

集成有源阻尼器功能的并网逆变器虚拟电阻补偿控制方法

史明明¹, 姜云龙¹, 史鸿飞², 蒋天润², 竺明哲², 葛乐²

(1. 国网江苏省电力有限公司电力科学研究院, 江苏 南京 211103; 2. 南京工程学院 电力工程学院, 江苏 南京 211167)

摘要:有源阻尼器通过构造虚拟电阻提高接入弱电网中逆变器的稳定性,但虚拟电阻的准确性受开关频率限制,有源阻尼器的功能难以集成到常规的并网逆变器中,为此,提出一种虚拟电阻补偿控制方法。建立集成有源阻尼器功能的并网逆变器阻抗模型,分析虚拟电阻对提升系统稳定性的作用;阐明控制带宽和数字延时对虚拟电阻准确性的影响,针对并网逆变器易发生谐振稳定性问题的谐振频段,设计一种新的虚拟电阻补偿环节,显著提升了虚拟电阻的补偿精度。系统阻抗稳定性分析表明,所提方法虚拟出的阻抗具有良好的电阻特性。实验结果表明,集成有源阻尼器功能的并网逆变器接入系统后具有较好的阻尼谐振作用,显著提升了系统稳定性。

关键词:有源阻尼器;并网逆变器;弱电网;稳定性;虚拟电阻

中图分类号:TM46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202307024

0 引言

随着电力电子设备的大量接入,区域电网逐渐呈现低短路比、低惯性的弱电网特征^[1-3]。在逆变器接入弱电网后,逆变器控制环路与电网阻抗出现耦合,这易导致谐振的发生,从而影响并网逆变器和电网的安全稳定运行^[4-5]。

阻抗稳定性分析方法^[6-7]根据子系统在并网点(point of common coupling, PCC)处的端口阻抗判别整个系统的稳定性。文献[8]表明,逆变器只有具备正实部的输出阻抗才能在电网阻抗变化时保持良好的稳定性,这可以通过对电流调节器、锁相环等控制参数设计或更改控制算法实现^[9-10]。通过在电流控制环中引入状态变量(如电容电流反馈^[11])构造虚拟阻抗的方法称为有源阻尼技术^[12-13],在此基础上发展出阻抗重塑^[14-15]等方法。上述方法是通过改变逆变器自身的控制策略提高逆变器对电网阻抗的鲁棒性,但是大规模改造现有海量并网逆变器的经济性和可行性较差。

在不改变已有并网逆变器的前提下,文献[16-17]提出在PCC处并联额外的电力电子变换器,将其作为阻尼装置,这种变换器也称为有源阻尼器,其基本原理是通过实时检测谐振频段并模拟一个虚拟电阻对谐波进行阻尼,以提升PCC处所有电力电子设备的谐振稳定性。由于电流环在高频段的环路增益降低,虚拟电阻的准确性往往难以保证。文献[16]将一个谐振补偿器作为补偿环节来改善电流环在目

标阻尼频率下的跟踪性能,但该方法只能在1个频率点附近进行阻尼。文献[18]提出一种四阶谐振控制器,以减小低次谐波对有源阻尼器功能的影响。上述几类方法对并网设备参数统一、系统谐振频率较明确的场景具有较强的适用性,但对谐波较复杂环境(如我国新能源占比日益提高的配电网)的配置成本较高。文献[19]通过推导虚拟阻抗与理想值的偏差设计一种改善虚拟电阻特性的电流谐波基准补偿方法,解决了较宽频段上同时出现的多点谐振问题。文献[19-20]分别设计开关频率为50、60 kHz的单相/三相有源阻尼器,但为了增加控制带宽以及削弱数字控制延时的影响,该有源阻尼器需具备较高的开关频率。

有源阻尼器为独立的电力电子设备,当其等效虚拟阻抗在有效频段范围内呈现纯电阻特性时,可以有效解决PCC处所有电力电子设备的谐振问题。新能源并网规模不断扩大,对有源阻尼器的需求量也随之增加。考虑到有源阻尼器的拓扑结构与并网逆变器完全相同,以及商用并网逆变器在大部分运行时段均有一定的富余容量,从“一机多能”以及降低源网稳定性提升成本的角度出发,可以将有源阻尼器功能集成到常规并网逆变器中。并网逆变器谐振问题的主要频段为1~2 kHz,有源阻尼器需要至少20 kHz的开关频率才能满足控制带宽的基本要求,而商用并网逆变器的开关频率因器件价格、开关损耗等要求而不能无限提高。将有源阻尼器功能集成到并网逆变器中的主要矛盾在于:若采用20 kHz的开关频率,则控制带宽受到限制,有源阻尼器功能的虚拟阻抗难以具备纯电阻特性,有源阻尼器功能的有效频段受限;若采用较低的开关频率,则会导致数字控制延时环节引入的相位偏移增加,从而减小有源阻尼器功能的有效频段。

收稿日期:2023-02-07;修回日期:2023-07-23

在线出版日期:2023-08-02

基金项目:国网江苏省电力有限公司科技项目(J2021008)

Project supported by the Science and Technology Project of State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd.(J2021008)

针对上述问题,本文提出一种集成有源阻尼器功能的并网逆变器设计思路,分析有源阻尼器功能的虚拟电阻在目标频段(1~2 kHz)上精度不足的主要原因,从原理上阐明控制带宽和数字延时对虚拟电阻准确性的影响,在此基础上设计一种新的虚拟电阻补偿环节,将输出阻抗在目标频段内优化为纯电阻特性,解决了逆变器常规基波并网功能与有源阻尼器功能在开关频率选取上存在的矛盾。最后,通过实物样机验证了所提方法的有效性。采用本文设计的逆变器能在目标频段上准确模拟电阻特性,为PCC处的所有电力电子设备提供阻尼。

1 集成有源阻尼器功能的并网逆变器系统结构及控制方法

1.1 集成有源阻尼器功能的并网逆变器控制结构

多台并网逆变器通过PCC接入弱电网时,其输出阻抗与电网阻抗相互作用可能导致逆变器与电网之间发生严重的谐振^[21]。本文以一个含有2台并网逆变器A、B的并网系统为例,通过在并网逆变器B中集成有源阻尼器功能提升系统稳定性。集成有源阻尼器功能的并网逆变器系统控制框图如图1所示。图中: V_{dc} 为直流侧电压; L_{1B} 、 L_{2B} 、 C_B 分别为集成有源阻尼器功能的并网逆变器逆变侧电感、网侧电感和滤波电容; i_B 为逆变器端口电流; Z_g 为电网阻抗; v_g 为电网电压; i_{c_abc} 、 $i_{c_a\beta}$ 分别为电容电流及其在

$\alpha\beta$ 坐标系下的变换值; v_{MA_abc} 、 $v_{MA_a\beta}$ 分别为调制电压及其在 $\alpha\beta$ 坐标系下的变换值; K_c 为电容电流反馈系数; $G_{pr}(s)$ 为比例谐振(proportional resonant, PR)控制器; $i_{B_a\beta}^*$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下的基波电流基准; $i_{B_a\beta}$ 为采样得到的并网电流; $i_{h_a\beta}$ 为谐波电流基准; $i_{h_a\beta}$ 为有源阻尼器的谐波电流基准; $G_{NA}(s)$ 为陷波器,用于滤除PCC处电压中的基波和低次谐波; $G_{TR}(s)$ 为虚拟电阻补偿环节; $G_{LPF}(s)$ 为低通滤波器; V_{pcc} 为PCC处电压的谐振分量; V_{lim} 为预设的阈值; $G_{RA}(s)$ 为比例积分(proportional integral, PI)控制器; R_v 为虚拟电阻;PWM表示脉冲宽度调制;PLL表示锁相环; v_{pcc_abc} 、 $v_{pcc_a\beta}$ 分别为PCC处电压及其在 $\alpha\beta$ 坐标系下的变换值; $v_{pcc_a\beta}$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下PCC处电压谐波分量; v_{pcc_a} 为PCC处电压的 α 轴谐波分量; v_{pcc_b} 为PCC处电压的 β 轴谐波分量; θ 为PLL输出相位; i_B^* 为基波电流基准。

逆变器控制在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下进行,与常规并网逆变器不同,集成有源阻尼器功能后的逆变器端口电流基准为基波电流基准 $i_{B_a\beta}^*$ 与谐波电流基准 $i_{h_a\beta}$ 之和,分别对应并网功能和有源阻尼器功能。并网功能的控制结构采用传统并网逆变器控制方案^[19],包括PR控制器 $G_{pr}(s)$ 和电容电流 i_{c_abc} 反馈环节。有源阻尼器功能的控制结构包括陷波器 $G_{NA}(s)$ 、虚拟电阻自适应调节器以及虚拟电阻补偿环节 $G_{TR}(s)$ 。由于电网强弱实时变化,谐振问题引起

