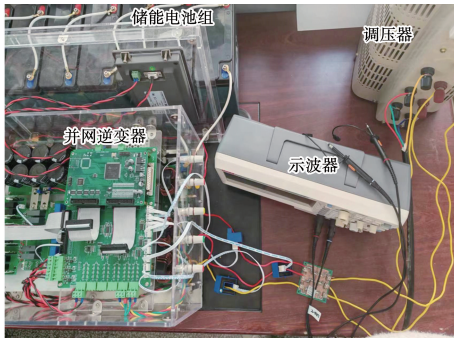
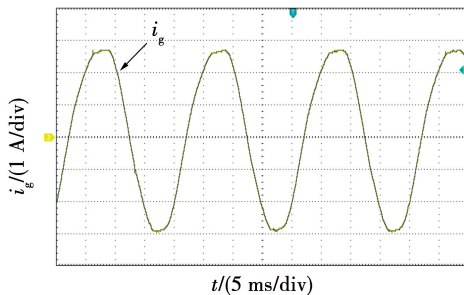
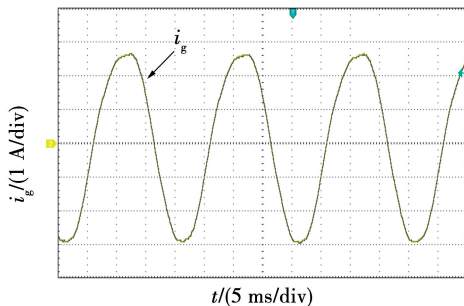


图20 实验平台接线图

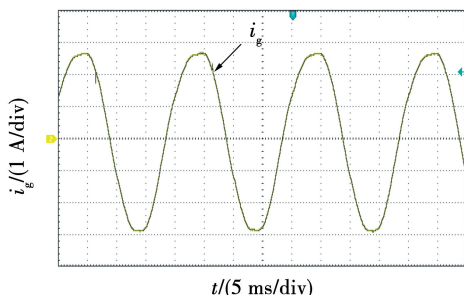
Fig. 20 Experimental platform wiring diagram



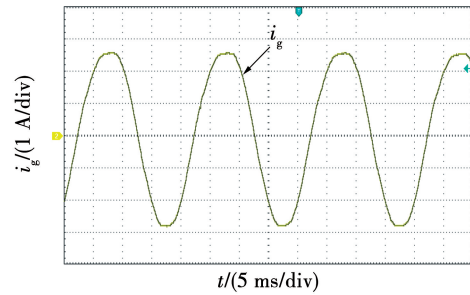
(a) 电网阻抗为3.36 mH



(b) 电网阻抗为5.36 mH



(c) 电网阻抗为7.36 mH



(d) 电网阻抗为8.55 mH

图21 并网实验电流波形

Fig. 21 Grid-connected experiment current waveforms

6 结论

本文针对弱电网及电网畸变存在谐波等情况,提出一种基于逆变器侧电流的改进并网控制策略,并与传统电容电流有源阻尼进行对比。通过引入网侧电流构建双反馈环路,以增大逆变器输出阻抗,进一步降低并网电流谐波失真。最后利用仿真验证所提控制策略的有效性与可行性,得出如下结论:

1) 基于逆变器侧电流阻尼,增加阻尼项 $s^2 L_2 C k_f k_{pwm}$ 和 $k_f k_{pwm}$,有效地抑制谐振尖峰。在电网阻抗发生变化时,采用逆变器侧电流阻尼不会引起基频增益 T_{io} 和截至频率 f_c 下降。且从阻尼角度分析,逆变器侧电流阻尼具有更好的稳定裕度和动态响应。

2) 逆变器侧电流阻尼控制策略采集的是逆变器电流这一工频电流,所用互感器成本低,兼具过电流保护功能。

3) 针对电网变弱以及电网本身电压畸变引起并网电流含有大量谐波,以致严重失真不满足并网标准等问题,通过引入网侧电流环路,利用双环路反馈调节提高输出阻抗。尤其是在电网阻抗较大时,可明显降低并网电流总谐波失真。研究可为新能源发电与并网提供新的策略补充与稳定性保证。

参考文献:

