

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230151

基于改进电容电流反馈的含非线性负载光伏并网系统振荡抑制策略

王渝红, 程杨帆, 廖建权, 王馨瑶

(四川大学, 四川 成都 610065)

摘要: 在含非线性负载的光伏并网系统中, 光伏发电单元、非线性负载、电网三者之间的相互作用可能导致系统出现振荡, 因此提出一种改进的电容电流反馈有源阻尼(capacitor current feedback active damping, CCFAD)控制方法。首先, 采用谐波线性化方法建立含非线性负载的光伏并网系统序阻抗模型, 并基于阻抗模型和对数频率稳定判据揭示含非线性负载的光伏并网系统振荡特性。随后, 基于负电阻理论定义阻抗相对灵敏度指标, 评价不同参数变化对系统阻抗特性的影响程度, 获取影响系统稳定性的关键参数。基于不同参数的阻抗相对灵敏度分析, 提出一种改进的 CCFAD 方法。该方法拓展了传统 CCFAD 的正阻尼区域, 有效地改善了系统输出阻抗的相位裕度, 提高了系统稳定性。最后, 在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型, 验证了分析方法的正确性和所提控制策略的有效性。

关键词: 光伏并网系统; 非线性负载; 阻抗相对灵敏度; 改进电容电流反馈; 有源阻尼控制

Oscillation suppression strategy of a PV grid-connected system with nonlinear loads based on improved capacitor current feedback

WANG Yuhong, CHENG Yangfan, LIAO Jianquan, WANG Xinyao

(Sichuan University, Chengdu 610065, China)

Abstract: The interaction of photovoltaics (PV), nonlinear load, and the AC grid may lead to oscillation in a PV grid-connected system with nonlinear loads. To address this issue, an improved capacitor current feedback active damping (CCFAD) control method is proposed. The harmonic linearization method is used to establish the sequence impedance model of the PV grid-connected system with nonlinear loads first. Then the resonant characteristics of the system are revealed based on the impedance model and a stability criterion. Subsequently, based on negative-resistance theory, impedance relative sensitivity is developed to evaluate the impacts of parameter change on system impedance characteristics and to identify the key factors influencing the resonant properties of the system. An improved CCFAD method is proposed based on impedance relative sensitivity analysis. This not only extends the positive damping region of the traditional CCFAD, but also improves the phase margin of the system output impedance. The stability of the system is effectively improved. Finally, the correctness of the analysis and the effectiveness of the proposed control strategy are verified by Matlab/Simulink simulation analysis.

This work is supported by the National Key Research and Development Program of China (No. 2021YFB2400800).

Key words: PV grid-connected system; nonlinear load; impedance relative sensitivity; improved capacitor current feedback; active damping control

0 引言

为推动实现“双碳”目标, 以光伏为代表的新能源发电和以电动汽车为代表的非线性负载在电力系统中的高渗透接入是我国未来电网的重要特征之

一^[1-2]。然而, 由于电力电子设备的非线性、强耦合性特点, 非线性负载、光伏、电网之间相互作用可能引发系统振荡, 对电网及连接设备构成风险, 甚至引起通信故障、影响系统保护^[3-6]。因此, 分析含非线性负载的光伏并网系统谐振特性并研究其振荡抑制策略具有重要的意义。

常用于稳定性分析的方法可以分为状态空间法

基金项目: 国家重点研发计划项目资助(2021YFB2400800)

和阻抗分析法。比起状态空间模型, 阻抗模型忽略设备与电网系统内部状态特性, 更关注端口特性, 任一子系统的结构参数发生变化不会影响到其余部分, 降低了系统分析的难度^[7]。文献[8]建立了包含完整的控制系统的光伏并网逆变器阻抗模型, 并对比了电流内环分别采用 PI 和 PR 两种控制方式的性能。文献[9]采用谐波线性化方法建立了考虑频率耦合的光伏并网系统序阻抗模型并定量分析了耦合频率项对系统稳定性的影响。文献[10]在考虑频率耦合的基础上, 进一步分析了弱电网下锁相环对并网系统稳定性的影响。上述文献均基于定电网阻抗研究光伏并网系统的稳定性, 并未考虑电网阻抗变化对系统稳定性的影响, 而弱交流电网阻抗变化范围广泛, 因此定电网阻抗下所得结论有一定局限性。