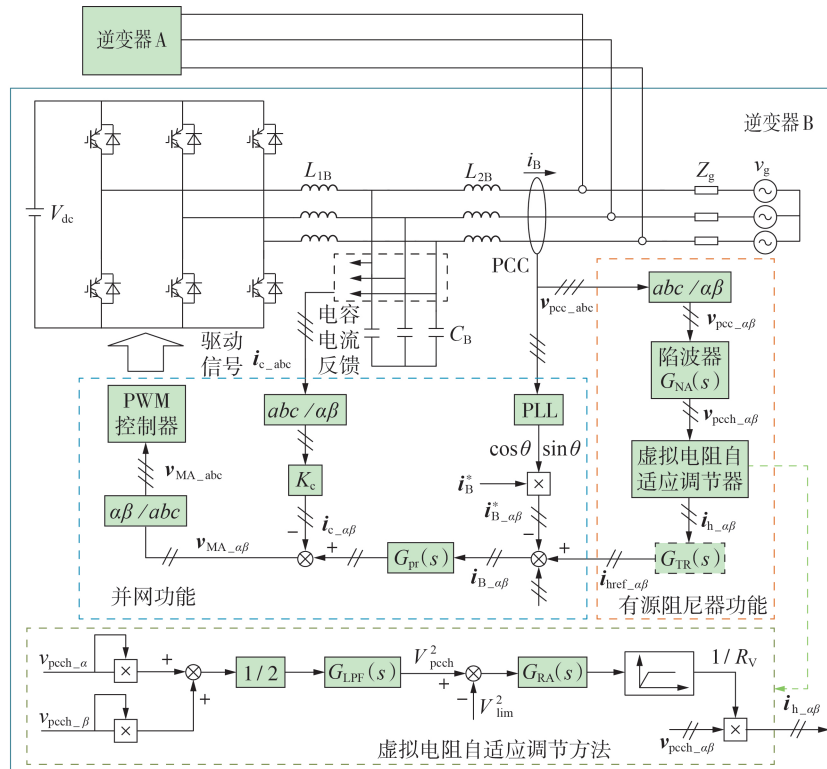


图1 集成有源阻尼器功能的并网逆变器系统控制框图

Fig.1 Control block diagram of grid-connected inverter system integrated with active damper function

的谐波含量随之发生变化,虚拟电阻值也需要相应改变。文献[20]提出一种根据PCC处电压的谐振分量对有源阻尼器的虚拟电阻值进行自适应调节的方法,自适应调节器中包含低通滤波器 $G_{LPF}(s)$ 、PI控制器 $G_{RA}(s)$ 和限幅环节,低通滤波器 $G_{LPF}(s)$ 用于滤除PCC处电压的脉动分量,将求出的方均值 V_{pcc}^2 和一个预设的阈值 V_{lim}^2 进行比较,将误差值送入PI控制器 $G_{RA}(s)$,输出经过一个限幅环节后作为虚拟电阻值的倒数 $1/R_v$,用于计算有源阻尼器的谐波电流基准 i_{h_dq0} 。各环节的具体表达式如附录A表A1所示,各环节的参数选取方法如附录B所示。逆变器A的拓扑结构和控制方法与逆变器B并网部分完全相同,2台逆变器的参数如附录A表A2、A3所示。

1.2 集成有源阻尼器功能的并网逆变器阻抗模型

根据图1可得 $\alpha\beta$ 坐标系下逆变器的数学模型如附录A图A1所示,可以看出 α 轴和 β 轴分量的数学模型相同且解耦,因此,本文以 α 轴分量为例建立阻抗模型。

逆变器电流环增益表达式如附录A式(A1)所示, α 轴逆变器端口电流 $i_{B_a}(s)$ 的表达式为:

$$i_{B_a}(s) = i_{sB_a}(s) - \frac{v_{pcc_a}(s)}{Z_{oB_a}(s)} - \frac{v_{pcc_a}(s)}{Z_{VR_a}(s)} \quad (1)$$

式中: $i_{sB_a}(s)$ 为 α 轴等效基波电流; $v_{pcc_a}(s)$ 为 α 轴PCC处电压分量; $Z_{oB_a}(s)$ 为 α 轴逆变器原始端口阻抗,其表达式如附录A式(A2)所示; $Z_{VR_a}(s)$ 为 α 轴虚拟电阻对应的阻抗。 $i_{sB_a}(s)$ 和 $Z_{VR_a}(s)$ 的表达式分别为:

$$i_{sB_a}(s) = \frac{T_B(s)}{1 + T_B(s)} i_{B_a}^*(s) \quad (2)$$

$$Z_{VR_a}(s) = \frac{1 + T_B(s)}{T_B(s)} \frac{1}{G_{NA}(s)G_{TR}(s)} R_v \quad (3)$$

式中: $T_B(s)$ 为电流环增益; $i_{B_a}^*(s)$ 为 α 轴基波电流基准。

根据式(A2)和式(2)、(3)可以得到 α 轴集成有源阻尼器功能的逆变器PCC处典型端口阻抗模型,如图2所示。图中: $Z_{oA_a}(s)$ 为逆变器A在 α 轴的端

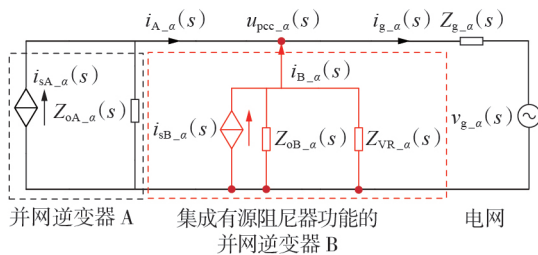


图2 α 轴集成有源阻尼器功能的逆变器PCC处典型端口阻抗模型

Fig.2 α -axis impedance model of typical port at PCC of inverter integrated with active damper function

口等效输出阻抗; $Z_{g_a}(s)$ 为PCC处的电网阻抗; $i_{sA_a}(s)$ 为逆变器A在 α 轴的控制电流; $i_{A_a}(s)$ 为逆变器A在 α 轴的输出电流; $i_{g_a}(s)$ 为 α 轴的并网电流; $v_{g_a}(s)$ 为 α 轴的电网电压。

2 虚拟阻抗对并网系统稳定性的影响机理

根据阻抗稳定性判别方法, $Z_{oA_a}(s)$ 和 $Z_{g_a}(s)$ 在交截频率 f_{cross} 处的相位裕度 P_{M_cross} 需满足 $P_{M_cross} > 0^\circ$,且 P_{M_cross} 越大,系统越稳定。 P_{M_cross} 可表示为:

$$P_{M_cross} = 90^\circ + \angle(Z_{oA_a}(j2\pi f_{cross})) \quad (4)$$

绘制出 $Z_{g_a}(s)$ 为3 mH电感阻抗(短路比为7.6)时 $Z_{oA_a}(s)$ 、 $Z_{oB_a}(s)$ 、 $Z_{oA_a}(s)$ 与 $Z_{oB_a}(s)$ 并联时的等效输出阻抗 $Z_{oA_a}(s) // Z_{oB_a}(s)$ 、 $Z_{oA_a}(s)$ 、 $Z_{oB_a}(s)$ 与虚拟电阻并联时的等效输出阻抗 $Z_{oA_a}(s) // Z_{oB_a}(s) // Z_{VR_a}(s)$ 和电网阻抗 $Z_{g_a}(s)$ 的伯德图,如图3所示。要确保 $P_{M_cross} > 0^\circ$,逆变器阻抗在与电网阻抗交接频率处的相位就不能低于 -90° 。

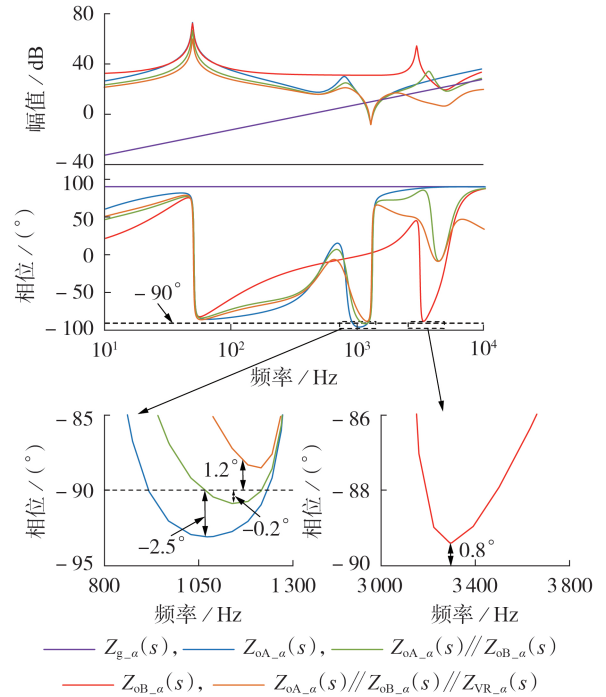


图3 α 轴逆变器输出阻抗和电网阻抗的伯德图

Fig.3 Bode plots of inverter output impedance and grid impedance under α -axis

逆变器A、B环路增益的伯德图如附录A图A2、A3所示,可见,2台逆变器在强电网下是稳定的。但由图3可见 $Z_{oA_a}(s)$ 在1 kHz附近频段存在相位小于 -90° 的情况,由阻抗稳定性判据可知,当电网阻抗 $Z_{g_a}(s)$ 与逆变器A的输出阻抗 $Z_{oA_a}(s)$ 在该频段上发生交截时,逆变器A不稳定,由图3的局部放大图可见,此时的逆变器A在1 kHz附近频段相位裕度为

