

DOI:10.11784/tdxbz202106014

基于虚拟阻抗重塑的变压器耦合逆变器控制策略

洪芦诚¹, 安闪闪², 徐佳裕¹, 唐润悦¹

(1. 东南大学电气工程学院, 南京 210096; 2. 国网浙江省电力有限公司杭州供电公司, 杭州 310020)

摘要: 随着能源变革以及新能源技术的迅猛发展, 三相 LCL 型并网逆变器被广泛应用于新能源并网。对于通过变压器耦合并网的逆变器, 利用变压器的自身感抗, LCL 滤波器设计时往往省去电网侧的滤波电感, 实现变压器与无源滤波器的集成化设计。传统的电网电压全前馈控制策略应用于此系统时, 全前馈函数的一阶微分项与电容电流反馈有源阻尼项抵消, 使得原来的电容电流内环控制不再起作用。此时, 前馈函数的剩余项可定义为并联在电容两端的虚拟阻抗, 为 LCL 滤波器的谐振峰提供阻尼。然而, 该虚拟阻抗的实部在特定的频率范围内为负将向系统引入负阻尼, 严重时可能诱发系统失稳。针对该问题, 提出了一种虚拟阻抗重塑的方法, 对传统的电网电压全前馈控制策略进行了修正, 修正后的控制策略能够在保证电网背景谐波抑制能力的基础上有效抑制 LCL 滤波器的谐振峰, 从而避免了系统可能面临的失稳风险。对阻抗重塑后的逆变器并网系统进行稳定性分析, 结果表明阻抗重塑后的逆变器控制策略相比于未重塑的控制策略具有更大的稳定裕度。此外分析可知虚拟阻抗重塑的比例前馈项对低频电网背景谐波具有很好的抑制作用, 而二阶微分前馈项对高频的抑制效果明显。最后基于 PSCAD/EMTDC 仿真平台搭建了系统的仿真模型, 验证了提出方法的有效性。

关键词: 并网逆变器; 电网背景谐波; 电网电压全前馈; 稳定性

中图分类号: TM712

文献标志码: A

文章编号: 0493-2137(2021)12-1280-09

Control Strategy of a Transformer-Coupled Inverter Based on Virtual Impedance Reshaping

Hong Lucheng¹, An Shanshan², Xu Jiayu¹, Tang Runyue¹

(1. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. State Grid Hangzhou Power Supply Company, Hangzhou 310020, China)

Abstract: With the rapid development of energy reform and new energy technology, three-phase LCL grid-connected inverters are widely used in new energy grid-connections. For inverters coupled to the grid through a transformer, using the transformer's own inductance, the filter inductance on the grid side is often omitted in the design of the LCL filter to realize the integrated design of the transformer and the passive filter. When the traditional grid voltage full feedforward control strategy is applied to this system, the derivative term of the full feedforward function cancels out the capacitive current feedback active damping term, so that the original capacitive current inner loop control no longer works. At this time, the remaining term of the feedforward function can be defined as the virtual impedance connected in parallel across the capacitor to provide damping for the resonance peak of the LCL filter. However, the real part of the virtual impedance is negative in a specific frequency range, which will introduce negative damping to the system. This, in turn, may induce system instability in severe cases. In response to this problem, a virtual impedance reshaping method is proposed to modify the traditional grid voltage full feedforward control strategy. The modified control strategy can effectively suppress the resonance peak of the LCL filter on the basis of ensuring the suppression of the background harmonics of the power grid, thereby avoiding the risk of instability that the system may face. The stability analysis of the inverter grid-connected system after impedance remodel-

收稿日期: 2021-06-20; 修回日期: 2021-07-20.

作者简介: 洪芦诚(1985—), 男, 博士, 副教授, hlc3061@seu.edu.cn.

通信作者: 安闪闪, 778988424@qq.com.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52077039).

Supported by the the National Natural Science Foundation of China (No. 52077039).

ing shows that the inverter control strategy after impedance remodeling has a larger stability margin than previously. In addition, the analysis shows that the proportional feedforward term of virtual impedance reshaping has a good suppression effect on low-frequency power grid background harmonics, while the second-order differential feedforward term has a significant suppression effect on high frequencies. A simulation model of the system was built based on the PSCAD/EMTDC simulation platform, and the effectiveness of the proposed method was verified.

Keywords: grid-connected inverter; grid background harmonics; grid voltage full feedforward; stability

开发利用基于风能、太阳能等可再生能源的分布式发电系统(distributed power generation system, DPGS)是缓解能源危机、减少环境污染的有效途径^[1]. 并网逆变器因具有灵活的运行模式以及良好的可控性,成为分布式发电系统与电网之间功率转换的重要接口^[1-3]. 由于采用正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)逆变器的输出侧含有大量高次谐波,需要加入滤波器以保证并网电流的质量. LCL滤波器属于三阶系统,对高次谐波有良好的抑制能力被广泛地应用于逆变器并网系统中. 现实应用中针对通过变压器并网的逆变器,对参数进行合理的设计可以将LCL滤波器的电网侧电感作为解耦绕组集成到变压器中,将变压器作为滤波器的一部分,实现变压器与无源滤波器的集成化设计.

