

提升三相并网逆变器稳定性的 阻抗优化控制策略

陈宇飞 陶天越

(阳光电源(江苏)有限责任公司, 南京 210000)

摘要 三相并网逆变器通常采用数字控制, 由于数字控制延时带来的负阻尼效应, 并网逆变器在并网时容易与电网阻抗(容抗)相互作用产生高频谐振, 严重影响并网系统的安全稳定运行。针对控制器延时带来的负阻尼问题, 本文忽略逆变器的低频耦合影响, 建立高频阻抗模型, 揭示高频谐振机理, 结果表明, 延时带来的负阻尼在谐振峰处与电网阻抗交互作用, 存在高频谐振风险。为了提升高频谐振稳定性, 基于控制环路无源化设计思想, 对并网电流环控制进行近似高频无源化复合阻抗重塑, 并给出参数设计过程, 通过改造控制环路实现对系统高频负阻尼的近似抵消, 提升系统的稳定运行能力。最后, 基于 Matlab/Simulink 仿真平台验证了该方法的正确性和有效性。

关键词: 三相并网逆变器; 高频谐振; 谐振机理; 阻抗重塑; 阻抗优化控制

An impedance optimization control strategy for enhancing the stability of three-phase grid-connected inverters

CHEN Yufei TAO Tianyue

(SUNGROW (Jiangsu), Nanjing 210000)

Abstract Three-phase grid-connected inverters are usually digitally controlled, and due to the negative damping effect brought about by the digital control delay, grid-connected inverters are prone to interact with the grid impedance (capacitive reactance) to produce high-frequency harmonic resonance when they are connected to the grid, which seriously affects the safe and stable operation of the power system. For the negative damping problem brought about by the controller delay, the low-frequency coupling effect of the inverter is ignored, and a high-frequency impedance model is established to reveal the high-frequency resonance mechanism, and the results show that the negative damping brought about by the delay exists a high-frequency resonance risk in the resonance peak interacting with the grid impedance. To improve the high-frequency resonance stability, based on the idea of passive design of the control loop, an approximate high-frequency passive composite impedance shaping is carried out for the grid-connected current loop control, and the parameter design process is given. An approximate high-frequency negative damping offset is achieved by modifying the control loop to enhance the stable operation capability of the system. Finally, the effectiveness of the proposed method is verified with Matlab/Simulink.

Keywords: three-phase grid-connected inverters; high-frequency resonance; resonance mechanism; impedance reshaping; impedance optimization control

0 引言

随着能源危机和环境污染问题日益突出, 新能

源并网发电技术成为人类应对该问题的重要手段之一^[1-3]。近年来, 新能源不断发展, 传统以同步机为主的电力系统逐步演化为具备高比例新能源发电单

元的新型电力系统^[4]。与传统电力系统不同, 新能源需要通过并网逆变器接入电网, 这使并网系统的动态特性变得十分复杂^[5-6]。

一般而言, 新能源发电单元远离负荷中心, 需要通过传输线路进行电能传输, 传输电缆、架空线路及各级变压器等的感抗或容抗易与并网逆变器输出阻抗产生交互作用, 进而引发并网系统谐波振荡, 危及系统安全稳定运行^[6]。其中, 不同于传统电力系统中的低频/超低频振荡, 新能源电力系统中的中、高频谐波振荡机理更加复杂。近年来, 多个工程现场频繁发生高频谐振问题^[7-10], 引发学界和工业界的广泛关注。例如, 西班牙-法国互联工程在 2015 年记录了 1.6kHz 的高频谐振现象^[7]; 我国鲁西工程在 2017 年电压电流波形中记录到 1.2kHz 的高频分量^[8]; 2018 年我国的渝鄂工程在运行过程中发生 1.8kHz 的高频谐振事故^[9]; 此外, 我国西部地区大规模光伏电站、海上风电及沙戈荒等新能源送出场景频繁发生高频谐振事故。由于高频谐振现象的产生具有高随机性、高不确定性及多影响因素诱发性等特点, 给新能源电力系统的安全稳定运行带来了巨大挑战^[10-13]。

为了分析新能源系统的高频谐振机理, 学者们开展了大量的研究工作, 目前主流的分析方法为阻抗法^[13]。基于此, 文献[14]指出, 由于存在数字控制延迟, 易引发并网系统的不稳定。文献[15]说明了基于逆变器侧电流反馈和电网电流反馈的并网逆变器, 在一定的电网条件下才能保障系统稳定。文献[16]证明了并网逆变器的数字控制延迟是系统产生负阻尼的主要原因。文献[17]分析了电力传输网络对高频谐振的影响, 指出电缆线路所构成的谐振网络为高频谐振提供了传输媒介。综上可知, 高频谐振产生的机理之一可以概括为: 由数字控制所引入的负阻尼在电力谐振网络的作用下产生的一种谐振现象。其传播特性受并网设备及电力网络的共同影响。

为解决逆变器并网系统谐波谐振问题, 学者们提出了附加装置的抑制方法。例如, 文献[18]提出在并网系统中并联一台电力电子有源阻尼器, 通过额外提供阻尼的方式实现对系统谐波振荡的抑制, 但该方法需要增设专用的电力电子变换器, 一方面提高了系统的建设和维护成本, 另一方面, 由于阻尼器同样为电力电子装置, 增加了系统产生宽频振荡的风险。文献[19]采用虚拟阻抗的阻尼思路, 通