-2.5°,这会引发逆变器和电网之间的谐振。在集成有源阻尼器功能前,逆变器B的相位裕度为0.8°,逆变器B在弱电网下处于稳定状态。当逆变器A、B同时并网时, $Z_{oA_\alpha}(s)/Z_{oB_\alpha}(s)$ 的相位存在小于-90°的频段,此时逆变器系统在1 kHz附近频段相位裕度为-0.2°。在与电网阻抗交接频率处,受逆变器A稳定裕度的影响,逆变器B也无法稳定运行。

本文在逆变器B中集成有源阻尼器功能的思路相当于在PCC处并联一个虚拟阻抗 $Z_{VR_\alpha}(s)$,用于修正系统输出阻抗。 $Z_{oA_\alpha}(s)/Z_{oB_\alpha}(s)/Z_{VR_\alpha}(s)$ 的相位在全频段均大于-90°,修正后系统的稳定裕度为1.2°,在弱电网下重新稳定。因此,在并网逆变器B中引入 $Z_{VR_\alpha}(s)$ 能够起到校正系统内逆变器组的总输出阻抗、提高系统稳定性的作用。

3 提高虚拟电阻准确性的补偿方法

3.1 低开关频率下控制带宽和数字延时对虚拟电阻准确性的影响

并网逆变器和电网之间的谐振频率通常为几百至几千赫兹^[22]。根据弱电网下的阻抗稳定性分析原理^[6],并网逆变器与电网之间的谐振问题通常出现在并网逆变器截止频率附近,本文将1~2 kHz作为谐振问题的主要目标频段,控制带宽需要超过目标频段的上限2 kHz,因此,并网逆变器至少需要20 kHz的开关频率才能确保有源阻尼器功能的可行性。

根据式(3), $Z_{VR_\alpha}(s)$ 的特性与电流环环路增益 $T_B(s)$ 有关,在加入补偿环节 $G_{TR}(s)$ 之前,忽略陷波器 $G_{NA}(s)$ 对中高频段的影响,要使 $Z_{VR_\alpha}(s)=R_V$,就要求 $T_B(s)\gg 1$,这通常只在远低于电流环截止频率 f_{cB} 的频段才成立,在 f_{cB} 附近及以上的频段,由于 $T_B(s)\gg 1$ 不成立, $Z_{VR_\alpha}(s)$ 不再呈现电阻特性。逆变器B电流环的环路增益 $|T_B(s)|$ 随着频率的升高而降低,1~2 kHz内的环路增益已逼近甚至穿越0,如附录A图A4所示,逆变器B对目标频段谐波电流的跟踪性能较差,导致虚拟阻抗出现相位偏差而不再呈现电阻特性,虚拟阻抗可能呈现出电感或电容特性,甚至可能加重弱电网下的稳定性问题。有源阻尼器功能主要针对较高频段(1~2 kHz)进行控制,并且要求输出阻抗的相频特性始终为0,这意味着并网逆变器的控制带宽需要超过2 kHz,因此,只有当逆变器的电流环截止频率 f_{cB} 远高于系统中可能出现的最高谐振频率(2 kHz)时才能确保谐振频段处虚拟电阻的准确性。在设计逆变器时,为了避免谐振尖峰对弱电网下逆变器稳定性的影响,逆变器的截止频率必须低于LCL滤波器的谐振频率,而LCL滤波器谐振频率的提高会导致滤波器性能的下降,使开关次谐波显著增加,从而不再满足并网要求,即并网逆变器

开关损耗对开关频率的硬性要求导致往往难以满足 $T_B(s)\gg 1$ 。综合上述分析:逆变器的功率并网功能要求较低的开关频率,以降低器件成本和开关损耗;为有效抑制开关频率谐波,需要设计谐振频率较低的LCL滤波器,这会导致电流环截止频率降低,使控制带宽不足,进而引起虚拟电阻的相位控制精度不足,使有源阻尼器功能失效。

另外,图A1中考虑数字控制的延时环节 $G_{de}(s)\approx 1/(1.5T_{sB}s+1)$,其中 T_{sB} 为采样周期。绘制出采样频率 f_s 分别为20、50 kHz时延时环节的伯德图,如附录A图A5所示。由图可知,当 $f_s=50$ kHz时,延时环节对系统阻抗相位偏移的影响较小,当 $f_s=20$ kHz时,在1~2 kHz的目标频段,延时环节的相位偏移已接近-45°,不难发现,随着采样频率的降低,延时环节对 $Z_{VR_\alpha}(s)$ 相位特性的影响加大。

考虑到上述影响,文献[19]设计一台开关频率为50 kHz的有源阻尼器,通过将电流环截止频率 f_{cB} 设计得足够高保证电流环的控制效果。由于 $f_s=50$ kHz时数字延时 $G_{de}(s)$ 引入的相位变化在低于 f_{cB} 的频段相对较小,文献[19]忽略 $G_{de}(s)$ 对 $Z_{VR_\alpha}(s)$ 的影响,所得虚拟电阻相位偏移不大。然而,工程中常规逆变器的开关频率通常不会超过20 kHz,由于开关频率的限制,控制带宽降低,这使高频段的增益 $T_B(s)$ 降低, $G_{de}(s)$ 引入的相位变化增大, $G_{de}(s)$ 的相位偏移对系统阻抗的影响已经无法忽略,若仍采用文献[19]中的控制方法,则逆变器将无法对高频段进行准确的控制,虚拟电阻的准确度将大幅降低。针对上述问题,本文提出一种新的虚拟电阻补偿控制方法,重新对谐波基准电流 $i_{href_q\beta}$ 进行补偿,补偿环节为 $G_{TR}(s)$ 。

3.2 数字控制下的虚拟电阻补偿控制方法

如图1所示,与传统逆变器控制方法不同,本文提出的集成有源阻尼器功能的并网逆变器端口电流的基准为 $i_{href_q\beta}$ 与 $i_{B_q\beta}^*$ 之差,为了更准确地虚拟电阻,在 $i_{href_q\beta}$ 与 $i_{B_q\beta}^*$ 相减之前,先将 $i_{h_q\beta}$ 送入一个虚拟电阻补偿环节 $G_{TR}(s)$,该补偿环节的优势在于可以独立校正 $Z_{VR_\alpha}(s)$ 的特性而不会影响原有 $T_B(s)$ 和 $Z_{oB_\alpha}(s)$ 的特性。

补偿环节的核心控制目标是使 $Z_{VR_\alpha}(s)$ 在目标阻尼频段保持纯电阻特性,即 $Z_{VR_\alpha}(s)=R_V$,因此,将 $Z_{VR_\alpha}(s)=R_V$ 代入式(3)可得到所需补偿环节 $G_{TR}(s)$ 的表达式,如附录A式(A3)所示,其中包含超前环节 $1/G_{de}(s)$ 。由于式(A3)过于复杂,不利于实现,对其进行如下简化。

1)考虑到陷波器 $G_{NA}(s)$ 与电流控制器 $G_{pr}(s)$ 只在基波和低次谐波处有影响,在目标频段1~2 kHz,可以近似认为 $G_{NA}(s)\approx 1$ 、 $G_{pr}(s)\approx K_p$ ^[19],其中 K_p 为PR

控制器的比例系数。

2)在设计逆变器,分析不高于谐振频率处的幅频特性时,可以认为滤波电容的支路开路^[11]。忽略电容支路前后逆变器B滤波器的频率特性,如附录A图A6所示。由图可知,在低于谐振频率的频段内,逆变器的LCL滤波器表现为-20 dB/10倍频的频率特性曲线,与一阶积分系统特性相同,即在目标频段1~2 kHz内,可认为LCL滤波器近似呈现滤波电容支路是开路的纯电感特性。

将LCL滤波器简化为2个电感串联的单L型滤波器,经过简化后式(A3)变为:

$$G_{TR}(s) = \frac{s(L_{1B} + L_{2B}) + K_p G_{dc}(s)}{K_p} \frac{1}{G_{dc}(s)} \quad (5)$$