由于电力电子变换器在配电网中的广泛应用及配电网自身可能表现出的弱电网特性,电网背景谐波成为影响配电网电能质量的重要因素^[4-5]. 目前对于直接与电网耦合的逆变器,背景谐波的抑制主要有两种方法:一种是通过多谐振调节器^[6]或比例积分器^[7-8]增加谐振频率处的环路增益. 随着谐波频率增加,这种方法会降低系统稳定裕度^[9-10];另一种是引入电网电压前馈通路实现逆变器输出阻抗的重塑^[11-12]. 电网电压比例前馈控制能够有效抑制低频谐波,但会放大高频谐波^[13]. 在不考虑控制延迟的情况下,电网电压全前馈控制使逆变器的输出阻抗等效为无穷大,从而能够完全消除并网电流中电网电压扰动的影响^[14]. 文献[15]对级联型孤岛微电网PCC处电压谐波抑制问题进行了研究;当考虑控制延迟时,逆变器的输出阻抗不可能为无穷大,而且延迟环节会带来负的相移,从而降低系统的稳定裕度^[16]. 针对这一问题,文献[17]提出了基于多谐振元件的电网电压加权前馈策略,对背景谐波有足够的抑制能力,且保证了系统的稳定裕度.

对于通过变压器并网的逆变器,变压器作为滤波器的一部分,自身的感抗代替了LCL滤波器的电网侧电感,此时电容两端电压即为并网点(point of common coupling, PCC)电压. 采用电网电压全前馈控制策略时前馈函数的一阶微分项与电容电流有源

阻尼项抵消,前馈函数的剩余项等效为并联在电容两端的虚拟阻抗,为LCL滤波器提供阻尼. 在 $1/3 \sim 1/2$ 采样频率(f_{sam})范围内,等效电阻值为负会恶化系统的稳定性^[18-19]. 针对这一问题文献[20]提出虚拟阻抗重塑的方法,能够保证系统始终处于稳定状态,但只针对单相逆变器进行了分析.

本文以三相并网逆变器为研究对象,首先在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下建立了基于准比例谐振控制器(quasi-proportional resonance, QPR)的逆变器数学模型,并推导出电网电压全前馈传递函数;分析了电网电压全前馈控制策略应用于通过变压器并网的逆变器时引起的系统失稳机理. 针对这一问题,提出虚拟阻抗重塑的方法,在前馈函数中设计低通滤波器使虚拟阻抗实部在控制频率范围内为正,保证了系统的稳定性. 最后在PSCAD/EMTDC仿真平台搭建模型验证了提出的虚拟阻抗重塑方法的有效性.

1 三相 LCL 型逆变器数学模型及阻抗特性分析

1.1 直接与电网耦合

典型的LCL型并网逆变器拓扑结构如图1所示,VT₁~VT₆为三相逆变器的桥臂开关,直流侧电压 U_{dc} 假定为恒定值,LCL滤波器设置在逆变器输出侧,用于抑制高频次谐波,包括逆变器侧电感 L_1 、电网侧电感 L_2 以及滤波电容 C_f . Z_g 为逆变器阻抗, U_{PCC} 为PCC点电压, U_g 为电网电压, I_g 为逆变器并网电流, I_C 为滤波电容支路电流.

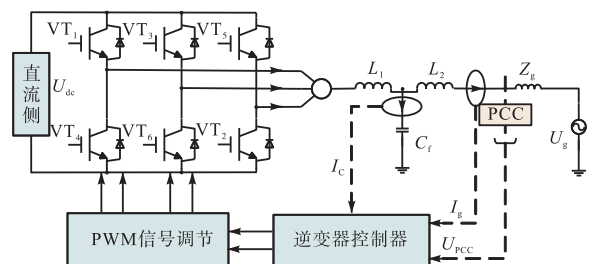


图1 直接与电网耦合的并网逆变器拓扑结构

Fig.1 Topology of a grid-connected inverter directly coupled to the grid

对于三相平衡系统, $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下逆变器数学模型的 α 与 β 两相完全对称且解耦, 图 1 的拓扑结构可以转化成图 2 所示的数学模型.

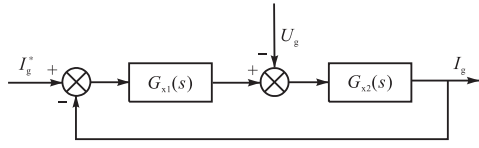


图 2 直接与电网耦合的逆变器等效控制框图

Fig.2 Equivalent control diagram of a grid-connected inverter directly coupled to the grid

$$G_{x1}(s) = \frac{G_{QPR}(s)K_{PWM}G_d(s)}{s^2L_1C + sCK_C K_{PWM}G_d(s) + 1} \quad (1)$$

$$G_{x2}(s) = \frac{s^2L_1C + sCK_C K_{PWM}G_d(s) + 1}{s^3L_1L_2C + s^2L_2CK_C K_{PWM}G_d(s) + s(L_1 + L_2)} \quad (2)$$

并网逆变器系统的环路增益、并网电流以及逆变器输出阻抗表达式^[20]分别为

$$T_0(s) = \frac{G_{QPR}(s)K_{PWM}G_d(s)}{s^3L_1L_2C + s^2L_2CK_C K_{PWM}G_d(s) + s(L_1 + L_2)} \quad (3)$$

$$i_g(s) = \frac{T_0(s)}{1 + T_0(s)} i_g^*(s) - \frac{G_{x2}(s)}{1 + T_0(s)} U_g(s) \quad (4)$$

$$Z_s(s) = \frac{1 + T_0(s)}{G_{x2}(s)} = \frac{s^3L_1L_2C_f + s^2K_{PWM}G_d(s)K_C L_2C_f + s^2L_1C_f + sK_{PWM}G_d(s)K_C C_f + 1}{s(L_1 + L_2) + K_i K_{PWM}G_d(s)G_{QPR}(s)} \quad (5)$$

由式(4)可知, i_g 不仅与系统的参数有关, 同时还与参考电流 i_g^* 和电网电压 U_g 有关. U_g 存在背景谐波时, 会影响到并网电流的波形质量. 随着 $Z_s(s)$ 模值的增大, 电网电压扰动对并网电流的影响逐渐减小. 理想状态下, 当 $Z_s(s)$ 的模值增大为无穷时, 式(4)中与电网电压相关的项将被完全消除, 此时并网电流只与参考电流有关. 引入电网电压前馈环节来重塑逆变器的输出阻抗, 其控制策略如图 3 所示, 其中 I_{g_gvff} 为并网电流.