过控制方式实现了在滤波电感和电容支路串/并联等价阻抗, 以此来增加系统高频阻尼, 但串/并联虚拟阻抗本质上相当于附加特定频段的有源阻尼控制, 当电网阻抗特性或运行方式变化时, 容易产生新的稳定性问题。为了提高阻尼的适应能力, 文献[20]提出一种自适应阻尼控制方法, 即通过实时检测谐振频率动态调整阻尼陷波器的截止频率来抑制系统谐振, 但由于检测误差、控制时延的影响, 该抑制方法的可靠性较低。同样, 文献[21]利用非线性控制来产生阻尼作用, 但所用无差拍控制方法需要采用状态观测器实时反馈, 控制器设计和实现的难度较大, 难以应用于实际控制系统中。另外, 基于有源阻尼控制的并网逆变器电流控制回路无源化方法已得到广泛研究^[22-23], 通过主动阻尼方案减轻或完全消除由时间延迟引起的系统负阻尼, 有利于提高并网系统稳定性。

本文借鉴文献[23]电流环无源化的控制思想, 提出一种适用于三相并网逆变器的近似无源化控制方法。首先介绍三相并网逆变器的结构, 建立数学模型; 其次通过阻抗模型分析系统与电网交互出现不稳定的机理, 进而提出一种电流环近似无源化的阻抗重塑方法, 通过对电流环和前馈环节的设计, 可以减弱控制延时带来的不利影响; 最后通过仿真和硬件在环实验验证所提方法的有效性。

1 三相并网逆变器结构

三相并网逆变器结构如图 1 所示。其中, V_{dc} 为直流电压, i_{abc} 、 u_{abc} 分别为并网电流和电压, i_{dq} 、 u_{dq} 分别为 dq 轴电流和电压, u_{gabc} 为电网电压, i_{dqref} 为 dq 轴电流给定值, PLL (phase locked loop) 为锁相环, $H_1(s)$ 为电流环控制器, $H_2(s)$ 为低通滤波器, F 为前馈系数, L_f 为滤波电感, C_f 为滤波电容, Z_g 为电网阻抗, θ_{pll} 为锁相环输出相位, P 为并网逆变器输出有功功率。其中, 锁相环为常规同步参考坐标系 (synchronous reference frame, SRF) -PLL。

为了不失一般性, 本文采用 LC 型滤波器, 对于 LCL 型逆变器可由电抗的串并联关系得到, 在此不再赘述。同时, 为了弱化系统频率耦合的影响, 本文选择较低带宽的 PLL (带宽为 10Hz), 以便更好地分析高频等效延时的影响。文中所有控制均在 dq 坐标系下进行。

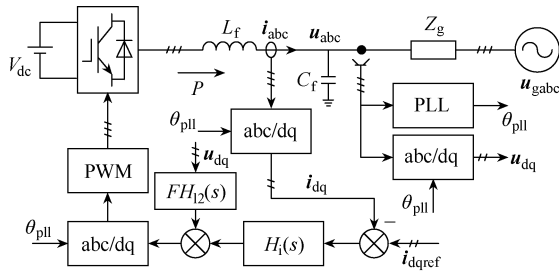


图1 三相并网逆变器结构

2 三相并网逆变器高频谐振稳定性

2.1 高频阻抗模型

根据图1, 由控制环路框图等效变换得到图2所示并网逆变器等效模型。根据文献[24]的描述, 逆变器的高频阻抗模型仅与功率电路滤波器、控制延时及电流环有关, 且不存在频率耦合影响。根据谐波线性化小信号建模原理, 并网逆变器的功率电路谐波小信号模型为

$$\begin{cases} Z_1(s)\hat{i}_p(s) = \hat{v}_o(s) - \hat{v}_p(s) \\ \hat{v}_o(s) = KV_{dc}G_d(s-j\omega_1)\hat{m}(s) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $Z_1(s)$ 为滤波电抗, 且有 $Z_1(s) = sL_f$, L_f 为滤波电感; $G_d(s)$ 为等效延时函数, $G_d(s) = e^{-T_d s}$, $T_d = 1.5T_s$, T_s 为控制中断时间; \hat{v}_p 、 \hat{i}_p 、 \hat{m} 、 \hat{v}_o 分别为并网逆变器输出电压、并网电流、调制信号及桥臂电压谐波小信号; K 为调制系数; ω_1 为工频角频率。

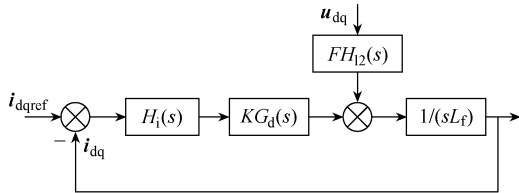


图2 并网逆变器等效模型

根据多时间尺度划分原则, 并网逆变器的高频输出阻抗仅与电流环、电压前馈控制及等效延时有关, 这样控制环路谐波小信号模型为

$$\begin{aligned} \hat{m}(s) &= FH_{12}(s-j\omega_1)\hat{v}_p(s) - \\ & H_{12}(s-j\omega_1)H_i(s-j\omega_1)\hat{i}_p(s) \end{aligned} \quad (2)$$

根据式(1)和式(2)可以得到并网逆变器的高频输出阻抗为

$$Z_o(s) = \frac{Z_1(s) + KV_{dc}H_i(s-j\omega_1)G_d(s-j\omega_1)}{1 - KV_{dc}FH_{12}(s-j\omega_1)G_d(s-j\omega_1)} \quad (3)$$

为了验证所推导高频阻抗模型的正确性, 搭建

三相并网逆变器的开关电路仿真模型, 并网逆变器参数见表1, 其中 $H_0(s)$ 为PLL的PI控制器。并网逆变器高频正序阻抗扫频结果如图3所示。由图3可以看出, 数学模型与测量阻抗基本吻合。同时, 可以发现高频段谐振峰(2kHz附近)处存在明显负电阻特性, 因此在高频段易与电网感性阻抗交互产生谐振问题。