- [1] 我国风电光伏发电总装机突破8亿千瓦[N]. 北京: 国家能源局, 2023. http://www.nea.gov.cn/2023-05/25/c_1310721539.htm.
- [2] 张继红, 刘云飞, 卢星升, 等. 虚拟阻容下的LCL型并网逆变器谐振抑制策略[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(9): 168. ZHANG Jihong, LIU Yunfei, LU Xingsheng, et al. Grid-connected resonance suppression strategy of multi-LCL inverter based on virtual RC [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27

- (9): 168.
- [3] ZHANG Hao, RUAN Xinbo, LIU Zhiheng, 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.
- [4] 洪芦诚, 徐佳裕, 唐润悦, 等. 三相 LCL 型逆变器序阻抗简化建模方法及并网稳定性分析[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(7): 150.
- HONG Lucheng, XU Jiayu, TANG Runyue, et al. Simplified modeling method of sequence impedance of three-phase LCL inverter and analysis of grid-connected stability[J]. Power System Automation, 2023, 47(7): 150.
- [5] 刘鸿鹏, 边新新, 张伟, 等. 扩大有效阻尼区的改进型电容电流反馈有源阻尼策略[J]. 高电压技术, 2022, 48(1): 114.
- LIU Hongpeng, BIAN Xinxin, ZHANG Wei, et al. Improved capacitive current feedback active damping strategy with extended effective damping region[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(1): 114.
- [6] 王晗, 张建文, 施刚, 等. 基于改进无源性控制的三相 LCL 并网逆变器输出导纳重塑方法[J]. 上海交通大学学报, 2023, 57(9): 1105.
- WANG Han, ZHANG Jianwen, SHI Gang, et al. Output admittance reshaping method for three-phase LCL grid-connected inverters based on improved passive control [J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2023, 57(9): 1105.
- [7] 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.
- YANG Ming, SONG Mingyang, ZHANG Guopeng, et al. A novel active damping strategy of capacitor voltage for LCL grid-connected inverters[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2023, 44(2): 399.
- [8] 杨明, 杨杰, 赵铁英, 等. 弱电网下采用电容电压前馈的 LCL 并网逆变器谐振频率偏移抑制策略[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(4): 107.
- YANG Ming, YANG Jie, ZHAO Tiejing, et al. The resonant frequency offset suppression strategy of LCL grid-connected inverter with capacitor voltage feedforward is adopted in weak current network[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(4): 107.
- [9] 张计科, 王美臣. LCL 型光伏并网逆变器无源阻尼控制策略[J]. 电源技术, 2020, 44(9): 1334.
- ZHANG Jike, WANG Meichen. Passive damping control strategy for LCL grid-connected photovoltaic inverters[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2020, 44(9): 1334.
- [10] KOUCHAKI A, NYMAND M. Analytical design of passive LCL filter for three-phase two-level power factor correction rectifiers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3012.
- [11] 孙灵喜, 黄海宏, 韦友龙, 等. 基于负低 - 高通滤波器的并网电流反馈新型有源阻尼方法[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(2): 27.
- SUN Lingxi, HUANG Haihong, WEI Youlong, et al. A novel active damping method based on negative low-high-pass filter for grid-connected current feedback[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(2): 27.
- [12] 刘海春, 费涛, 温鹏召, 等. 基于 LCL 滤波的 400 Hz 逆变器并联控制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(9): 26.
- LIU Haichun, FEI Tao, WEN Pengzhao, et al. 400 Hz inverter parallel control based on LCL filter[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(9): 26.
- [13] 刘斌, 蔡淦, 王斌, 等. 基于比例谐振的网侧电流修正型 APF 控制[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(7): 106.
- LIU Bin, CAI Gan, WANG Bin, et al. Current correction APF control based on proportional resonance[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(7): 106.
- [14] 张笠君, 汪飞, 冯夏云, 等. 抑制电网电压扰动的输出阻抗增强型控制环路优化设计研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(4): 1177.
- ZHANG Lijun, WANG Fei, FENG Xiayun, et al. Research on optimal design of output impedance enhanced control loop for suppressing power grid voltage disturbance [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(4): 1177.
- [15] ENRIQUE R D, FREIJEDO F D, JUAN V, et al. Analysis and comparison of notch filter and capacitor voltage feedforward active damping techniques for LCL grid-connected converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3958.
- [16] 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.
- DONG Guangde, XU Zhezong, SUN Pengju, et al. High robustness grid current feedback active damping strategy for LCL-type grid-connected inverter in a weak grid[J]. Power System Technology, 2024, 48(4): 1672.
- [17] WU Hongfei, TANG Xinxin, ZHAO Jian, et al. An isolated bidirectional microinverter based on voltage-in-phase PWM-controlled resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 562.
- [18] WEI Chen, ZHANG Yan, TU Yiming, et al. Active damping control for LCL filters with inverter-side current feedback only [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10065.
- [19] 丁欣, 施睿清, 薛睿南, 等. 弱电网下 LCL 型单相并网逆变器的鲁棒延时补偿策略[J]. 太阳能学报, 2023, 44(5): 162.
- DING Xin, SHI Ruiqing, XUE Ruinan, et al. Robust delay compensation strategy for LCL single-phase grid-connected inverter in weak current network [J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2023, 44(5): 162.