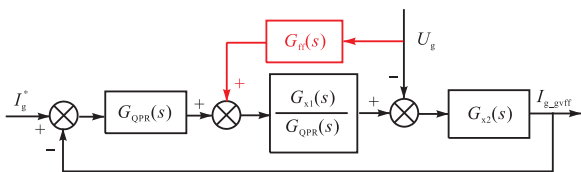


图 3 电网电压全前馈控制策略

Fig.3 Grid voltage full feedforward control strategy

电网电压全前馈传递函数 G_{ff} 表示为

$$G_{ff}(s) = \left[\frac{1}{K_{PWM}} + sCK_C G_d(s) + \frac{s^2L_1C}{K_{PWM}} \right] \frac{1}{G_d(s)} \quad (6)$$

由于 $1/G_d(s)$ 环节无法物理实现, 考虑到 $G_d(s)$ 的模值为 1, 因此 $1/G_d(s)$ 通常由 1 来代替^[18]. 此时, 逆变器输出阻抗表示为

$$Z_{s_ff}(s) = Z_s(s) / [1 - G_d(s)] \quad (7)$$

图 4 展示了采用电网电压全前馈控制策略时逆变器输出阻抗与原阻抗的比值. 可以发现, 低频段电网电压全前馈控制策略能够有效地提升逆变器的输出阻抗, 即能够有效抑制电网背景谐波; 高频段采用电网电压全前馈控制策略反而降低了逆变器输出阻抗值, 表明此时会放大电网背景谐波的影响. 而在 $f_r = 1/(2\pi\sqrt{L_1C})$ 时存在极大的峰值, 此时实际的电网电压全前馈传递函数与理想前馈函数相同, 即在该频率处能够完全消除电网电压对并网电流的影响.

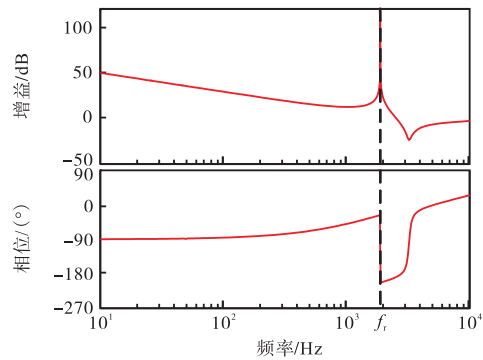


图 4 $Z_{s_ff}(s)/Z_s(s)$ 的伯德图

Fig.4 Bode diagram of $Z_{s_ff}(s)/Z_s(s)$

1.2 通过变压器并网

前述分析表明, 对于直接与电网耦合的逆变器, 采用电网电压全前馈控制策略能够有效抑制低频电网背景谐波的影响, 然而对于通过变压器接入电网的逆变器, 并网点位于变压器与滤波电容之间, 电容两端的电压即为 PCC 点电压, 如图 5 所示.

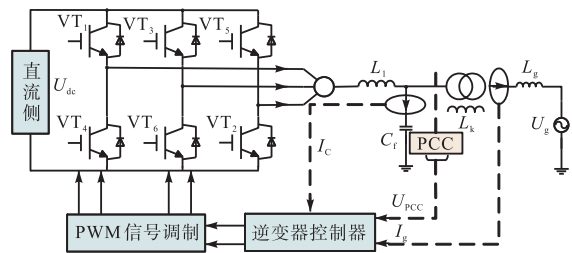


图 5 通过升压变压器接入电网逆变器拓扑

Fig.5 Topology of an inverter connected to the grid through a transformer

采用电网电压 (PCC 电压) 全前馈控制策略时, 前馈点发生变化, 等效控制策略如图 6 定义为电容电压全前馈控制策略。

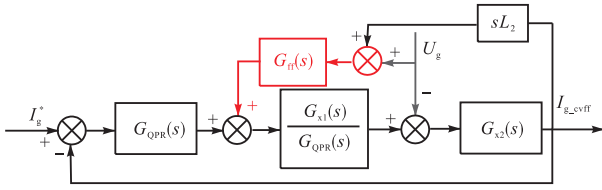


图 6 电容电压全前馈控制策略

Fig.6 Capacitor voltage full feedforward control strategy

$$i_{g_cvff}(s) = \frac{T_0(s)}{1 + T_0(s) - sL_2 G_{x2}(s)} i_g^*(s) \quad (8)$$

式中 I_{g_cvff} 为电容电压全前馈控制策略下的并网电流. 可以发现, 通过变压器并网时虽然前馈点和环路增益发生了变化, 但同样能够完全消除电网背景谐波的影响. $1/G_d(s)$ 由 1 代替时并网电流及环路增益表达式分别为

$$i'_{g_cvff}(s) = \frac{T_0(s)}{1 + T_0(s) - G'_{ff}(s) \frac{G_{x1}(s)}{G_{QPR}(s)} G_{x2}(s) sL_2} i_g^*(s) - \frac{\left(1 - G'_{ff}(s) \frac{G_{x1}(s)}{G_{QPR}(s)}\right) G_{x2}(s)}{1 + T_0(s) - G'_{ff}(s) \frac{G_{x1}(s)}{G_{QPR}(s)} G_{x2}(s) sL_2} U_g(s) \quad (9)$$

$$T'_{cvff}(s) = \frac{G_{QPR}(s) G_d(s) K_{PWM}}{sL_1 + (1 + s^2 L_1 C) sL_2 [1 - G_d(s)]} \quad (10)$$

通过控制框图的等效转化, 电容电流有源阻尼项与前馈函数的一阶微分项抵消如图 7 所示. 进一步将前馈函数的剩余项等效为并联在电容两端的虚拟阻抗如图 8 所示.