表1 并网逆变器参数

参数	数值
P/kW	40
u_{abc}/V	400
V_{dc}/V	700
$L_f/\text{p.u.}$	0.06
$C_f/\text{p.u.}$	0.021
f_1/Hz	50
$H_i(s)$	$2.09+8.964/s$
$H_0(s)$	$0.1954+16.76/s$
F	1.0
$T_s/\mu\text{s}$	53

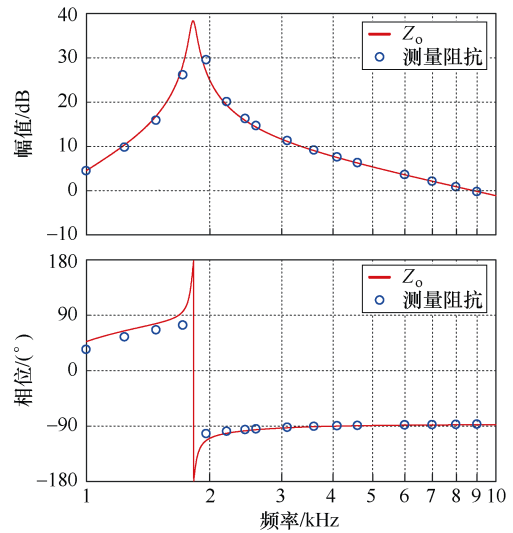


图3 并网逆变器高频正序阻抗扫频结果

2.2 高频谐振稳定性分析

图4为并网系统阻抗交互电路示意图, 其中, I_s 为前级等效理想电流源, u_{pcc} 、 i_{pcc} 为并网点电压和入网电流, Z_o 为并网逆变器输出阻抗, Z_g 为电网侧等效阻抗, u_g 为电网电压。并网电流可以表示为

$$i_{pcc}(s) = \left(I_s(s) - \frac{u_{pcc}(s)}{Z_o(s)} \right) \frac{1}{1 + \frac{Z_g(s)}{Z_o(s)}} \quad (4)$$

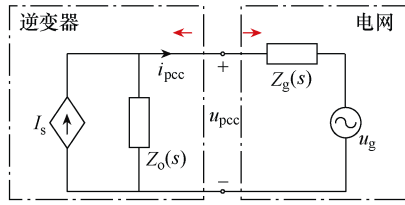


图 4 并网系统阻抗交互电路示意图

在满足并网逆变器和电网自身稳定条件的情况下，系统稳定性由 $1/(1+Z_g(s)/Z_o(s))$ 决定^[25]。根据奈奎斯特判据，并网系统的稳定裕度为

$$P_M = 180^\circ - \angle Z_g(j2\pi f_x) + \angle Z_o(j2\pi f_x) \quad (5)$$

式中， f_x 为 $Z_g(s)$ 与 $Z_o(s)$ 幅频曲线交点频率。

根据式 (5) 和表 1 中的参数可以得到并网系统高频阻抗交互特性曲线如图 5 所示，其中电网电感 L_g 分别为 0.28mH、0.14mH。由图 5 可知，当 $L_g=0.28\text{mH}$ 时，并网系统阻抗交互曲线交接频率为 2 744Hz，在该频率处，并网系统稳定裕度为 -1.28° ；当 $L_g=0.14\text{mH}$ 时，并网系统阻抗交互曲线交接频率为 3 484Hz，在该频率处，并网系统稳定裕度为 -0.64° 。图 6 为并网系统奈氏轨迹，根据奈奎斯特稳定判据可知，两种电网阻抗条件下系统均不稳定，在运行过程中并网点输出电压和电流波形中分别会存在 2.7kHz 和 3.5kHz 左右的高次谐波。

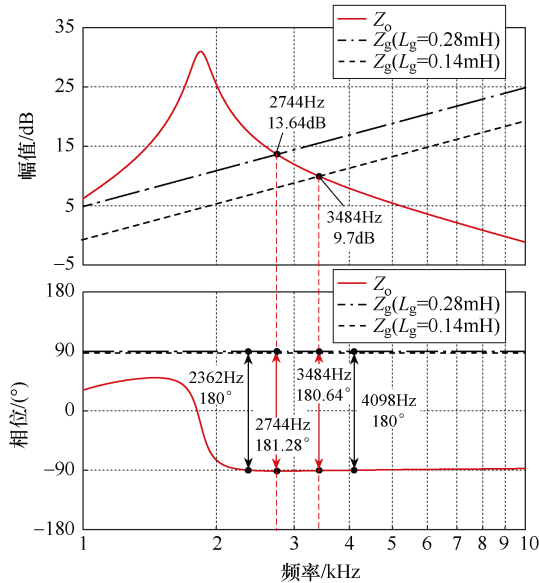


图 5 并网系统高频阻抗交互特性曲线

3 并网逆变器无源化阻抗重塑控制

3.1 高频无源化控制结构

控制延时作用使并网逆变器在高频段呈现明显

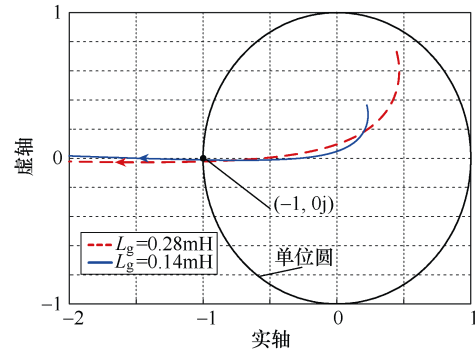


图 6 并网系统奈氏轨迹

的负电阻特性，该负电阻特性是造成并网系统产生高频谐振的主要因素^[9-10, 19]。根据阻抗分析法^[13, 25]，为了抑制高频谐振，需要削弱或消除负阻尼。由式 (3) 可知，延时传递函数出现在输出阻抗的分子和分母上，因此最简单的削弱或消除延时影响的方法是减小延时函数的增益，即电流环增益和电压前馈增益。并网系统高频阻尼优化原理如图 7 所示。