- [19] GUO L, CHEN M, LI Y, et al. Hybrid multi-vector modulated model predictive control strategy for voltage source inverters based on a new visualization analysis method[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(1): 8.
- [20] GUOL, ZHANG K, CAO L, et al. A double-voltage vector based model predictive control method for three phase four-switch fault-tolerant converter [C]// International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), August 11 - 14, 2019, Harbin, China. 2019: 1 - 6.
- [21] LI Y, LI G, WU Z, et al. Multi-vector model predictive direct power control for fault-tolerant bidirectional AC/DC converter [C]// IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), May 31 - June 2, 2019, Quanzhou, China. 2019: 1 - 5.
- [22] 许爱德, 刘鑫, 李新宇, 等. 基于参数辨识的永磁辅助同步磁阻电机电流无差拍控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(18): 5626.
XU Aide, LIU Xin, LI Xinyu, et al. Current deadbeat control of permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor based on parameter identification [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(18): 5626.
- [23] 谷鑫, 鲁金月, 王志强, 等. 基于无差拍电流预测控制的永磁同步电机谐波电流抑制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(24): 6345.
GU Xin, LU Jinyue, WANG Zhiqiang, et al. Harmonic current suppression strategy for permanent magnet synchronous motor based on deadbeat current prediction control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(24): 6345.
- [24] 赵继乾, 张永昌, 诸晔源, 等. 基于电流谐波最小的永磁同步电机无差拍预测电流控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(8): 16.
ZHAO Jiqian, ZHANG Yongchang, ZHU Yeyuan, et al. Dead-beat predictive current control of permanent magnet synchronous motor with current harmonics minimization [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(8): 16.

(编辑:刘素菊)

(上接第169页)

- [20] 陈雄春, 刘懿艳, 钟永. 考虑母线电压稳定的双向 DC-DC 变换器模型预测电流控制[J]. 电工技术, 2023, 47(18): 84.
CHEN Xiongchun, LIU Siyan, ZHONG Yong. Model predictive current control of bidirectional DC-DC converter considering bus voltage stability[J]. Electric Engineering, 2023, 47(18): 84.
- [21] 许津铭, 乔瑜, 罗运虎, 等. 开环同步型单相并网逆变器小干扰建模与弱电网下稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(15): 6136.
XU Jinming, QIAO Yu, LUO Yunhu, et al. Small-disturbance modeling and stability analysis of single-phase grid-tied inverter with open-loop synchronization under weak grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(15): 6136.
- [22] CAI Yuxi, HE Yingjie, ZHANG Haixiao, et al. Integrated design of filter and controller parameters for low-switching-frequency grid-connected inverter based on harmonic state-space model [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5): 6455.
- [23] 冯夏云, 汪飞, 吴春华, 等. 基于占空比前馈控制的反激式微型逆变器并网谐波交互抑制策略[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(11): 76.
FENG Xiayun, WANG Fei, WU Chunhua, et al. Flyback micro-inverter harmonic suppression strategy based on duty cycle feed-forward control [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(11): 76.

(编辑:邱赫男)