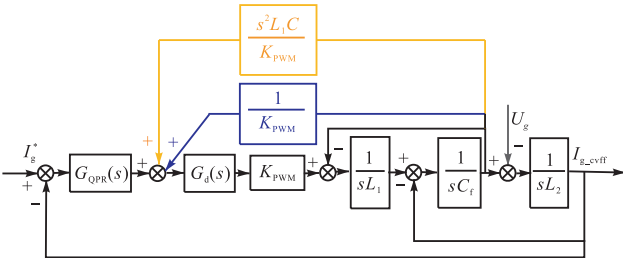


图 7 电容电压全前馈控制策略展开图

Fig.7 Expansion diagram of capacitor voltage full feedforward control strategy

$$\begin{cases} Z_{eq_P}(s) = -\frac{sL_1}{G_d(s)} \\ Z_{eq_D_2}(s) = -\frac{1}{sCG_d(s)} \end{cases} \quad (11)$$

$$R_{eq_P}(f) = \frac{2\pi f L_1}{\sin(3\pi f T_{sam})} \quad (12)$$

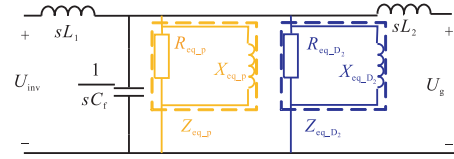


图 8 前馈函数等效虚拟阻抗控制框图

Fig.8 Equivalent impedance control diagram of feedforward function

$$R_{eq_D_2}(f) = -\frac{1}{2\pi f C \sin(3\pi f T_{sam})} \quad (13)$$

$$R_{eq}(f) = R_{eq_P}(f) / R_{eq_D_2}(f) = \frac{2\pi f L_1}{\sin(3\pi f T_{sam}) [1 - (f / f_{r1})^2]} \quad (14)$$

式中 f_{r1} 为 $L_1 C$ 的谐振频率. 虚拟阻抗的电阻部分 R_{eq_P} 与 $R_{eq_D_2}$ 共同阻尼 LCL 滤波器的谐振峰, 若 R_{eq} 为正, 对系统的稳定性起积极作用, 若为负则会给系统引入负阻尼, 从而恶化系统的稳定性^[20].

R_{eq_P} 、 $R_{eq_D_2}$ 和 R_{eq} 随频率变化曲线如图 9 所示. 在 $f \in (0, f_{r1})$ 和 $(f_{sam}/3, f_{sam}/2)$ 时, R_{eq} 为正; 在 $f \in (f_{r1}, f_{sam}/3)$ 时, 等效电阻 R_{eq} 为负, 若系统的谐振频率处于该频率范围, 则会引起系统的不稳定. 即使在强电网条件下设置滤波器的谐振频率大于 $f_{sam}/3$, 随着电网阻抗的波动也可能导致谐振频率降低至 $(f_{r1}, f_{sam}/3)$ 区间而引起系统的失稳; 因此要保证系统的稳定性需要对电容电压全前馈传递函数等效的虚拟阻抗进行重塑, 使 R_{eq} 在整个控制频段内为正.

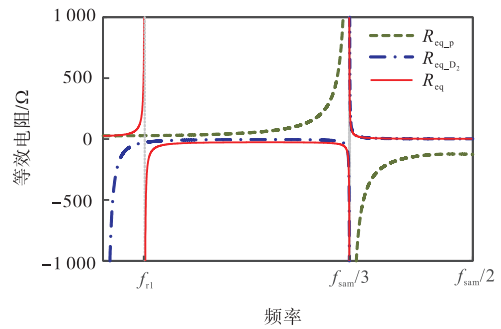


图 9 等效电阻随频率变化曲线

Fig.9 Curves of equivalent resistance vs frequency

2 基于虚拟阻抗重塑的电容电压全前馈控制策略

前述分析发现, 在 $(f_{r1}, f_{sam}/3)$ 内 $R_{eq_D_2}$ 导致等效电阻 R_{eq} 为负值, 从而可能导致系统失稳. 因此需要

设计改进策略对 $R_{eq_D_2}$ 进行重塑, 以保证在整个频率范围内 R_{eq} 为正值.

2.1 虚拟阻抗重塑基本原理

由式 (12) ~ (14) 可知, 只要在 $(f_{r1}, f_{sam}/3)$ 范围满足 $|R_{eq_D_2}| > |R_{eq_p}|$, 即可保证等效电阻 R_{eq} 为正值. 本文提出的阻抗重塑的基本原则是在二阶微分前馈通道引入权值系数 K_{FW} , 并对 K_{FW} 进行合理设计, 满足等效电阻为正的要求. 重塑后 R'_{eq} 为

$$R'_{eq}(f) = -\frac{2\pi f L_1}{(1 - 4\pi^2 f^2 L_1 C K_{FW}) \sin(3\pi f T_{sam})} \quad (15)$$

式 (15) 中要保证 R'_{eq} 为正, 只要 K_{FW} 满足 $f \in (0, f_{sam}/3)$ 时 $K_{FW} < 1/(4\pi^2 f^2 L_1 C)$, 在 $f \in (f_{sam}/3, f_{sam}/2)$ 时 $K_{FW} > 1/(4\pi^2 f^2 L_1 C)$, 即可保证 R'_{eq} 为正. 根据 $1/(4\pi^2 f^2 L_1 C)$ 的幅频特性, 将 K_{FW} 设计为一阶低通滤波器的形式. 二阶微分通道加入低通滤波器后的控制框图如图 10 所示.

$$K_{FW}(s) = \frac{1}{1 + s/(2\pi f_{c_LPF})} \quad (16)$$

式中 f_{c_LPF} 为 K_{FW} 的截止频率.