文献[19]对虚拟电阻进行补偿时忽略延时环节 $G_{dc}(s)$,将其近似为1,因此,式(5)简化为:

$$G_{TR}(s) \approx \frac{s(L_{1B} + L_{2B}) + K_p}{K_p} \quad (6)$$

将式(6)代入式(3),认为在1~2 kHz内电容支路开路且 $G_{NA}(s) \approx 1$, $G_{pr}(s) \approx K_p$,在除了基波频率和所选低次谐波频率附近外,虚拟电阻近似为:

$$Z_{VR_\alpha}(s) \approx R_V / G_{dc}(s) \quad (7)$$

由3.1节可知,50 kHz的开关频率对控制带宽的限制较小,且数字延时对虚拟电阻相位的影响不大,文献[19]的补偿方法是合理的,然而,当开关频率降低至20 kHz时,该补偿方法则不再适用。为了解决低开关频率下虚拟电阻不准确的问题,对补偿环节进行重新设计:将延时环节近似为 $G_{dc}(s) \approx 1/(1.5T_{sb}s + 1)$,将其代入(5)得到补偿环节表达式为:

$$G_{TR}(s) \approx 1 + \frac{s(L_{1B} + L_{2B})}{K_p} (1.5T_{sb}s + 1) \quad (8)$$

将此时新的补偿环节式(8)以及式(A1)代入式(3),认为在1~2 kHz的频段内电容支路开路,且 $G_{NA}(s) \approx 1$, $G_{pr}(s) \approx K_p$,可以验证此时的虚拟阻抗 $Z_{VR_\alpha}(s) = R_V$,即新的补偿环节在1~2 kHz的频段内能够完全还原虚拟阻抗的电阻特性。

式(8)中含有微分项,在实际中较难实现且对噪声敏感,本文结合文献[23]中用非理想广义积分器(generalized integrator, GI)代替微分项的方法对提出的补偿环节进行数字实现。

非理想GI的传递函数 $G_I(s)$ 为:

$$G_I(s) = \frac{(\omega^*)^2 s}{s^2 + \omega_c s + (\omega^*)^2} \quad (9)$$

式中: ω_c 为截止频率; ω^* 为最大增益点处的角频率。选取 $\omega^* = \pi f_{sb}$,并利用当前一阶保持器(first-order hold, FOH)离散化得到非理想GI的离散域表达

式,即:

$$G_I(z) = \frac{3.214 \times 10^4 z^2 - 1.207 \times 10^4 z - 2.034 \times 10^4}{z^2 + 1.248z + 0.3897} \quad (10)$$

为了更清晰地展示非理想GI及其离散化后的结果,绘制出非理想GI以及FOH离散化后的伯德图,如附录A图A7所示。由图可知,当 $\omega \ll \omega^*$ 时,非理想GI可以很好地替代微分项,在本文目标频段1~2 kHz内,非理想GI环节能保持良好的积分特性,有效降低噪声的影响且易于数字实现。

采用微分等效替代原理后补偿函数的数字实现为:

$$G_{TR}(z) = 1 + \frac{G_I^*(z)(L_{1B} + L_{2B})}{K_p} (1.5T_s G_I^*(z) + 1) \quad (11)$$

式中: $G_I^*(z)$ 为 $G_I(s)$ 的离散; T_s 为采样周期。

将式(8)代入式(3),绘制出 $Z_{VR_\alpha}(s)$ 的伯德图,如图4所示。由图可知:未加入补偿环节时,电流环环路增益随着频率的升高而降低,这使得 $Z_{VR_\alpha}(s)$ 的相位在截止频率附近的频段大幅偏离0°, $Z_{VR_\alpha}(s)$ 的相位从200 Hz开始出现偏差, $Z_{VR_\alpha}(s)$ 不再呈现电阻特性,随着频率的增加,该情况愈加明显,1 kHz时的相位偏移约为40°,2 kHz时相位已接近90°, $Z_{VR_\alpha}(s)$ 对外表现出电感特性,不但不能为系统提供阻尼,反而会加重弱电网下的稳定性问题;文献[19]方法可以起到一定的补偿效果,但开关频率为20 kHz时并网运行的逆变器受开关频率和控制带宽的限制,采用该补偿方法得到的虚拟电阻准确性较低, $Z_{VR_\alpha}(s)$ 的相位从200 Hz开始也会出现偏差,2 kHz时的相位接近45°, $Z_{VR_\alpha}(s)$ 在目标频段呈现的电阻特性不准确,逆变器的阻尼谐振能力不足;采用本文方法能很好地解决相位偏移问题, $Z_{VR_\alpha}(s)$ 的相位在目标频段内始终保持在0°附近,从100 Hz到2 kHz的频段内, $Z_{VR_\alpha}(s)$ 均能够对外完全呈现出电阻特性,

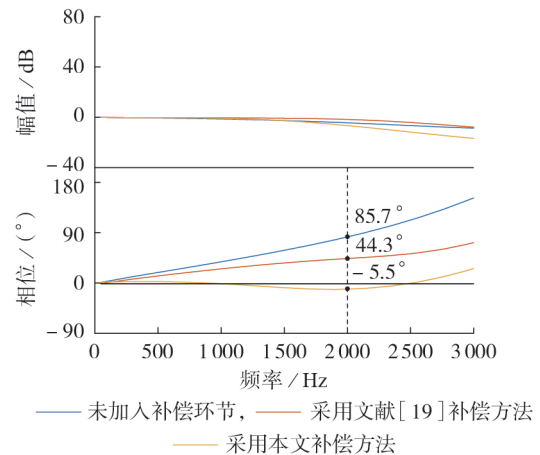


图4 不同控制方法下虚拟阻抗的伯德图

Fig.4 Bode diagram of virtual impedance under different control methods

与未加入补偿环节以及文献[19]方法相比,本文方法的补偿效果更明显,极大地提高了虚拟电阻的准确性,逆变器在并网工作的同时具有良好的谐振阻尼效果。

4 实验验证

为验证在并网逆变器中集成有源阻尼器功能的可行性以及本文所提补偿方法的有效性,搭建逆变器A、B的实物样机,采用回收式电网模拟电源61830来模拟电网,电压有效值为220 V,频率为50 Hz。直流侧采用直流电源62100H-600S、62180D-1800供电。逆变器相关实验参数如表A2、A3所示。实验平台如附录A图A8所示。

在 $L_g=0$ 即强电网下逆变器A、B的并网电流以及PCC处的A相电压波形分别如附录A图A9、A10所示。由图可知,强电网下2台逆变器能稳定运行,且从半载跳变到满载时系统具有良好的动态性能。

在弱电网下 $L_g=3$ mH时,逆变器A、B的并网电流以及PCC处的A相电压波形分别如附录A图A11、A12所示。由图可知,在弱电网下,由于电网阻抗的存在,原本稳定运行的并网逆变器并网电流及PCC处电压会发生一定程度的畸变。分别对2台逆变器的并网电流进行快速傅里叶变换(fast Fourier transformation, FFT)分析,结果如附录A图A13所示,此时并网逆变器A的并网电流总谐波失真(total harmonic distortion, THD)^[24]为12.40%,并网逆变器B的并网电流THD为11.77%,且谐波大多集中在1~2 kHz频段内,系统稳定性不足。

针对系统稳定性变差的问题,在逆变器B中集成有源阻尼器功能,并针对虚拟电阻准确性低的问题,设计新的虚拟电阻补偿环节。在并网逆变器B中集成有源阻尼器功能后,将2台逆变器重新并网,此时逆变器A、B的并网电流以及PCC处的电压波形分别如图5、6所示。图中: i_{A_ga} 、 i_{A_gb} 、 i_{A_gc} 分别为逆变器A的a相、b相和c相的并网电流; i_{B_ga} 、 i_{B_gb} 、 i_{B_gc} 分别为逆变器B的a相、b相和c相的并网电流。由图可知,2台逆变器的并网电流以及PCC处的电压波形都得到明显改善。再次对2台逆变器的并网电流进行FFT分析,结果如图7所示,图中幅值占比为各分量占基波的百分比。逆变器A的并网电流THD下降到2.84%,逆变器B的并网电流THD下降到2.75%,且1~2 kHz频段内的谐波电流含量显著降低。由此可见,采用本文所提补偿方法得到的虚拟电阻准确性较高,在目标频段起到了良好的阻尼效果,提高了系统稳定性。

若采用文献[19]的控制方法对虚拟电阻进行补偿,逆变器A、B的并网电流以及PCC处的电压波形分别如附录A图A14、A15所示。由图可知,相较于

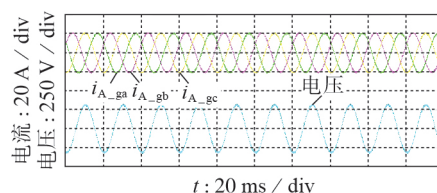


图5 弱电网下本文方法的逆变器A的实验波形
Fig.5 Experimental waveforms of Inverter A for proposed method under weak grid