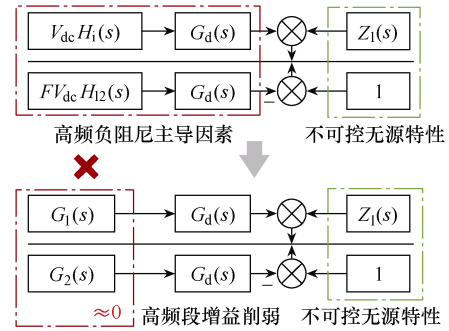


图 7 并网系统高频阻尼优化原理

由图 7 分析可知，高频阻抗控制存在两个控制通路，通过补偿控制可将有源支路近似无源化，以弱化或消除由延时带来的高频负阻尼，提升系统的稳定性。根据这一原理，可以反向推导出电流环路 and 电压前馈通路的控制器结构。并网逆变器高频无源化控制结构如图 8 所示，图中包含两个控制通路，各个控制器的传递函数分别为

$$\begin{cases} G_{i1}(s) = \frac{L_f s}{L_f s + K_{pi} G_{i2}(s)} \\ G_{i2}(s) = \frac{s}{s + \omega_c} \\ G_v(s) = \frac{s + \omega_{d1}}{s + \omega_{d2}} \cdot \frac{k_v \omega_{bp2}^2 s}{(s + \omega_{bp1})(s^2 + 2\xi \omega_{bp2} s + \omega_{bp2}^2)} \end{cases} \quad (6)$$

式中： G_{i1} 为电流环前向补偿器； G_{i2} 为高通滤波器； G_v 为零极点补偿器； K_{pi} 为并网逆变器电流环比例系

数; ω_c 为高通滤波器的截止频率; ω_{d1} 、 ω_{d2} 分别为零极点补偿器的零点和极点频率; ω_{bp1} 、 ω_{bp2} 分别为带通滤波器的上、下限截止频率; k_v 为增益系数; ξ 为阻尼系数。

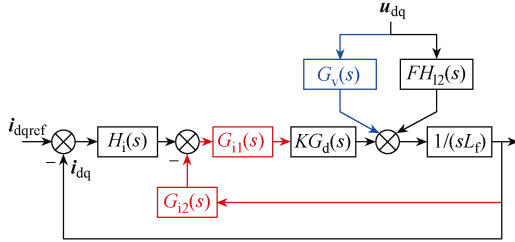


图8 并网逆变器高频无源化控制结构

3.2 高频阻抗特性分析

经过高频阻抗控制后, 根据式(3)可以得到并网逆变器的输出阻抗为

$$\begin{cases} Z_{ox} = \frac{Z_1 + KV_{dc}(H_i(s_1) - G_{i2}(s_1))G_{i1}(s_1)G_d(s_1)}{1 - KV_{dc}(FH_{i2}(s_1) + G_v(s_1))G_d(s_1)} \\ s_1 = s - j\omega_1 \end{cases} \quad (7)$$

由图5分析结果可知, 并网逆变器在2362~4098Hz存在谐振风险, 根据频率区间及高频输出特性的影响, 需要对控制器进行参数整定。下面对各个控制器进行详细分析设计。

1) 控制器 $G_{i1}(s)$ 设计

控制器 $G_{i1}(s)$ 中的参数由滤波电感和电流环PI控制器的比例系数来确定。

2) 控制器 $G_{i2}(s)$ 设计

控制器 $G_{i2}(s)$ 中主要参数为高通滤波器截止频率, 考虑到并网逆变器在2362~4098Hz存在谐振风险, 同时为了避免高通滤波器噪声问题, 可以选择 $\omega_c = 3000\pi \text{rad/s}$ 。

3) 控制器 $G_v(s)$ 设计

考虑到并网逆变器在2362~4098Hz存在谐振风险, 为了补偿在该频段的负阻尼特性, 超前补偿环节需要在该频段进行校正。因此, 选择超前补偿环节零点补偿频率和极点补偿频率为负阻尼区间, 可确定零、极点频率分别为 $3000\pi \text{rad/s}$ 和 $8196\pi \text{rad/s}$ 。

为了避免补偿控制器对并网逆变器的基本功能产生负面影响, 将超前补偿环节的补偿作用限定在所关注的频率范围内。同时, 考虑到高通滤波器及超前补偿环节的作用, 带通滤波器截止频率、超前环节补偿频率及高通滤波器截止频率间的约束关系可以描述为

$$\begin{cases} \omega_{bp2} \geq \omega_{d2} \\ \omega_{d1} \geq \omega_{bp1} \\ \omega_{bp1} \geq \omega_c \end{cases} \quad (8)$$

根据式(8)可以选择带通滤波器上、下限截止频率分别为 $8196\pi \text{rad/s}$ 和 $3000\pi \text{rad/s}$ 。

另外, 为了避免高次噪声带来的不利影响, 补偿支路在高频段的增益不能太大, 因此控制器增益系数 k_v 上限满足式(9)。

$$\begin{cases} \max_{\omega} k_v \\ \text{s.t. } |G_v(j\omega)| \leq 1 \\ \omega \leq \omega_s \end{cases} \quad (9)$$