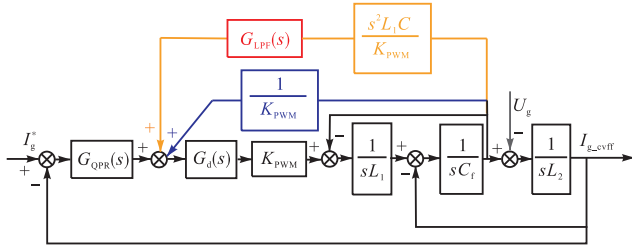


图 10 二阶微分通道加入低通滤波器

Fig.10 Low-pass filter is added to the second derivative channel

$$R'_{eq}(f) = \frac{2\pi f L_1 (f^2 + f_{c_LPF}^2)}{af_{c_LPF}^2 + bf_{c_LPF} + c} \quad (17)$$

$$\begin{cases} a = (1 - 4\pi^2 f^2 L_1 C) \sin(3\pi f T_{sam}) \\ b = -4\pi^2 f^3 L_1 C \cos(3\pi f T_{sam}) \\ c = f^2 \sin(3\pi f T_{sam}) \end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{cases} f_1 = -\frac{b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \\ f_2 = -\frac{b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \end{cases} \quad (19)$$

式中 f_1 和 f_2 分别为式 (17) 分母为 0 的两个解.

由于式 (17) 中分子始终为正, 且 K_{FW} 环节增加了 $R_{eq_D_2}$ 的模值, 故要保证 R'_{eq} 在整个控制频率范围内为正, 只需要满足分母在 $f \in (f_{r1}, f_{sam}/2)$ 范围内为正. 即 $f \in (f_{r1}, f_{sam}/3)$ 时满足 $f_1 < f_{c_LPF} < f_2$; $f \in (f_{sam}/3, f_{sam}/2)$ 时满足 $f_{c_LPF} < f_2$ 或 $f_1 < f_{c_LPF}$.

综上所述, 在 $f \in (f_{r1}, f_{sam}/3)$ 范围内 f_{c_LPF} 的取值要小于 f_2 的最小值, $f \in (f_{sam}/3, f_{sam}/2)$ 时大于 f_1 的最大值.

2.2 K_{FW} 参数设计

结合表 1 的并网逆变器系统实例, 可以绘制出 f_1 和 f_2 随频率变化的曲线如图 11 所示.

表 1 并网逆变器关键参数

Tab.1 Key parameters of grid-connected inverter

L_1/mH	L_2/mH	$C_f/\mu\text{F}$	U_{dc}/V	U_g/V
0.72	0.23	10	750	380
f_0/Hz	R_g/Ω	L_g/mH	K_p	K_T
50	0	0.01	0.3	100
$\omega_c/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	f_{sam}/kHz	f_{sw}/kHz	额定功率/kW	
5	30	15	6	

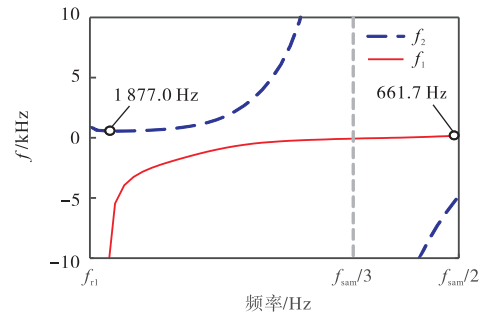


图 11 f_1 和 f_2 随频率变化曲线

Fig.11 f_1 and f_2 curves with frequency

在 $f \in (f_{r1}, f_{sam}/3)$ 时, f_{c_LPF} 的取值范围为 $(0, 1877.0 \text{ Hz})$; 在 $f \in (f_{sam}/3, f_{sam}/2)$ 时, f_{c_LPF} 的取值范围为 $(661.7 \text{ Hz}, \infty)$. 为了保证谐波的抑制能力此处选取 $f_{c_LPF} = 1877.0 \text{ Hz}$.

重塑之后的等效电阻 R_{eq_p} 、 $R_{eq_D_2}$ 以及 R_{eq} 随频率变化曲线如图 12 所示, 可以发现在 $(0, f_{sam}/2)$ 范围内虚拟电阻 R_{eq} 均为正值. 需要说明的是: 当逆变器参数发生变化时, 本节所提的虚拟阻抗重塑方法仍然适用, 仅需根据具体的参数计算出 K_{FW} 对应的截止频率, 然后添加到二阶前馈通道, 可以得到对应的虚拟阻抗.

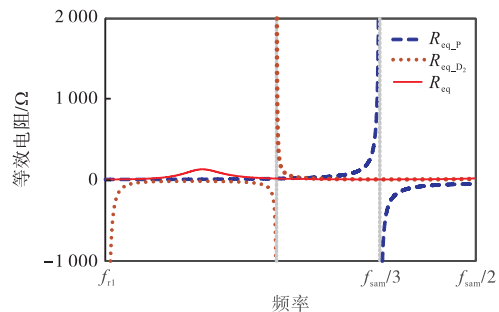


图 12 阻抗重塑后等效电阻随频率变化曲线

Fig.12 Curves of equivalent resistance with frequency after impedance reshaping

2.3 虚拟阻抗重塑后系统稳定性分析

基于虚拟阻抗重塑的电容电压全前馈传递函数仍然包括比例项和二阶微分项,为了方便对比该前馈策略不同项对电网背景谐波的抑制效果,此处做如下定义.

前馈策略 0: 即未进行虚拟阻抗重塑的电容电压全前馈控制策略,包含比例项和二阶微分项.