为研究电网阻抗变化对系统稳定性的影响, 文献[11-12]分析了不同频段下电网阻抗变化对光伏并网系统稳定性的影响, 发现电网阻抗增大可以抑制低频(< 50 Hz)振荡, 但会降低高频(> 300 Hz)稳定性。已有文献虽然对光伏并网逆变器与电网的交互机理研究较为深入, 但并未考虑非线性负载的影响。文献[13]基于阻抗法研究了源型 PWM 逆变器与负载型 PWM 整流器对系统稳定性的影响, 并揭示了源型 PWM 逆变器与负载型 PWM 整流器相互作用时存在高频振荡, 但仅分析了基于 PWM 整流器的非线性负载且未考虑公共电网等效阻抗的影响, 因此具有一定局限性。

上述文献虽然对光伏并网逆变器与电网的交互机理研究较为深入, 但较少涉及到含非线性负载的光伏并网系统阻抗建模与稳定性分析, 因此有必要对含非线性负载的光伏并网系统进行阻抗建模并分析其稳定性。

在光伏并网系统振荡抑制方面, 因电容电流反馈有源阻尼(capacitor current feedback active damping, CCFAD)控制简单有效、没有额外的功率损失且对滤波器性能影响最小, 所以在工业上得到广泛应用^[14-15]。然而, 由于数字控制系统延时的影响, CCFAD 仅在 $(0, f_s/6)$ (f_s 为采样频率) 范围内为正阻尼, 当系统振荡频率由于电网阻抗变化、滤波器参数波动及非线性负载功率水平变化等原因偏移至 CCFAD 的不稳定区域时, CCFAD 不能抑制振荡^[16-20]。

为扩大 CCFAD 的正阻尼区域, 文献[17]在电容电流反馈支路中引入一阶超前相位补偿环节, 该方法能将原来的阻尼分界频率 $f_s/6$ 提升至 $f_s/4$ 。在此基础上, 文献[18]提出一种基于一阶低通滤波器的改进 CCFAD 策略, 将正阻尼区域进一步提升至

$(f_s/3, f_s/2)$ 区间内。文献[19]提出在电容电流反馈路径中增加一种不稳定的二阶相位补偿器以消除数字系统控制延时带来的负面影响, 该方法虽然能拓宽 CCFAD 的正阻尼区域至 Nyquist 频率, 但需要联合相位补偿器重新设计电流控制器的参数以保证系统稳定性, 参数整定复杂。文献[20]基于方框图等变换规则提出了一种消除时滞的补偿方式, 该方法虽然保证了 CCFAD 等效为正常电阻但理论分析并未考虑电网阻抗, 其参数整定方法具有一定局限性。

针对含非线性负载的光伏并网系统, 本文首先采用谐波线性化方法建立其序阻抗模型, 并使用对数频率稳定判据分析系统的谐振特性; 随后, 基于负电阻理论提出阻抗相对灵敏度指标, 分析不同参数对系统阻抗特性的影响, 获取影响系统稳定性的关键参数; 在此基础上, 提出一种改进的 CCFAD 控制方法, 并通过时域仿真验证分析的正确性和控制策略的有效性。