式中, ω_s 为开关频率。同时, 为了保证高频增益, k_v 不能太小, 否则相位补偿效果不能满足阻尼需求, 综合考虑, 本文选择 $k_v = 1.6$ 。

由上述参数及式(7)可以得到并网逆变器高频无源化控制阻抗特性曲线如图9所示, 对应的奈氏轨迹如图10所示。为了分析电流通路和电压通路的作用效果, 图9中给出了4组对比曲线, 其中 Z_o 为原始阻抗曲线, Z_{o1} 、 Z_{o2} 及 Z_{o3} 分别为仅有电流补偿环路、仅有电压补偿环路和两者均有的复合控制结构。对比可以发现, 电流和电压补偿通路均能使系统具有正的阻尼, 由于频率较高, 电流补偿作用所产生的正阻尼并不明显, 电压补偿虽然能够产生较高的阻尼, 但系统负阻尼会被推至更高频段。因此,

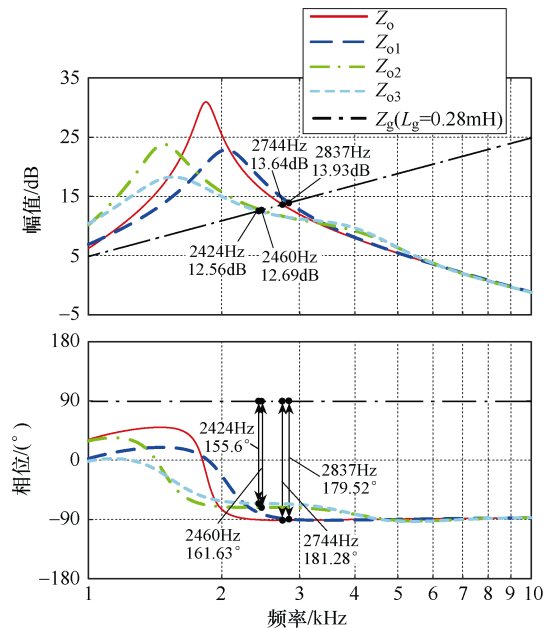


图9 并网逆变器高频无源化控制阻抗特性曲线

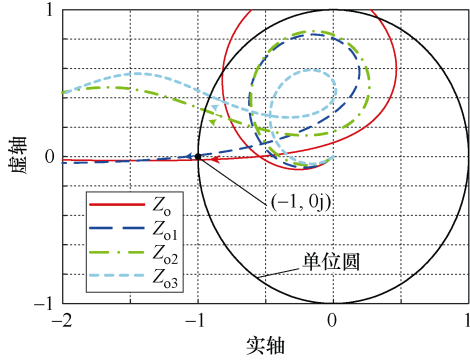


图10 并网逆变器高频无源化控制后的奈氏轨迹

结合两者优势的复合控制能够使系统具有较好的稳定特性,相比于不加控制的情况,当 $L_g=0.28\text{mH}$ 时,并网系统交接频率由 2744Hz 变为 2424Hz ,系统稳定裕度由 -1.28° 变为 24.4° ,这表明并网系统此时具有较好的稳定性。

3.3 控制器参数鲁棒性分析

由式(7)可知,所提优化控制策略能够削弱原始阻抗的负阻尼部分,控制函数分别位于输出阻抗传递函数的分子和分母上。根据式(6)可知,控制器参数包含电流环比例系数 K_{pi} ,高通滤波器的截止频率 ω_c ,零极点补偿器的零点频率 ω_{ld1} 和极点频率 ω_{ld2} ,带通滤波器的上、下限截止频率 ω_{bp1} 、 ω_{bp2} ,增益系数 k_v ,以及滤波电感 L_f 。在这些参数中,实际电路中的滤波电感 L_f 因自身非线性特性而与理论计算存在偏差,这会影响到控制器的控制效果,因此需要分析控制函数对滤波电感 L_f 的适应性。

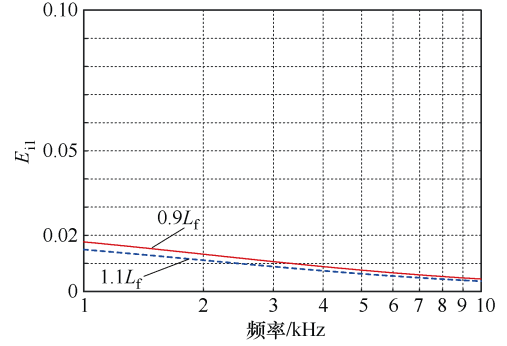
假设滤波电感 L_f 的实际值为 L'_f ,控制函数则为

$$G'_{i1}(s) = \frac{L'_f s}{L'_f s + K_{pi} G_{i2}(s)} \quad (10)$$

以原始控制函数 $G_{i1}(j2\pi f)$ 的幅值为基准(其中 f 为频率), $G_{i1}(j2\pi f)$ 和 $G'_{i1}(j2\pi f)$ 的误差幅值的标幺值 E_{i1} 可表示为

$$E_{i1}(f) = \frac{|G_{i1}(j2\pi f) - G'_{i1}(j2\pi f)|}{|G_{i1}(j2\pi f)|} \quad (11)$$

实际中,通常考虑滤波电感 L_f 存在 $\pm 10\%$ 的误差,即 $0.9L_f$ 和 $1.1L_f$,代入式(11)中可以得到误差幅值标幺值如图11所示。由图11可以看出,在滤波电感 L_f 存在 $\pm 10\%$ 误差的情况下,控制器的误差不超过0.02(频率大于 1kHz),且随着频率的增加,控制器的误差越来越小。这说明控制器受滤波参数实际值的影响较小,在一定的误差范围内控制器的控制性能不会受到较大影响。