前馈策略 1: 即电容电压比例前馈控制策略,前馈函数只包含比例项.

前馈策略 2: 即基于虚拟阻抗重塑的电容电压全前馈控制策略,包含比例项和虚拟阻抗重塑之后的二阶微分项.

根据本文提出的电容电压全前馈控制策略以及虚拟阻抗重塑的方法,结合式(3)和式(10)绘制电流环路增益伯德图如图 13 所示,采用前馈策略 0 时,系统存在右半平面开环极点,但相频特性曲线没有穿越 -180° ,此时系统不稳定. 采用前馈策略 2 时,系统恢复稳定状态.

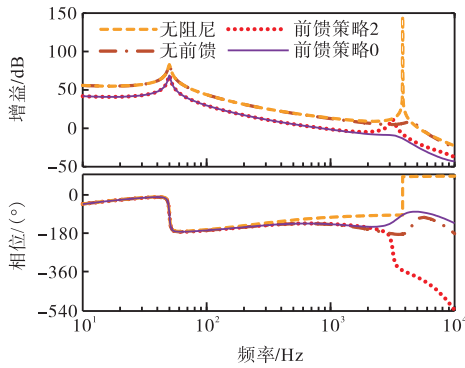


图 13 电流环路增益伯德图
Fig.13 Bode plot of current loop gain

采用短路比 (SCR) 表征电网强度^[19],当 $L_g = 7.66 \text{ mH}$ 时短路比达到 10,此时为弱电网状态. 为了研究前馈策略 2 中每一项对电网背景谐波的抑制能力,将式(9)中与 U_g 相关的项作为研究对象,得到式(20).

在强电网 ($L_g = 0$) 与弱电网 ($L_g = 7.66 \text{ mH}$) 两种情况下绘制采用无前馈控制、前馈策略 1 以及前馈策略 2 时 $i_{g_u}(s)/U_g(s)$ 的幅频特性曲线如图 14 所示.

$$i_{g_u}(s) = \frac{\left(1 - G'_{ff} \frac{G_{x1}(s)}{G_{QPR}(s)}\right) G_{x2}(s)}{1 + T_0(s) - G'_{ff} \frac{G_{x1}(s)}{G_{QPR}(s)} - G_{x2}(s)sL_2} U_g(s) \quad (20)$$

分析可知,前馈策略 2 中,比例项 ($1/K_{PWM}$) 能够有效抑制电网背景谐波中的低频分量,但是对部分高频分量产生了放大作用;二阶微分项对高频谐波有明

显的抑制作用,表明前馈策略 2 能够对电网背景谐波有较好的抑制效果.

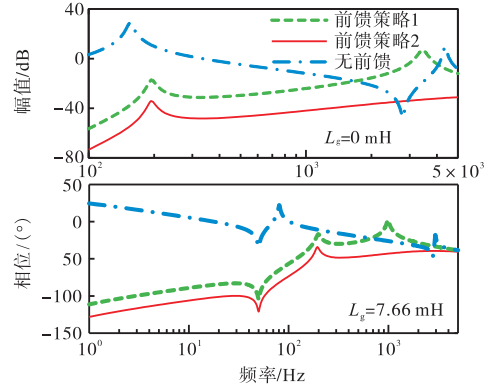


图 14 $i_{g_u}(s)/U_g(s)$ 的幅频特性曲线
Fig.14 Amplitude-frequency characteristic curves of $i_{g_u}(s)/U_g(s)$

3 仿真验证

为了验证本文所提虚拟阻抗重塑方法对系统稳定性改善以及前馈函数各项对背景谐波的抑制作用,根据表 1 中逆变器的关键参数,以图 15 所示拓扑为基础,在 PSCAD 仿真平台搭建模型.

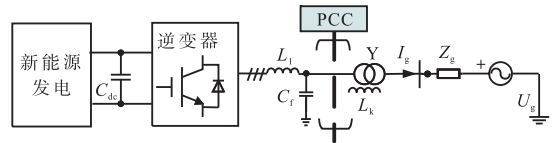


图 15 通过变压器接入电网的电路结构
Fig.15 Circuit structure connected to the grid through a transformer

3.1 虚拟阻抗重塑对系统稳定性的影响

为验证虚拟阻抗重塑对系统稳定性的影响,图 16 分别绘制了前馈策略 0 与前馈策略 2 的并网电流

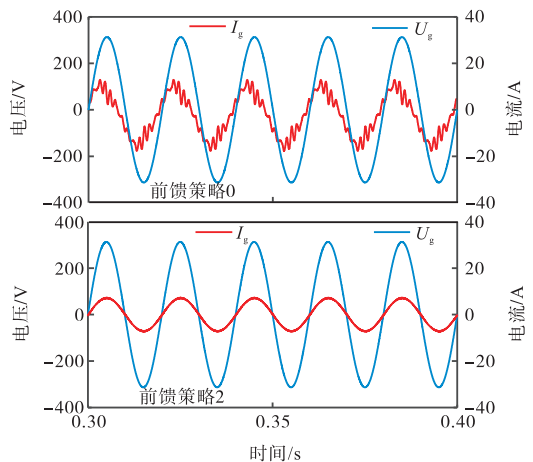


图 16 电容电压全前馈阻抗重塑前后并网电流波形
Fig.16 Grid-connected current waveforms before and after impedance reshaping

波形. 对比发现, 采用前馈策略 0 时 I_g 出现明显的谐波振荡, 谐波畸变率达到 21.33%, 不满足并网标准; 而改用前馈策略 2 后 I_g 波形质量明显改善. 表明所提的前馈策略 2 能够使系统恢复至稳定状态.