1 含非线性负载的光伏并网系统序阻抗建模

1.1 系统结构与控制

含非线性负载的光伏并网系统主电路拓扑结构如图 1 所示, 包含光伏并网逆变器、非线性负载及交流电网三部分。

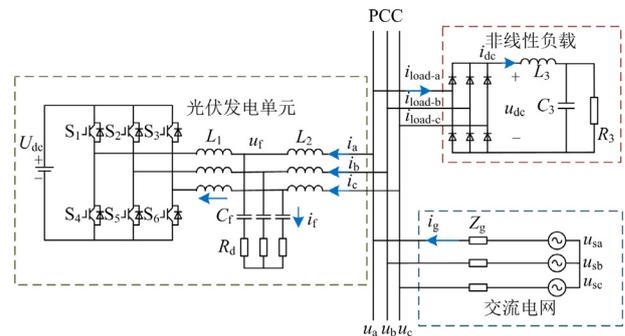


图 1 含非线性负载的光伏并网系统结构图

Fig. 1 Structure diagram of PV grid-connected system with nonlinear loads

为简化分析过程, 光伏发电单元直流侧采用简化模型, 其直流电压等效为 U_{dc} , 通过三相 LCL 型并网逆变器接入公共耦合点(point of common coupling, PCC), L_1 、 L_2 、 C_f 、 R_d 组成 LCL 型滤波器, 控制环节包含锁相环(phase lock loop, PLL)、电流内环及功率外环。三相不控整流器由于其成本效益好、拓扑结构简单被广泛应用于电动汽车充电机、变速驱动电机等非线性负载的前端功率转换^[21-22]。因此, 本文非线性负载采用三相不控整流装置接入 PCC 点, L_3 和 C_3 组成非线性负载直流侧的 LC 滤波器, 直流负载等效为 R_3 。交流电网采用戴维南电路

等效, u_{si} ($i = a, b, c$) 为交流电源电压, Z_g 为电网等效阻抗(考虑对系统稳定性影响最坏的情况, 后文 Z_g 均用 sL_g 表示, 其中 s 为拉普拉斯算子, L_g 为交流电网等效电感)。

根据交流系统阻抗等效方法^[23], 图 1 可等效为如图 2 所示的小信号模型。其中, 光伏发电单元以及非线性负载分别等效为一个理想电流源并联其输出阻抗, $i_s(s)$ 、 $Z_{pv}(s)$ 是光伏发电单元的等效电流源和输出阻抗, $i_{load}(s)$ 、 $Z_{load}(s)$ 是非线性负载的等效电流源和输出阻抗。由图 2 可得 PCC 点电压 $u_{PCC}(s)$ 表达式, 如式(1)所示。

$$u_{PCC}(s) = \frac{(i_{load}(s) + i_{pv}(s))Z_g(s) + u_s(s)}{1 + Z_g(s)/(Z_{pv}(s) \parallel Z_{load}(s))} \quad (1)$$

若光伏发电单元、非线性负载分别满足在理想电压源供电下的稳定条件, 则含非线性负载的光伏并网系统稳定性取决于 $Z_g(s)/(Z_{pv}(s) \parallel Z_{load}(s))$ 是否满足 Nyquist 稳定判据。为便于后文描述, 将光伏发电单元与非线性负载并联的系统简称为并联子系统, 则并联子系统的阻抗 $Z_s(s)$ 表达式为

$$Z_s(s) = Z_{pv}(s) \parallel Z_{load}(s) \quad (2)$$

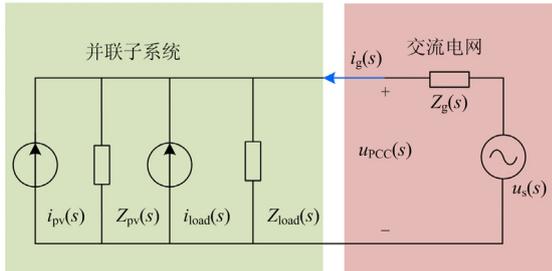


图 2 含非线性负载的光伏并网系统小信号模型

Fig. 2 Small signal model of PV grid-connected system with nonlinear loads

1.2 系统阻抗建模

由前文分析可知, 建立含非线性负载的光伏并网系统阻抗模型是进行稳定性分析的基础。关于 LCL 型光伏并网逆变器的阻抗建模目前已有较多研究, 本文采用的光伏阻抗模型与文献[15]一致, 此处不再赘述。下面采用谐波线性化方法对基于三相不控整流的非线性负载进行序阻抗建模。