图11 滤波电感 L_f 变化的误差 E_{i1} 幅值标幺值

4 仿真实验

4.1 稳定性分析

为了验证本文高频阻抗理论分析和阻抗复合控制的正确性,搭建如图1所示的并网系统仿真模型,参数见表1。仿真中,给定电流1s后进入稳态值。在表1参数条件下对并网系统进行仿真分析,得到未加阻抗控制时的并网逆变器输出电压电流波形如图12所示。当 $L_g=0.28\text{mH}$ 时,起始时刻可以发现电压波形中已经出现明显谐波,当电流达到给定值后,图12(a)展示了并网逆变器并网点电压和电流波形,可以明显看到无论是电压还是并网电流波形,其中均含有大量的高次谐波,以致基波分量被完全覆盖。

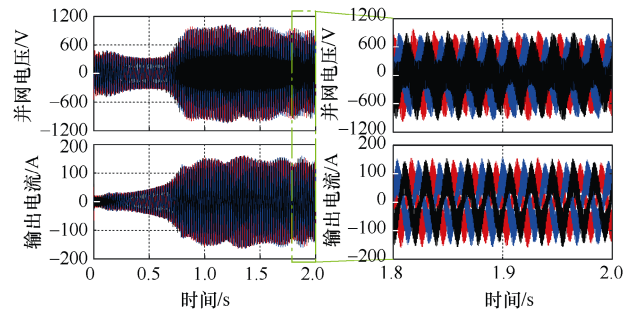
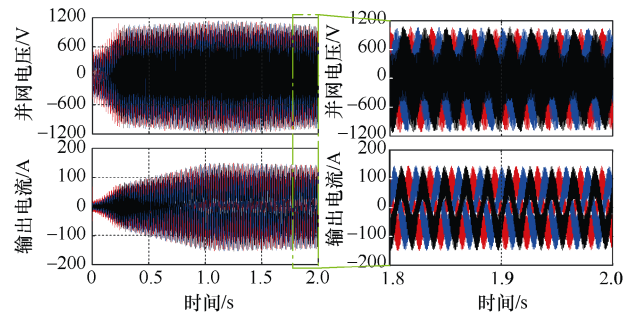
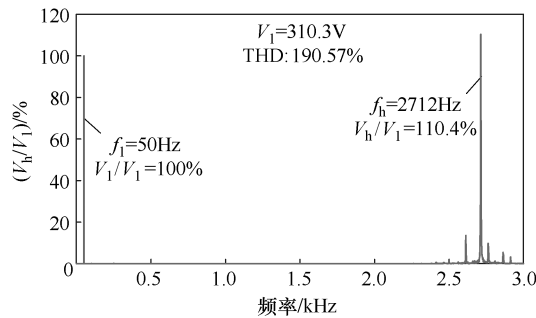
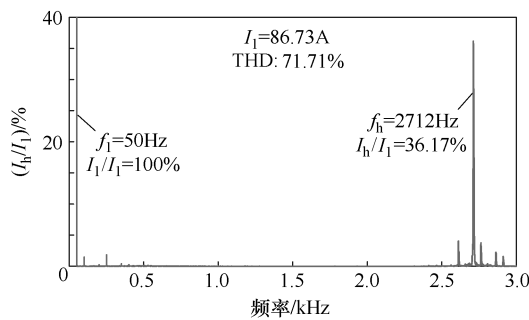
(a) $L_g=0.28\text{mH}$ (b) $L_g=0.14\text{mH}$

图12 未加阻抗控制时的并网逆变器输出电压电流波形

当 $L_g=0.28\text{mH}$ 时, 并网逆变器电压和电流的快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 分析结果如图 13 所示, 其中 V_1 、 I_1 、 f_1 为基波分量, V_h 、 I_h 、 f_h 为谐波分量。结果表明, 电压波形中存在明显的 2712Hz 的谐波分量, 其含量为 110.4% (相对于基波), 远超过基波分量, 说明系统出现了谐波放大效应; 同时, 对应电流分量中也存在明显的 2712Hz 高频分量, 谐波频率与前文图 5 结果基本一致, 说明了理论建模和稳定性分析结果的正确性。



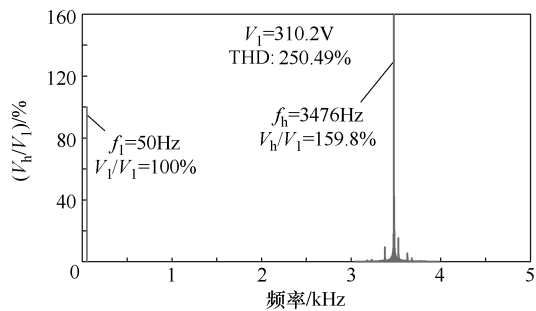
(a) 电压 FFT 分析结果



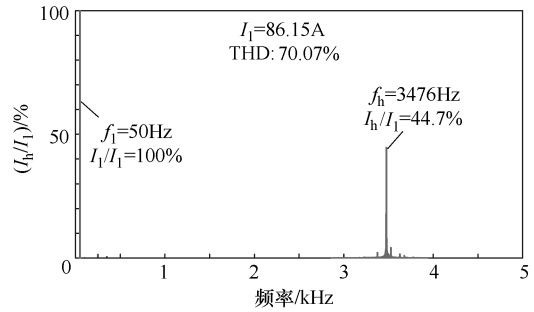
(b) 电流 FFT 分析结果

图 13 并网逆变器电压和电流 FFT 分析结果
($L_g=0.28\text{mH}$)

当 $L_g=0.14\text{mH}$ 时, 图 12 (b) 展示了并网逆变器并网点电压和电流波形。与图 12 (a) 类似, 输出电压和并网电流波形中均含有大量的高次谐波, 此时并网逆变器电压和电流 FFT 分析结果如图 14 所示, 结果表明电压波形中存在明显的 3476Hz 的