3.2 虚拟阻抗重塑后全前馈传递函数各项对电网背景谐波抑制效果

为分析前馈策略 2 各项对电网背景谐波的抑制能力, 加入不同频次背景谐波如表 2 所示. 在强/弱电网条件下分析不同控制策略下并网电流波形.

表 2 不同频次背景谐波的幅值和相位

Tab.2 Amplitude and phase of background harmonics

谐波次数	谐波幅值/A	谐波相位/(°)
3	10	0
5	5	0
7	2	0
13	2	0
15	1	240
17	1	0
19	1	0
33	2	0

1) 强电网 ($L_g = 0$ mH) 状态下

在强电网 ($L_g = 0$) 状态下对不同前馈策略下并网电流 I_g 进行了仿真, 如图 17 所示, 电网中存在背景谐波且无前馈控制时并网电流的谐波畸变率(THD)为 12.93%, 采用前馈策略 1 时 THD 为 12.36%, 采用前馈策略 2 时 THD 为 4.34%.

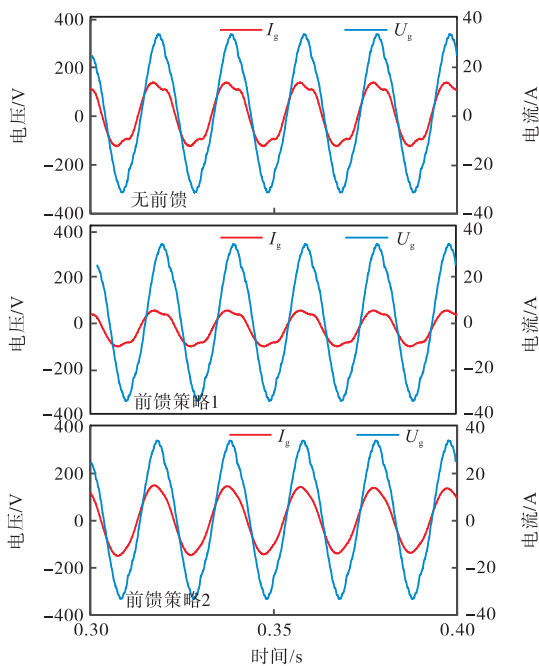


图 17 $L_g = 0$ 时不同前馈策略下并网电流

Fig.17 Grid-connected current under different feedforward strategies when $L_g = 0$

2) 弱电网 ($L_g = 7.66$ mH) 状态下

在弱电网 ($L_g = 7.66$ mH) 条件下, 对不同前馈策略下并网电流 I_g 仿真如图 18 所示, 电网中存在背景谐波且采用无前馈控制策略时 I_g 谐波畸变率(THD)为 17.29%, 采用前馈策略 1 时在一定程度上提升了 I_g 的波形质量, 采用前馈策略 2 时, 并网电流波形质量明显改善, I_g 的 THD 变为 4.77%.

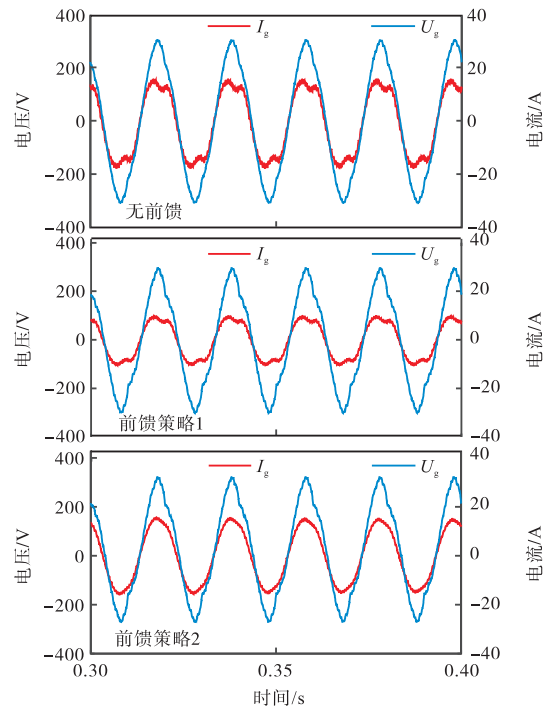


图 18 $L_g = 7.66$ mH 时不同前馈策略下并网电流

Fig.18 Grid-connected current under different feedforward strategies when $L_g = 7.66$ mH

图 19 和图 20 分别显示了两种电网状态下采用不同前馈策略时并网电流中各次谐波的含量. 可以发现前馈策略 1 能够在一定程度上抑制电网背景谐波. 相比之下, 前馈策略 2 能够更好地抑制电网背景谐波, 明显地改善并网电流波形质量. 这也进一步验证了本文所提的虚拟阻抗重塑方法的有效性.