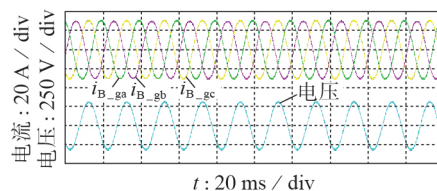


图6 弱电网下本文方法的逆变器B的实验波形
Fig.6 Experimental waveforms of Inverter B for proposed method under weak grid

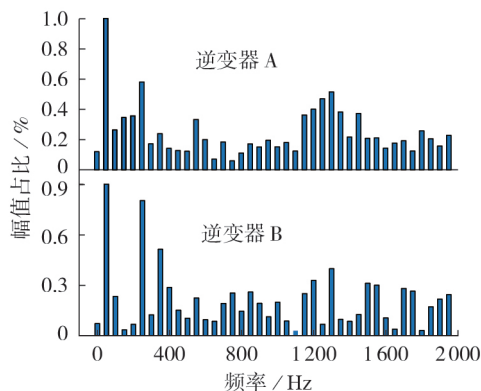


图7 弱电网下本文方法的逆变器并网电流FFT分析
Fig.7 FFT analysis of grid-connected current of inverter for proposed method under weak grid

补偿前的图A11、A12,2台逆变器的并网电流、PCC处的电压波形没有得到改善,而且电流质量变差。对2台逆变器的并网电流进行FFT分析,结果如附录A图A16所示。逆变器A的并网电流THD上升到49.24%,逆变器B的并网电流THD上升到46.91%。因此,在开关频率为20 kHz时,采用文献[19]方法不但不能提高系统稳定性,反而加重了谐振问题,其本质原因如3.1节所述,即:低开关频率下的控制带宽降低,影响阻尼频段的控制效果,且固有数字延时对补偿结果的影响较大,忽略数字延时补偿得到的虚拟电阻对外实际上呈现阻感特性,不利于系统稳定。图A14、A15与图5、6的对比验证了本文方法的有效性。

5 结论

本文提出一种在常规并网逆变器中集成有源阻尼器功能的思路。以阻抗分析方法为基础,分析低

开关频率下控制带宽和数字延时对虚拟电阻准确性的影响,提出一种新的虚拟电阻补偿方法,补偿后的虚拟电阻在目标阻尼频段对外表现出良好的电阻特性,有效阻尼了系统谐振。集成有源阻尼器功能的并网逆变器无须改变现有逆变器的结构与器件参数,能够向弱电网提供足够的阻尼,使其自身和其他并网逆变器保持良好的谐振稳定性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 谢小荣,贺静波,毛航银,等. “双高”电力系统稳定性的新问题及分类探讨[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(2): 461-475.
XIE Xiaorong, HE Jingbo, MAO Hangyin, et al. New issues and classification of power system stability with high shares of renewables and power electronics [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(2): 461-475.
- [2] 姜云龙,司鑫尧,史鸿飞,等. 弱电网下计及锁相环影响的并网逆变器稳定性提升方法[J/OL]. 电力系统自动化. [2022-12-12]. <https://kns.cnki.net/kcms/detail/32.1180.tp.20221008.1712.004.html>.
- [3] 谢震,许可宝,高翔,等. 弱电网下基于混合控制型双馈风电机组稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(20): 7426-7439.
XIE Zhen, XU Kebao, GAO Xiang, et al. Stability analysis of DFIG-based wind turbines based on hybrid control in weak grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(20): 7426-7439.
- [4] 张成,赵涛,朱爱华,等. 弱电网下并联逆变器稳定性及电能质量治理研究[J]. 电力工程技术, 2022, 41(3): 224-230.
ZHANG Cheng, ZHAO Tao, ZHU Aihua, et al. Stability and power quality control of parallel inverters in weak current network[J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(3): 224-230.
- [5] 黄林彬,辛焕海,鞠平,等. 电力电子并网装备的同步稳定分析与统一同步控制结构[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(9): 10-25.
HUANG Linbin, XIN Huanhai, JU Ping, et al. Synchronization stability analysis and unified synchronization control structure of grid-connected power electronic devices [J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9): 10-25.
- [6] SUN J. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3075-3078.
- [7] 李奕欣,赵书强,马燕峰,等. 三相LCL型并网逆变器的阻抗建模及特性分析[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(7): 107-113.
LI Yixin, ZHAO Shuqiang, MA Yanfeng, et al. Impedance modeling and characteristic analysis of three-phase LCL-type grid-connected inverters [J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(7): 107-113.
- [8] 陈新,王赞程,龚春英,等. 采用阻抗分析方法的并网逆变器稳定性研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(7): 2082-2094, 2223.
CHEN Xin, WANG Yuncheng, GONG Chunying, et al. Overview of stability research for grid-connected inverters based on impedance analysis method [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(7): 2082-2094, 2223.
- [9] 杨东升,阮新波,吴恒. 提高LCL型并网逆变器对弱电网适应能力的虚拟阻抗方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(15): 2327-2335.
YANG Dongsheng, RUAN Xinbo, WU Heng. A virtual impedance method to improve the performance of LCL-type grid-connected inverters under weak grid conditions [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(15): 2327-2335.
- [10] 华铤,林桦,肖建杰,等. 一种扩展LCL型并网逆变器有效阻尼区的超前补偿方法[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(9): 197-203.
HUA Ting, LIN Hua, XIAO Jianjie, et al. Lead compensation method for extending valid damping region of LCL-type grid-connected inverter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9): 197-203.
- [11] 鲍陈磊,阮新波,王学华,等. 基于PI调节器和电容电流反馈有源阻尼的LCL型并网逆变器闭环参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(25): 133-142.
BAO Chenlei, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, et al. Design of grid-connected inverters with LCL filter based on PI regulator and capacitor current feedback active damping [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(25): 133-142.
- [12] 牛晨晖,肖华平,李明明,等. 一种等效微分环节反馈滤波电容电压实现有源阻尼的方法[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(6): 204-210.
NIU Chenhui, XIAO Huaping, LI Mingming, et al. Method of achieving active damping by filter capacitor voltage feedback with equivalent differential link [J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(6): 204-210.
- [13] 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]. 中国电机工程学报, 2022, 42(6): 2175-2186.
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]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6): 2175-2186.
- [14] YANG D S, 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, 2015, 62(7): 4563-4572.
- [15] 高家元,肖凡,姜飞,等. 弱电网下具有新型PLL结构的并网逆变器阻抗相位重塑控制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(20): 6682-6694.
GAO Jiayuan, XIAO Fan, JIANG Fei, et al. Grid-connected inverter impedance phase reshaping control with novel PLL structure in weak grid [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(20): 6682-6694.
- [16] WANG X F, BLAABJERG F, LISERRE M, et al. An active damper for stabilizing power-electronics-based AC systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3318-3329.
- [17] BAI H F, WANG X F, LOH P C, et al. Passivity enhancement of grid-tied converters by series LC-filtered active damper [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 369-379.
- [18] WANG X F, PANG Y, LOH P C, et al. A series-LC-filtered active damper with grid disturbance rejection for AC power-electronics-based power systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(8): 4037-4041.
- [19] JIA L, RUAN X B, ZHAO W X, et al. An adaptive active damper for improving the stability of grid-connected inverters under weak grid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11): 9561-9574.
- [20] LIN Z H, RUAN X B, ZHANG H, et al. A hybrid-frame control based impedance shaping method to extend the effective damping frequency range of the three-phase adaptive active damper [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(1): 509-521.

- [21] JIA Y Q, ZHAO J Q, FU X W. Direct grid current control of LCL-filtered grid-connected inverter mitigating grid voltage disturbance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1532-1541.
- [22] HARNEFORS L, WANG X F, YEPES A G, et al. Passivity-based stability assessment of grid-connected VSCs—an overview[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1): 116-125.
- [23] XIN Z, LOH P C, WANG X F, et al. Highly accurate derivatives for LCL-filtered grid converter with capacitor voltage active damping[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5): 3612-3625.
- [24] IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems: IEEE Std 519-1992[S]. New York, USA: IEEE, 1993.

作者简介:

史明明(1986—),男,高级工程师,博士,主要研究方向为新能源并网技术、交直流配电技术、电能质量测试分析治理技术(**E-mail**:simon8612@126.com);

葛乐(1982—),男,教授,博士,通信作者,主要研究方向为新能源与柔性电网(**E-mail**:supertiger_bear@126.com)。

(编辑 王锦秀)

Virtual resistance compensation control method for grid-connected inverter integrated with active damper function

SHI Mingming¹, JIANG Yunlong¹, SHI Hongfei², JIANG Tianrun², ZHU Mingzhe², GE Le²

(1. Electric Power Research Institute of State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Nanjing 211103, China;

2. School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China)

Abstract: The active damper improves the stability of the inverter connected to the weak grid by constructing the virtual resistance, but the accuracy of virtual resistance is limited by the switching frequency, the active damper function is difficult to be integrated into the conventional grid-connected inverters, so a compensation control method of virtual resistance is proposed. An impedance model of grid-connected inverter integrated with active damper function is established, and the effect of virtual resistance in enhancing system stability is analyzed. The influence of control bandwidth and digital delay on the accuracy of virtual resistance is clarified, aiming at the resonant frequency band where the grid-connected inverter easily generates resonant stability problems, a new virtual resistance compensation block is designed, which significantly improves the compensation accuracy of virtual resistance. The system impedance stability analysis shows that the virtual impedance achieved by the proposed method has good resistive characteristics. The experimental results show that the grid-connected inverter integrated with active damper function has good damping resonant effect, significantly improving the system stability.