(a) 电压 FFT 分析结果



(b) 电流 FFT 分析结果

图 14 并网逆变器电压和电流 FFT 分析结果
($L_g=0.14\text{mH}$)

谐波分量, 其含量为 159.8% (相对于基波), 远超过基波分量, 说明系统出现了谐波放大效应; 同时, 对应电流分量中也存在明显的 3476Hz 的高频分量, 谐波频率与前文图 5 结果基本一致, 说明了理论建模和稳定性分析结果的正确性。

4.2 高频阻抗重塑分析

为了提高系统的稳定性, 对本文所提高频阻抗重塑控制方法进行验证, 在表 1 参数条件下, 根据前文分析对高频阻抗控制器进行设计, 具体参数与 3.2 节分析参数一致。

同样条件下, 对采用阻抗控制后的并网系统再次进行仿真, 得到采用高频阻抗控制后并网点电压电流波形如图 15 所示。可以发现, 在采用本文所提

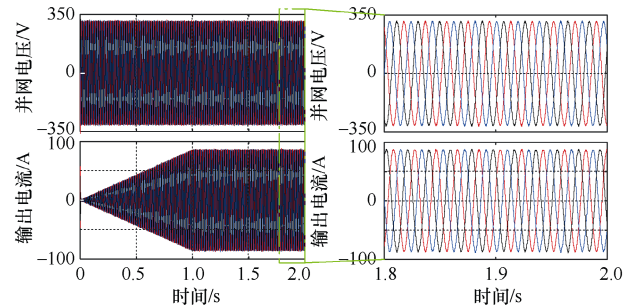
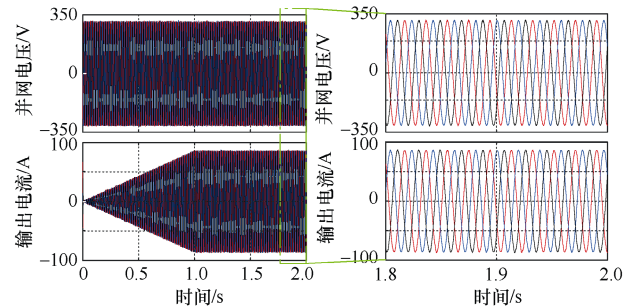
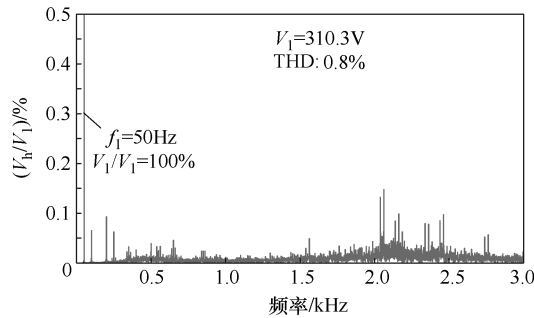
(a) $L_g=0.28\text{mH}$ (b) $L_g=0.14\text{mH}$

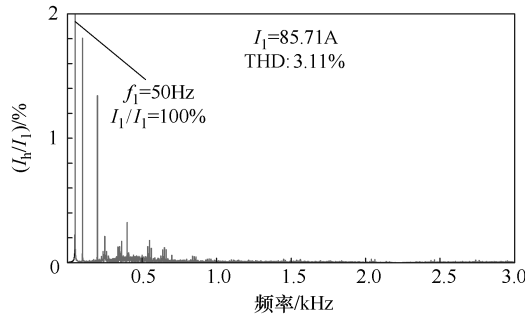
图 15 采用高频阻抗控制后并网点电压电流波形

控制方法后，电流缓启动过程中已无明显的谐波，说明系统运行状态优于原始控制的情况。图 15 (a) 和图 15 (b) 对比图 12 (a) 和图 12 (b) 可以明显看出，采用本文所提控制方法后，系统输出的电压和电流正弦度较好，且无明显的谐波分量，这说明所提阻抗控制方法能够削弱系统的高频负阻尼，进而达到改善并网系统稳定性的效果。

对图 15 (a) 和图 15 (b) 所示的电压和电流波形进行 FFT 分析，其分析结果分别如图 16 和图 17 所示。其中，当 $L_g=0.28\text{mH}$ 时，电压波形 FFT 分析结果表明高次谐波不足 0.15%，总谐波畸变率 (total harmonic distortion, THD) 仅为 0.8% 左右，说明电压波形质量较好，高频谐波得到了很好的抑制，且无高频谐振风险。同样地，当 $L_g=0.14\text{mH}$ 时，电流

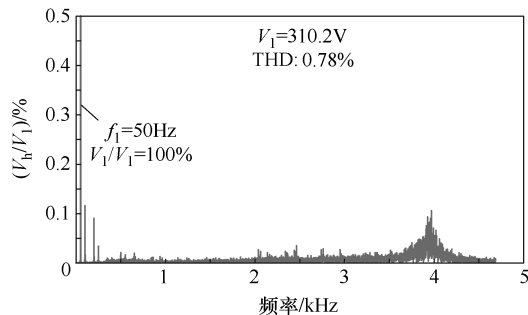


(a) 电压 FFT 分析结果

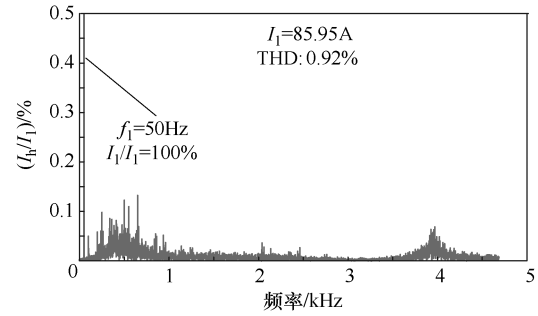


(b) 电流 FFT 分析结果

图 16 采用高频阻抗控制后并网逆变器电压和电流 FFT 分析结果 ($L_g=0.28\text{mH}$)