基于前端三相不控整流的非线性负载其结构如图 1 所示, 整流电路采用三相桥式全波整流结构, 开关元件为二极管, 不含锁相环和直流电流控制环节。设 PCC 点处三相电压分别为 $u_a(t)$ 、 $u_b(t)$ 、 $u_c(t)$; 非线性负荷交流侧三相电流分别为 $i_{load-a}(t)$ 、

$i_{load-b}(t)$ 、 $i_{load-c}(t)$; 直流侧电压、电流分别为 $u_{dc}(t)$ 、 $i_{dc}(t)$; 直流侧等效阻抗为 Z_{dc} 。

为建立非线性负载的序阻抗模型, 首先采用双重傅里叶变换推导谐波扰动下开关函数的频域表达式, 进一步得到非线性负载交直流侧电压、电流的频谱模型, 从而求得非线性负载的阻抗模型。

设 PCC 点处 a 相交流电压 $u_a(t) = V_1 \sin(2\pi f_1 t) + V_p \sin(2\pi f_p t)$, 其中: V_1 、 V_p 分别为基波电压幅值、正序谐波电压幅值; f_1 、 f_p 为基波电压频率、正序谐波电压频率, 为简化建模过程, 不考虑谐波电压初相。假设直流侧电流 $i_{dc}(t)$ 连续, 非线性负载交直流侧电流、电压关系可表示为

$$u_{dc}(t) = \sum_{i=a,b,c} s_i(t) u_i(t) \quad (3)$$

$$i_{load-i}(t) = s_i(t) i_{dc}(t), \quad i = a, b, c \quad (4)$$

式中, $s_i(t)$ 为对应相的开关函数。当该相电压为三相电压中的最大值时, $s_i(t) = 1$; 当该相电压为三相电压中的最小值时, $s_i(t) = -1$; 其余时间 $s_i(t) = 0$ 。a 相开关函数 $s_a(t)$ 可表示为两符号函数之差, 如式(5)所示, 另外两相开关函数也可用对应的符号函数表示。

$$s_a(t) = \frac{1}{2} [\text{sgn}[u_a(t) - u_b(t)] - \text{sgn}[u_c(t) - u_a(t)]] \quad (5)$$

为得到开关函数的频域表达式, 需要对相应的两符号函数建立频谱模型, 以 $\text{sgn}[u_a(t) - u_b(t)]$ 为例, 考虑正序扰动下的频谱模型, $u_a(t) - u_b(t)$ 可表示为

$$u_a(t) - u_b(t) = \sqrt{3} V_1 \cos(2\pi f_1 t - \frac{\pi}{3}) + \quad (6)$$

$$\sqrt{3} V_p \sin \frac{\pi}{3} \cos(2\pi f_p t - \frac{\pi}{3})$$

同理, 当 $u_a(t) - u_b(t) > 0$ 时, $\text{sgn}[u_a(t) - u_b(t)] = 1$; 当 $u_a(t) - u_b(t) < 0$ 时, $\text{sgn}[u_a(t) - u_b(t)] = -1$ 。因该符号函数功能与脉宽调制采用的开关函数功能一致, 将式(6)改写为式(7)。

$$u_a(t) - u_b(t) = u_{ref}(t) - u_{carry}(t) \quad (7)$$

$$\begin{cases} u_{ref}(t) = \sqrt{3} V_1 \cos(2\pi f_1 t - \frac{\pi}{3}) \\ u_{carry}(t) = -\sqrt{3} V_p \cos(2\pi f_p t - \frac{\pi}{3}) \end{cases} \quad (8)$$