Key words: active damper; grid-connected inverter; weak grid; stability; virtual resistance

附录 A:

表 A1 控制环节表达式

Table A1 Expression of control loop

控制器	表达式
PR 调节器	$G_{pr}(s) = K_p + \frac{2K_i \omega_1 s}{s^2 + 2\omega_1 s + \omega_0^2}$
陷波器	$G_{NA}(s) = \prod_{h=1,3,5} \frac{s^2 + 2h\omega_0 \xi_1 s + (h\omega_0)^2}{s^2 + h\omega_0 \xi_2 s + (h\omega_0)^2}$
低通滤波器	$G_{LPF}(s) = \frac{1}{s/(2\pi f_{LPF}) + 1}, f_{LPF} = f_0 = 50\text{Hz}$
PI 调节器	$G_{RA}(s) = K_{pR} + \frac{K_{iR}}{s}$
延时环节	$G_{de}(s) = e^{-1.5sT_{dB}}, T_{dB} = 1/f_{dB}$

表 A2 逆变器 A 参数

Table A2 Parameters of Inverter A

参数	数值	参数	数值
V_{dc}/V	700	S_n/kW	5
U_g/V	220	L_1/mH	3
$\omega_0/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	100π	$C/\mu F$	15
K_p	10	L_2/mH	1
K_i	4300	$k_{p\beta}$	0.5
K_c	2.2	$k_{\alpha\beta}$	31.5
i_A^*/A	10.7	K_{pwm}	1
f_{ch}/kHz	10		

表 A3 逆变器 B 系统参数

Table A3 Parameters of Inverter B

参数	数值	参数	数值
V_{dc}/V	700	L_1/mH	2.8
U_g/V	220	$C/\mu F$	1.2
K_{pwm}	1	L_2/mH	1
K_p	38	$k_{p\beta}$	0.5
K_i	4000	$k_{\alpha\beta}$	31.5
K_c	10	$\omega_0/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	100π
K_{pR}	2×10^{-4}	$\omega_c/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	8000
K_{iR}	0.03	$\omega^*/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	20000
i_B^*/A	32	$\omega_1/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	π
f_{ch}/kHz	20	ξ_1	0.2
f_{Lpf}/Hz	50	ξ_2	10
S_n/kW	15	V_{lim}	22

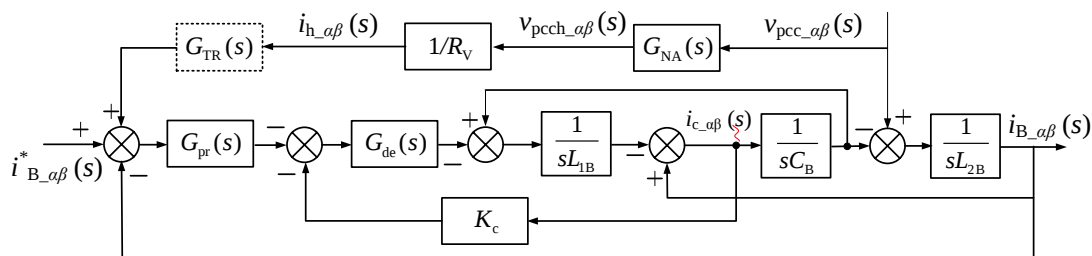


图 A1 $\alpha\beta$ 坐标系下集成有源阻尼器功能的并网逆变器数学模型

Fig.A1 Mathematical Model of Grid-connected Inverter integrated with active damper function under $\alpha\beta$ frame

$$T_B(s) = \frac{G_{de}(s)G_{pr}(s)}{s^3 L_{1B} L_{2B} C_B + s^2 L_{2B} C_B K_c G_{de}(s) + s(L_{1B} + L_{2B})} \quad (A1)$$

$$Z_{oB_a}(s) = \frac{s^3 L_{1B} L_{2B} C_B + s^2 L_{2B} C_B K_c G_{de}(s) + s(L_{1B} + L_{2B}) + G_{de}(s)G_{pr}(s)}{s^2 L_{1B} C_B + s C_B K_c G_{de}(s) + 1} \quad (A2)$$

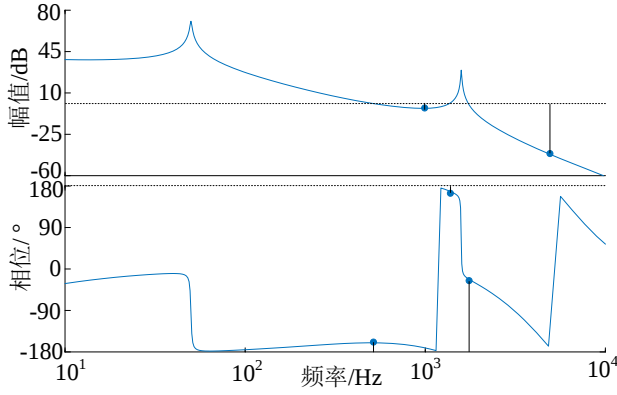


图 A2 逆变器 A 环路增益
Fig. A2 Inverter A loop gain

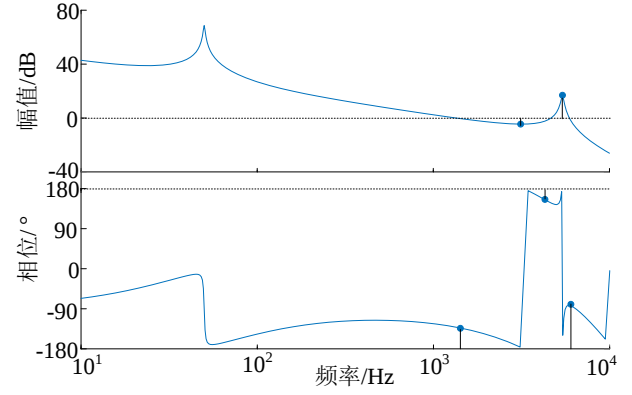


图 A3 逆变器 B 环路增益
Fig. A3 Inverter B loop gain

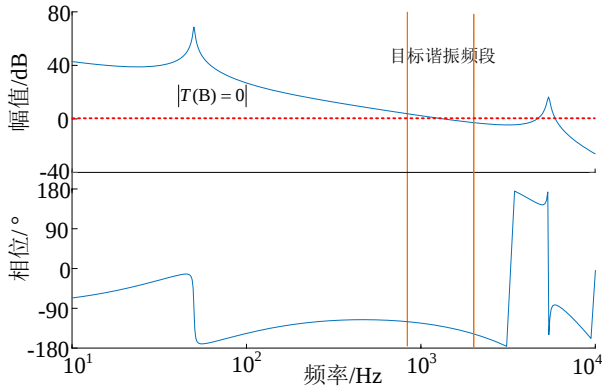


图 A4 电流控制开环伯德图
Fig.A4 Bode diagram of current control open loop

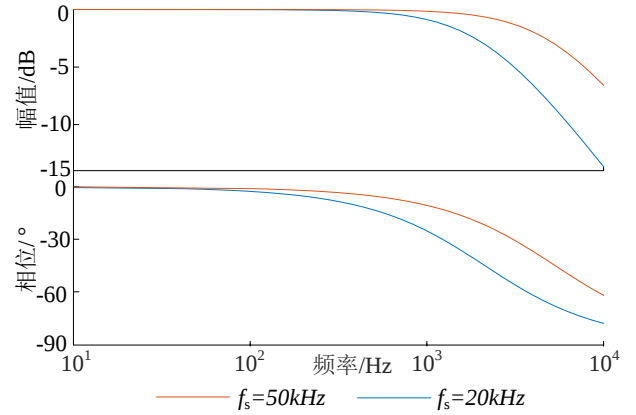


图 A5 不同采样频率下近似延时环节的伯德图
Fig. A5 Bode diagram of approximate delay link at different sampling frequencies

$$G_{TR}(s) = \frac{s^3 L_{1B} L_{2B} C_B + s^2 L_{2B} C_B K_c G_{de}(s) + s(L_{1B} + L_{2B}) + G_{pr}(s)G_{de}(s)}{G_{pr}(s)G_{NA}(s)} \frac{1}{G_{de}(s)} \quad (A3)$$