(a) 电压 FFT 分析结果



(b) 电流 FFT 分析结果

图 17 采用高频阻抗控制后并网逆变器电压和电流 FFT 分析结果 ($L_g=0.14\text{mH}$)

FFT 分析结果 THD 为 0.92%，满足低压电网 THD 标准，说明并网电流质量良好，且高频分量几乎为 0，这也充分说明了所提控制方法的有效性和理论分析结果的正确性。

5 结论

本文针对并网逆变器高频谐波振荡问题，通过谐波线性化建模方法建立了三相并网逆变器高频阻抗模型，对并网交互系统高频谐波稳定性进行了分析，分析结果表明：并网逆变器控制延时会导致高频段产生负阻尼，该负阻尼致使并网系统存在高频谐振风险。为了提升系统的稳定性，本文从无源化控制角度入手，结合并网逆变器高频输出阻抗数学表达式，提出了一种高频阻抗重塑控制方法，以削弱高频负阻尼作用。理论分析和仿真结果证明了分析结果的正确性和控制方法的有效性。此外，稳定性与电网条件也存在较大关系，后续工作将围绕复杂电网条件下的稳定性分析进行下一步研究。

参考文献

- [1] 胡石阳, 刘国荣. 基于虚拟同步机的新能源并网智能控制研究[J]. 电气技术, 2022, 23(10): 10-17.
- [2] 姜素华, 张立静, 吴耀武, 等. 低碳经济下电动汽车集群与电力系统间的协调优化运行[J]. 电工技术学报, 2017, 32(5): 176-183.
- [3] 周孝信, 陈树勇, 鲁宗相, 等. 能源转型中我国新一代电力系统的技术特征[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(7): 1893-1904.
- [4] BOROYEVICH D, CVETKOVIC I, BURGOS R, et al. Intergrid: a future electronic energy network[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2013, 1(3): 127-138.
- [5] 李明节, 于钊, 许涛, 等. 新能源并网系统引发的复

- 杂振荡问题及其对策研究[J]. 电网技术, 2017, 41(4): 1035-1042.
- [6] 谢小荣, 刘华坤, 贺静波, 等. 电力系统新型振荡问题浅析[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(10): 2821-2828.
- [7] SAAD H, FILLION Y, DESCHANVRES S, et al. On resonances and harmonics in HVDC-MMC station connected to AC grid[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(3): 1565-1573.
- [8] ZOU Changyue, RAO Hong, XU Shukai, et al. Analysis of resonance between a VSC-HVDC converter and the AC grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10157-10168.
- [9] 郭贤珊, 刘斌, 梅红明, 等. 渝鄂直流背靠背联网工程交直流系统谐振分析与抑制[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(20): 157-164.
- [10] 杨诗琦, 刘开培, 秦亮, 等. MMC-HVDC 高频振荡问题研究进展[J]. 高电压技术, 2021, 47(10): 3485-3496.
- [11] 唐圣德, 胡海涛, 肖冬华, 等. 基于阻抗测量信息的电气化铁路“多车共网”系统稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2024, 39(19): 6039-6053.
- [12] 江海涛, 顾文, 梅睿, 等. 某海上风电场谐波谐振实测及仿真分析[J]. 电气技术, 2021, 22(11): 20-26.
- [13] 姜齐荣, 王玉芝. 电力电子设备高占比电力系统电磁振荡分析与抑制综述[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(22): 7185-7200.
- [14] 郑堃, 周林, 张前进, 等. 数字控制下光伏并网逆变器稳定性分析及参数优化设计[J]. 电工技术学报, 2018, 33(8): 1802-1813.
- [15] PAN Donghua, RUAN Xinbo, WANG Xiongfei, et al. A highly robust single-loop current control scheme for grid-connected inverter with an improved LCCL filter configuration[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8474-8487.
- [16] 张萍, 沈新鹤. 基于 H_∞ 混合灵敏度的并网逆变器谐振控制策略[J]. 电气技术, 2022, 23(11): 6-12.
- [17] 秦垚, 王晗, 庄圣伦, 等. 海上风电场集电网的高频谐振分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(14): 5169-5182.
- [18] JIA Lei, RUAN Xinbo, ZHAO Wenxin, 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.
- [19] PAN Donghua, RUAN Xinbo, BAO Chenlei, et al. Capacitor-current-feedback active damping with reduced computation delay for improving robustness of LCL-type grid-connected inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3414-3427.
- [20] 朱介北, 刘晓龙, 聂川杰, 等. 基于自适应滤波器的双馈风机次同步振荡抑制控制方案[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(增刊 1): 44-56.
- [21] HU Mingjin, HUA Wei, XIAO Huafeng, et al. Fast current control without computational delay by minimizing update latency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12207-12212.
- [22] 郭小龙, 杨桂兴, 张彦军, 等. 构网型储能变流器并网系统 SISO 环路增益建模与重塑控制[J]. 电气技术, 2023, 24(2): 24-31, 51.
- [23] WU Heng, WANG Xiongfei. Passivity-based dual-loop vector voltage and current control for grid-forming VSCs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 8647-8652.
- [24] 张东辉, 陈新, 杨舒婷, 等. 含静止无功补偿装置的光伏电站高频谐振分析及抑制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(24): 9580-9594.
- [25] 陈新, 王赟程, 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.

收稿日期: 2024-09-24

修回日期: 2024-11-23

作者简介

陈宇飞(1990—), 男, 江苏省南京市人, 硕士, 中级工程师, 主要从事光伏/储能变流器运行与控制工作。