从式(7)、式(8)可看出, 信号 $\text{sgn}[u_a(t) - u_b(t)]$ 被分解为调制波 $u_{ref}(t)$ 和载波 $u_{carry}(t)$ 的符号函数, 则双重傅里叶变换的时间变量可取为

$$\begin{cases} x(t) = 2\pi f_1 t - \frac{\pi}{3} \\ y(t) = 2\pi f_p t - \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (9)$$

此时, $\text{sgn}[u_a(t) - u_b(t)]$ 定义为两个时间变量的函数 $f(x, y)$, 其频谱模型如式(10)、式(11)所示。

$$\begin{aligned} f(x, y) = & \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(ny) + B_{0n} \sin(ny)] + \\ & \sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cos(mx) + B_{m0} \sin(mx)] + \\ & \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{n=\infty} [A_{mn} \cos(mx + ny) + B_{mn} \sin(mx + ny)] \end{aligned} \quad (10)$$

$$C_{mn} = A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (11)$$

式中, C_{mn} 为频率分量 $(mf_1 + nf_p)$ 的傅里叶级数。定义 $M = V_p / V_1$, 积分区间 $x_G \in [-\text{acos}(-M \cos y), \text{acos}(-M \cos y)]$ [24], 则式(11)可改写为

$$C_{mn} = A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\text{acos}(-M \cos y)}^{\text{acos}(-M \cos y)} f(x, y) e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (12)$$

根据式(12)可计算开关函数 $\text{sgn}[u_a(t) - u_b(t)]$ 对应频率下的傅里叶级数。

1) 当 $m = 0$ 、 $n > 0$ 时, C_{01} 只在 $n = 1$ 时不为 0, 其值为

$$C_{01} = A_{01} + jB_{01} = \frac{2M}{\pi} \quad (13)$$

2) 当 $m = 0$ 、 $n > 0$ 时, C_{m0} 的计算公式为

$$C_{m0} = A_{m0} + jB_{m0} = \frac{4}{m\pi} J_0(mM) \sin\left(m \frac{\pi}{2}\right) \quad (14)$$

3) 当 $m = 0$ 、 $n \neq 0$ 时, C_{mn} 的计算公式为

$$C_{mn} = A_{mn} + jB_{mn} = \frac{4}{m\pi} J_n(mM) \sin\left[(m+n) \frac{\pi}{2}\right] \quad (15)$$

式中, $J_0(mM)$ 和 $J_n(mM)$ 为第一类贝塞尔函数。结合式(10)—式(15), 可得开关函数 $\text{sgn}[u_a(t) - u_b(t)]$ 的双重傅里叶级数, 同理可求取另外 5 个开关函数, 它们只在相位上相差 120° 的整数倍。由式(5)—式(15)及三相开关函数的相位关系可推导出开关函数 $s_a(t)$ 、 $s_b(t)$ 、 $s_c(t)$ 的频谱模型, 如式(16)—式(18)所示。

$$s_a[h] = \begin{cases} -\frac{(-1)^k j\sqrt{3}}{(6k \pm 1)\pi}, h = (6k \pm 1)f_1 \\ \frac{M}{\pi} \cos\left(\frac{2k\pi}{3} \mp \frac{\pi}{6}\right) e^{\mp j(\pi/2)} e^{jk\pi}, h = 2kf_1 \pm f_p \end{cases} \quad (16)$$

$$s_b[h] = \begin{cases} -\frac{(-1)^k j\sqrt{3} e^{\mp j(2\pi/3)}}{(6k \pm 1)\pi}, h = (6k \pm 1)f_1 \\ \frac{M}{\pi} \cos\left(\frac{2k\pi}{3} \mp \frac{\pi}{6}\right) e^{\pm j(5\pi/6)} e^{-j(k\pi/3)}, h = 2kf_1 \pm f_p \end{cases} \quad (17)$$

$$s_c[h] = \begin{cases} -\frac{(-1)^k j\sqrt{3} e^{\pm j(2\pi/3)}}{(6k \pm 1)\pi}, h = (6k \pm 1)f_1 \\ \frac{M}{\pi} \cos\left(\frac{2k\pi}{3} \mp \frac{\pi}{6}\right) e^{\pm j(\pi/6)} e^{j(k\pi/3)}, h = 2kf_1 \pm f_p \end{cases} \quad (18)$$