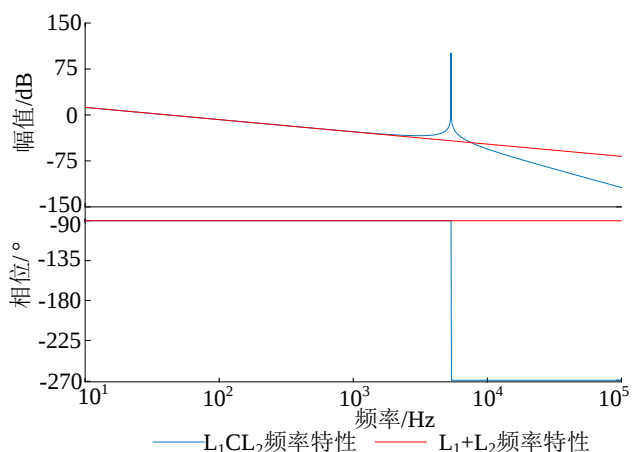


图 A6 忽略电容支路前后逆变器 B 滤波器的频率特性

Fig. A6 Frequency characteristics of inverter B filter before and after ignoring capacitor branch



图 A8 实验平台

Fig.A8 Experimental platform

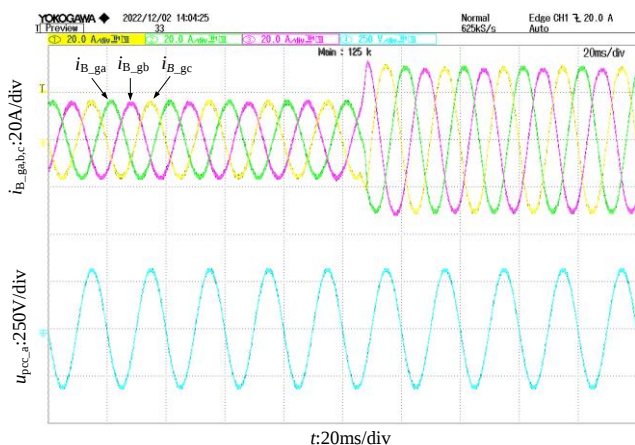


图 A10 强电网下逆变器 B 并网电流、PCC 点电压实验波形

Fig. A10 Experimental waveforms of grid-connected current and PCC voltage of inverter B under stiff grid

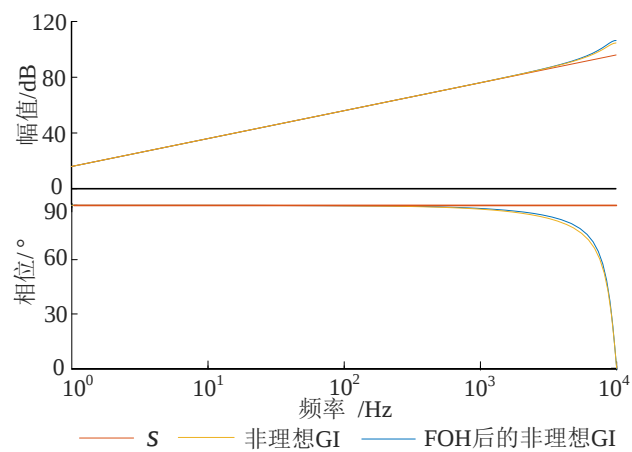


图 A7 微分环节、非理想 GI 及其离散化结果的伯德图

Fig.A7 Bode diagram of differential link, non-ideal GI and its discretization results

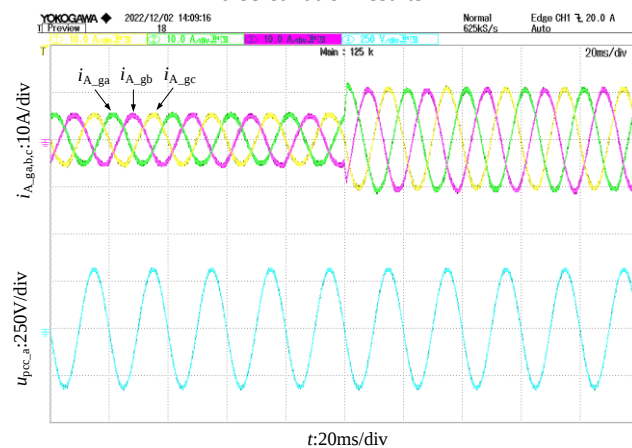


图 A9 强电网下逆变器 A 并网电流、PCC 点电压实验波形

Fig. A9 Experimental waveforms of grid-connected current and PCC voltage of inverter A under stiff grid

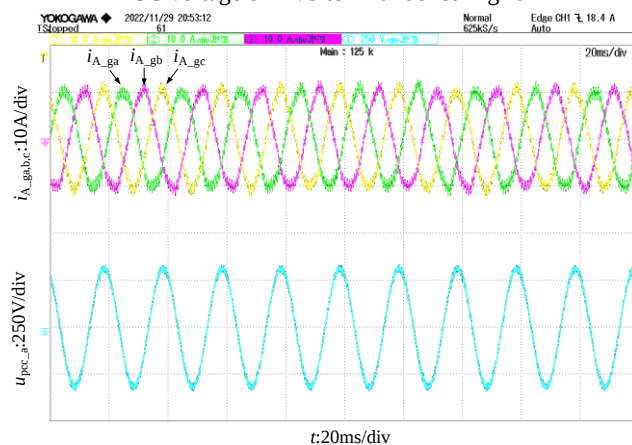


图 A11 弱电网下逆变器 A 并网电流、PCC 点电压实验波形

Fig. A11 Experimental waveforms of grid-connected current and PCC voltage of inverter A under weak grid

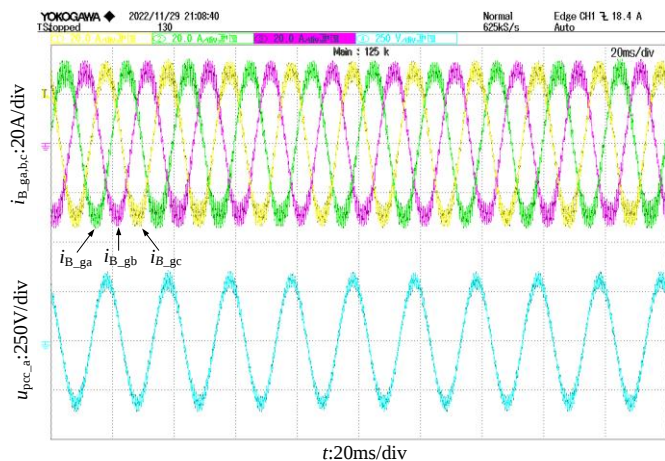


图 A12 弱电网下逆变器 B 并网电流、PCC 点电压实验波形
Fig.A12 Experimental waveforms of grid-connected current and voltage of inverter B under weak grid

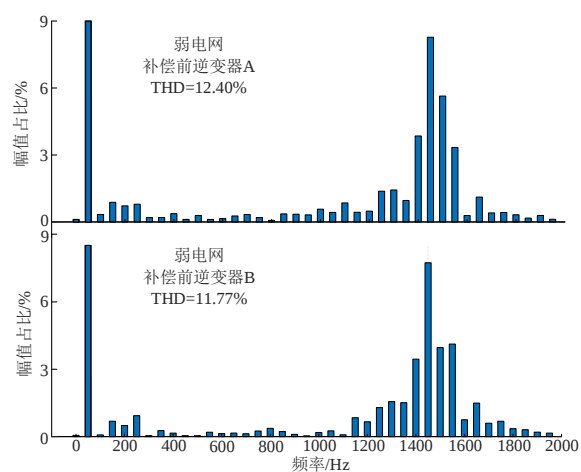


图 A13 弱电网下逆变器并网电流的 FFT 分析
Fig.A13 FFT analysis of grid-connected current of inverter under weak grid

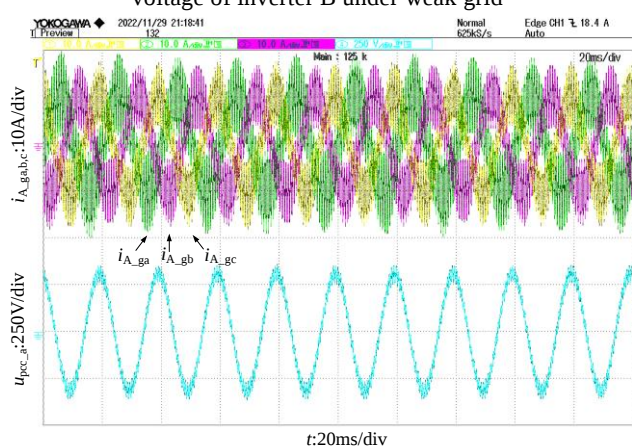


图 A14 弱电网下采用文献[19]补偿方法逆变器 A 并网电流、PCC 点电压实验波形
Fig.A14 Experimental waveforms of grid-connected current and PCC voltage of inverter A under weak grid using compensation method proposed in reference [19]