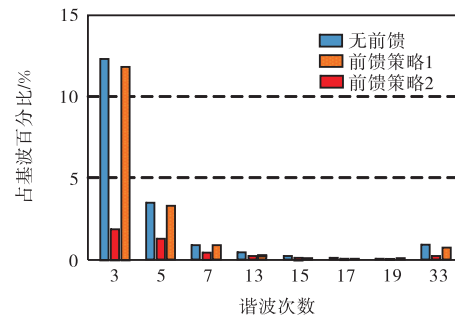


图 19 $L_g = 0$ 时并网电流中各次谐波含量

Fig.19 Harmonic content of grid-connected current when $L_g = 0$

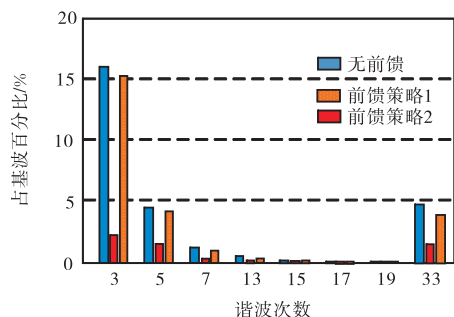


图 20 $L_g = 7.66$ mH时并网电流中各次谐波含量

Fig.20 Harmonic content of grid-connected current when $L_g = 7.66$ mH

4 结 语

文中对通过变压器并网的逆变器进行了研究,分析了采用传统的电网电压全前馈控制策略时系统的稳定特性,针对前馈函数的一阶微分项与电容电流反馈有源阻尼项抵消可能诱发的系统失稳问题.提出了虚拟阻抗重塑的方法,将前馈函数的剩余项等效为并联在电容两端的虚拟阻抗,在二阶前馈通道中设计低通滤波环节,确保了在控制频域内虚拟阻抗的实部为正.在PSCAD仿真平台上搭建模型验证了虚拟阻抗重塑的方法能够增强系统的稳定性.分别在强/弱电网条件下加入不同频次电网背景谐波,通过对比前馈函数不同项控制时并网电流的波形,发现在强电网与弱电网条件下虚拟阻抗重塑后的全前馈策略都能够有效地抑制电网背景谐波,进一步验证了本文提出的虚拟阻抗重塑方法的有效性.

参考文献:

- [1] 余贻鑫. 面向21世纪的智能电网[J]. 天津大学学报: 自然科学与工程技术版, 2020, 53(6): 551-556.
Yu Yixin. A brief description of the basics of the smart grid[J]. Journal of Tianjin University: Science and Technology, 2020, 53(6): 551-556 (in Chinese).
- [2] He J, Yun W L, Wang C, et al. Simultaneous micro-grid voltage and current harmonics compensation using coordinated control of dual-interfacing-converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(4): 1.
- [3] 索彩, 李永平, 刘政平, 等. 新能源发电约束下中国长期电力系统规划[J]. 水利水电技术, 2020, 51(3): 179-186.
Suo Cai, Li Yongping, Liu Zhengping, et al. Long-term electric power system planning of China under constraint of new energy power generation[J]. Water Resources and Hydropower Engineering, 2020, 51(3): 179-186 (in Chinese).
- [4] 陈甜甜, 张鹏, 潘玲, 等. 偏远地区风电场并网控制系统间的交互影响分析[J]. 水利水电技术, 2017, 48(6): 134-140.
Chen Tiantian, Zhang Peng, Pan Ling, et al. Analysis on interactive influence among grid-connected control systems of wind farms in remote areas[J]. Water Resources and Hydropower Engineering, 2017, 48(6): 134-140 (in Chinese).
- [5] Liserre M, Teodorescu R, Blaabjerg F. Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(1): 263-272.
- [6] Twining E, Holmes D G. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 888-895.
- [7] Pan D, Ruan X, Wang X, et al. Analysis and design of current control schemes for LCL-Type grid-connected inverter based on a general mathematical model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4395-4410.
- [8] Castilla M, Miret J, Matas J, et al. Control design guidelines for single-phase grid-connected photovoltaic inverters with damped resonant harmonic compensators[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(11): 4492-4501.
- [9] Li X, Fang J, Yi T, et al. Capacitor-voltage feedforward with full delay compensation to improve weak grids adaptability of LCL-filtered grid-connected converters for distributed generation systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(1): 749-764.
- [10] 刘晓航, 贺金川, 郑山锁, 等. 生命线: 电力系统对供水系统抗震可靠性影响模型[J]. 天津大学学报: 自然科学与工程技术版, 2021, 54(5): 468-478.
Liu Xiaohang, He Jinchuan, Zheng Shansuo, et al. Lifeline: Modeling the impact of power systems on seismic reliability of water supply systems[J]. Journal of Tianjin University: Science and Technology, 2021,

- 54(5): 468-478 (in Chinese).
- [11] 王学华, 阮新波, 刘尚伟. 抑制电网背景谐波影响的并网逆变器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(6): 7-14.
Wang Xuehua, Ruan Xinbo, Liu Shangwei. Control strategy for grid-connected inverter to suppress current distortion effected by backgound harmonics in grid voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(6): 7-14(in Chinese).
- [12] Li W, Ruan X, Pan D, et al. Full-feedforward schemes of grid voltages for a three-phase LCL-type grid-connected inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(6): 2237-2250.
- [13] Wang X, Ruan X, Liu S, et al. Full feedforward of grid voltage for grid-connected inverter with LCL filter to suppress current distortion due to grid voltage harmonics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 25(12): 3119-3127.
- [14] Yang D, Ruan X, Wu H. Impedance shaping of the grid-connected inverter with LCL filter to improve its adaptability to the weak grid condition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11): 5795-5805.
- [15] He J, Liu X, Lei M, et al. A broad frequency range harmonic reduction for cascaded-power-cell-based islanded microgrid with lumped PCC filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9251-9266.
- [16] Yang D, Ruan X, Wu H. A real-time computation method with dual sampling mode to improve the current control performances of the LCL-type grid-connected inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(7): 4563-4572.
- [17] Lin Z, Ruan X, Wu L, et al. Multi-resonant-component based grid voltage weighted feedforward scheme for grid-connected inverter to suppress the injected grid current harmonics under weak grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9784-9793.
- [18] Chen C L, Park S Y, Lai J S, et al. Admittance compensation in current loop control for a grid-tie LCL fuel cell inverter[C]// Power Electronics Specialists Conference. Orlando, USA, 2007: 520-526.
- [19] Liu B, Wei Q, Zou C, et al. Stability analysis of LCL-type grid-connected inverter under single-loop inverter-side current control with capacitor voltage feedforward[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(2): 691-702.
- [20] 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.

(责任编辑: 孙立华)