将式(3)、式(4)改写成频域卷积形式, 结合式(16)—式(18), 直流侧电压电流、交流侧电流的计算公式为

$$u_{dc}[h] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left\{ s_a[k] u_a[h-k] + s_b[k] u_b[h-k] + s_c[k] u_c[h-k] \right\} \quad (19)$$

$$i_{dc}[h] = \frac{u_{dc}[h]}{Z_{dc}[h]} \quad (20)$$

$$i_{load-i}[h] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_i[h] i_{dc}[h-k] \quad (21)$$

由式(19)—式(21)可得非线性负载 a 相电流正序谐波分量, 如式(22)所示。同理可得负序扰动下 a 相电流对应谐波频率下的表达式, 如式(23)所示。正负序谐波频率下电压与电流的比值即为正负序谐波阻抗 $Z_{loadp}(s)$ 、 $Z_{loadn}(s)$, 如式(24)、式(25)所示。由傅里叶级数性质可知, 谐波次数越高, 其分量越小, 因此考虑 $k = 0$ 下的近似阻抗模型, 如式(26)、式(27)所示。

$$i_{load-a}[\pm f_p] = \frac{9u_p e^{\mp j(\pi/2)}}{2\pi^2}$$

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{(1-36k^2)Z_{dc}(j12\pi k f_1)} + \frac{1}{(1 \mp 6k)^2 Z_{dc}(j12\pi k f_1 \mp j2\pi(f_1 - f_p))} \right] \quad (22)$$

$$i_{load-a}[\pm f_n] = \frac{9u_n e^{\mp j(\pi/2)}}{2\pi^2}$$

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{(1-36k^2)Z_{dc}(j12\pi k f_1)} + \frac{1}{(1 \pm 6k)^2 Z_{dc}(j12\pi k f_1 \pm j2\pi(f_1 + f_n))} \right] \quad (23)$$

$$Z_{loadp}(s) = \frac{\pi^2}{9} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{(1-36k^2)Z_{dc}(j12\pi kf_1)} + \frac{1}{(1-6k)^2 Z_{dc}(s + j2\pi(6k-1)f_1)} \right] \right\}^{-1} \quad (24)$$

$$Z_{loadn}(s) = \frac{\pi^2}{9} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{(1-36k^2)Z_{dc}(j12\pi kf_1)} + \frac{1}{(1+6k)^2 Z_{dc}(s + j2\pi(6k+1)f_1)} \right] \right\}^{-1} \quad (25)$$

$$Z_{loadp}(s) \approx \frac{\pi^2}{9} \left(\frac{1}{Z_{dc}(0)} + \frac{1}{Z_{dc}(s - j2\pi f_1)} \right)^{-1} \quad (26)$$

$$Z_{loadn}(s) \approx \frac{\pi^2}{9} \left(\frac{1}{Z_{dc}(0)} + \frac{1}{Z_{dc}(s + j2\pi f_1)} \right)^{-1} \quad (27)$$

1.3 模型验证

为验证式(26)、式(27)所示的非线性负载阻抗模型的正确性,基于 Matlab/Simulink 仿真平台搭建了仿真模型,并采用频率扫描方法对仿真系统进行阻抗测量,结果如图 3 所示,具体参数见表 1。