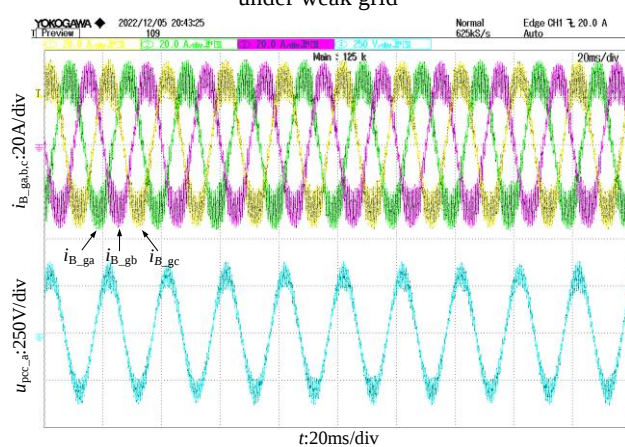


图 A15 弱电网下采用文献[19]补偿方法逆变器 B 并网电流、PCC 点电压实验波形
Fig.A15 Experimental waveforms of grid-connected current and PCC voltage of inverter B under weak grid using compensation method proposed in reference [19]

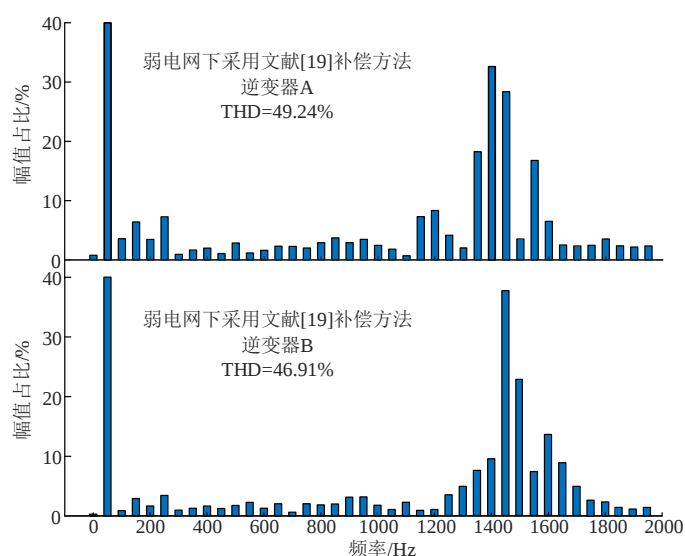


图 A16 弱电网下采用文献[19]补偿方法逆变器并网电流的 FFT 分析
Fig.A16 FFT analysis of grid-connected current of inverter under weak grid using compensation method proposed in reference [19]

表 A4 参数注释表

Table A4 Parameter comment table

参数	注释	参数	注释
C_A	逆变器 A 滤波电感	k_{ipll}	锁相环 PI 控制器积分系数
C_B	逆变器 B 滤波电感	Q	品质因数
f_{sA}	逆变器 A 采样频率	R_V	虚拟电阻
f_{sB}	逆变器 B 采样频率	S_A	逆变器 A 容量
f_{cB}	逆变器 B 电流环截止频率	S_B	逆变器 B 容量
f_0	基波频率	T_{sB}	逆变器 B 采样时间
$i_{\text{B}_\alpha\beta}$	逆变器端口电流	V_{dc}	直流侧电压
$i_{\text{C}_\alpha\beta}$	电容电流反馈值	V_{lim}	电压谐波阈值
$i_{\text{href}_\alpha\beta}$	谐波电流基准	V_n	额定电网电压有效值
$i_{\text{B}_\alpha\beta}^*$	基波电流基准	$V_{\text{MA}_{\text{abc}}}$	调制波
i_{B}^*	并网电流参考值	$V_{\text{pcch}_\alpha\beta}$	逆变器 B 目标谐振分量
$i_{\text{sB}_\alpha\beta}$	逆变器等效基波电流源	V_{g}	电网电压
$i_{\text{A/B}_{\text{ga,b,c}}}$	逆变器 A/B 并网 a, b, c 相电流	Z_{oA_α}	α 轴下逆变器 A 输出阻抗
u_{pcc_a}	PCC a 相电压	Z_{oB_α}	α 轴下逆变器 B 原始输出阻抗
K_c	电容电流反馈系数	Z_{VR_α}	α 轴下逆变器 B 虚拟阻抗
K_p	PR 控制器比例系数	Z_{g}	电网阻抗
K_i	PR 控制器积分系数	ω_c	非理想 GI 截止角频率
K_{PWM}	SVPWM 调制器传递函数	ω^*	非理想 GI 最大增益点处角频率
k_{ppl}	锁相环 PI 控制器比例系数	ω_0	基波角频率

附录 B 虚拟电阻自适应调节器部分参数设计方法

低通滤波器 $G_{\text{LPF}}(s)$:

低通滤波器 $G_{\text{LPF}}(s)$ 是为了滤除目标谐振分量中的脉动分量, 这样就可以得到其方均值, 即有效值的平方 V_{pcc}^2 , 因此 $G_{\text{LPF}}(s)$ 为一个一阶低通滤波环节, 其表达式为:

$$G_{\text{LPF}}(s) = \frac{1}{s / (2\pi f_{\text{LPF}}) + 1} \quad (\text{B1})$$

其中 f_{LPF} 为转折频率, 为了既保证有效滤除脉动分量, 又保持较快的响应速度, 将 f_{LPF} 设计为基波频率, 即 $f_{\text{LPF}} = f_0 = 50\text{Hz}$ 。

电压谐波阈值 V_{lim} :

有源阻尼器通过自适应调节虚拟电阻值能够有效阻尼 PCC 电压中由于系统不稳定而引入的谐振分量, 但是难以进一步抑制 PCC 电压中由于电网电压背景谐波而引入的稳态谐波分量。因此, 为了避免 PI 控制器 $G_{\text{RA}}(s)$ 输出饱和, 应当使 PCC 电压谐波阈值 V_{lim} 略高于系统稳定时 V_{pcc} 的稳态值, 根据 IEEE Std. 519-2014 标准的要求, 当 PCC 电压的额定值低于 1kV 时, 其总谐波失真含量应当保持在 8% 以内^[24]。考虑到陷波器 $G_{\text{NA}}(s)$ 在提取 V_{pcc} 时已经滤除了 PCC 电压中主要的低次谐波分量, 通常可以将 V_{lim} 设计得更小一些, 本文选取 $V_{\text{lim}} = 1\%V_n$, 其中 V_n 为额定电网电压有效值。

PI 控制器比例系数 K_{pR} 设计流程:

当系统稳定时, 由于 $V_{\text{pcc}} < V_{\text{lim}}$, PI 控制器 $G_{\text{RA}}(s)$ 的输出 $1/R_v$ 保持为 0, 即 R_v 无穷大; 而一旦系统不稳定而导致 V_{pcc} 超过 V_{lim} , 就要求 $G_{\text{RA}}(s)$ 在短时间内迅速将 $1/R_v$ 调整到一个足够大的值, 来为系统中的谐振提供阻尼, 而 $G_{\text{RA}}(s)$ 快速的动态响应主要是由比例项来提供的。由此可得 $G_{\text{RA}}(s)$ 的比例系数 K_{pR} 为:

$$K_{\text{pR}} = \frac{1/R_{v_p}}{V_{\text{pcc_p}}^2 - V_{\text{lim}}^2} \quad (\text{B2})$$

其中, $1/R_{v_p}$ 是当 V_{pcc} 的值上升到 $V_{\text{pcc_p}}$ 时所期望的 $G_{\text{RA}}(s)$ 比例项的输出。本文要求 $V_{\text{pcc_p}} = 10\%V_n$ 时有 $1/R_{v_p} = 0.1S$, 代入式(B2)求得 $K_{\text{pR}} \approx 2 \times 10^{-4}$ 。

PI 控制器积分系数 K_{iR} 设计流程:

在 PI 控制器 $G_{\text{RA}}(s)$ 中引入积分项的目的是实现零静差跟踪, 保证稳态时有 $V_{\text{pcc}} = V_{\text{lim}}$, 因此并不需要它有很快的动态响应。为了避免放大 V_{pcc}^2 中的脉动分量导致 $1/R_v$ 发生波动, $G_{\text{RA}}(s)$ 的转折频率 f_{LR} 应远低于系统中可能出现的谐振频率。那么, 可由下式来求取积分系数:

$$K_{\text{iR}} = 2\pi f_{\text{LR}} K_{\text{pR}} \quad (\text{B3})$$

取 $f_{\text{LR}} = 20\text{Hz}$, 代入式(B3)得到 $K_{\text{iR}} \approx 0.03$ 。