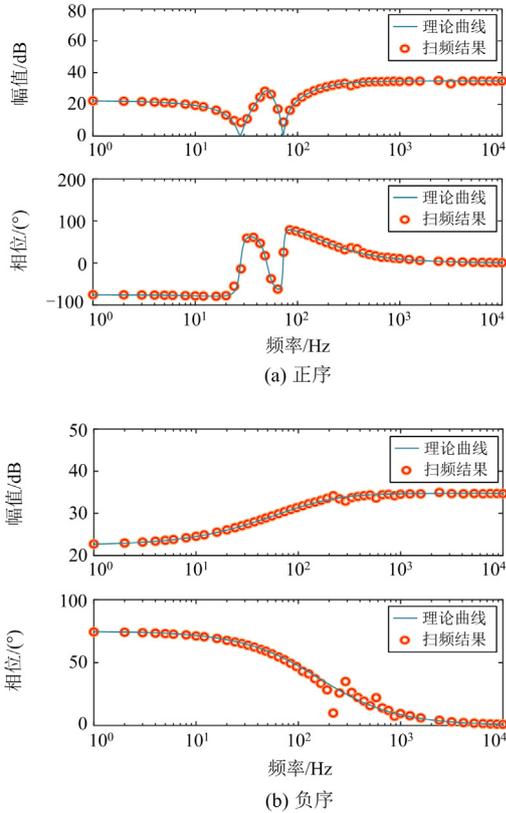


图 3 三相不控整流负荷阻抗特性曲线

Fig. 3 Impedance characteristic curve of three-phase uncontrolled rectifier load

表 1 系统参数取值

Table 1 Parameters of the system

参数	取值	参数	取值
电网电压有效值/V	380	R_d/Ω	0.8
f_i/Hz	50	锁相环比例系数 k_{p1}	7
U_{dc}/V	800	锁相环积分系数 k_{i1}	700
光伏单元输出有功功率 P/kW	10	电流环比例系数 k_{p2}	1.72
光伏单元输出无功功率 Q/kvar	0	电流环积分系数 k_{i2}	492
L_1/mH	1.5	逆变器侧电感 L_3/mH	50
L_2/mH	0.2	直流侧滤波电容 $C_3/\mu\text{F}$	1000
$C_f/\mu\text{F}$	6.8	直流负载电阻 R_3/Ω	50

由图 3 可以看出,非线性负载的正序阻抗、负序阻抗与扫频结果均吻合,因此可认为上述阻抗模型是准确的。同理,对并联子系统的阻抗模型 $Z_g(s)$ 进行验证,结果如图 4 所示,验证了本文并联子系统阻抗模型的正确性。

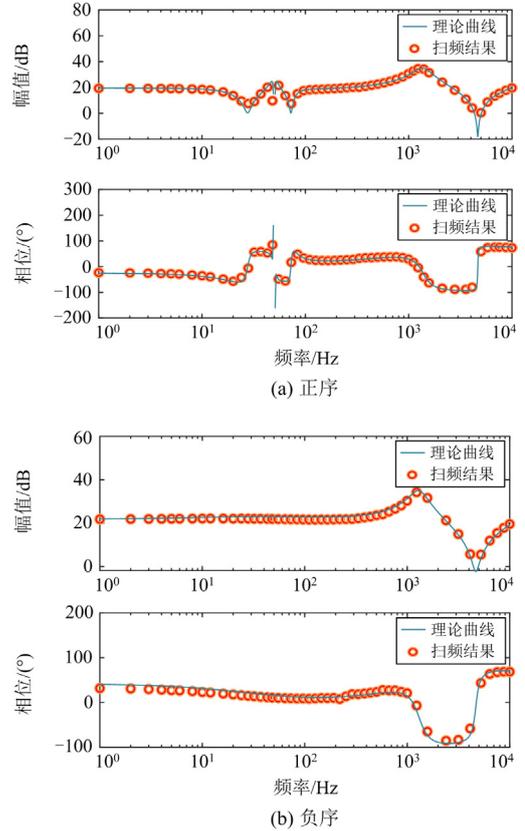


图 4 并联子系统阻抗特性曲线

Fig. 4 Impedance characteristic curve of the parallel subsystem

2 含非线性负载的光伏并网系统谐振特性分析

由前面分析可知,系统稳定性取决于 $Z_g(s)/[Z_{pv}(s) \parallel Z_{load}(s)]$,采用对数频率稳定性判据对该系

统进行稳定性分析。为模拟弱电网, 交流电网等效电感 L_g 取 0.003 H, 在伯德图中画出并联子系统阻抗 Z_s 和电网阻抗 Z_g , 如图 5 所示。从图 5 可以看出, 并联子系统与交流电网的阻抗幅频特性相交于 1709 Hz, 此时子系统阻抗与交流电网阻抗相位差 177.48°, 相位裕度较小, 具有较大的高频振荡风险。

由于对数频率稳定判据需结合阻抗幅频特性、相频特性进行分析, 缺乏数学形式描述, 而负电阻效应稳定判据与奈奎斯特判据具有一致性且有直接的数学表达式^[25]。为量化分析不同参数对系统阻抗特性的影响, 本文基于负电阻谐振分析理论定义阻抗相对灵敏度指标, 并分析影响稳定性的关键因素。

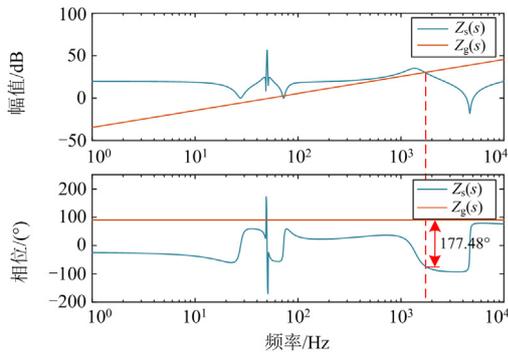


图 5 并联子系统与交流电网的阻抗特性曲线

Fig. 5 Impedance characteristic curves of the parallel subsystem and AC grid

含非线性负载的光伏并网系统的总阻抗计算公式如式(28)所示。由负电阻效应理论可知, 系统总阻抗 $Z_{total}(s)$ 可以写成实部与虚部两部分, 其稳定判据的数学表达式如式(29)所示。

$$Z_{total}(s) = Z_s(s) + Z_g(s) \quad (28)$$

$$\begin{cases} \text{Im}[Z_{total}(s)] = X_s(\omega_{res}) + X_g(\omega_{res}) = 0 \\ \text{Re}[Z_{total}(s)] = R_s(\omega_{res}) + R_g(\omega_{res}) \geq 0 \end{cases} \quad (29)$$

式中: ω_{res} 为含非线性负荷的光伏并网系统谐振角频率; $R_s(\omega_{res})$ 、 $X_s(\omega_{res})$ 分别为谐振频率点处并联子系统的等效电阻和等效电抗; $R_g(\omega_{res})$ 、 $X_g(\omega_{res})$ 分别为谐振频率处交流电网的等效电阻和等效电抗。

基于负电阻效应理论定义的阻抗相对灵敏度包括阻抗实部相对灵敏度和阻抗虚部相对灵敏度。考虑到不同参数量纲的影响, 将参数变化量除以参数初始值进行标幺化, 从而得到阻抗相对灵敏度, 如式(30)、式(31)所示, 其含义是参数变化 1% 时阻抗实部(虚部)的变化量。实部(虚部)相对灵敏度绝对

值越大, 表示系统阻抗的实部(虚部)受该参数的影响越大; 实部(虚部)相对灵敏度数值的正负, 表示系统阻抗的实部(虚部)随该参数增大/减小而增大/减小。通过对研究频段内各个参数的阻抗相对灵敏度绝对值进行比较并排序, 即可获得该频段内影响系统稳定性的关键因素。

阻抗实部相对灵敏度为

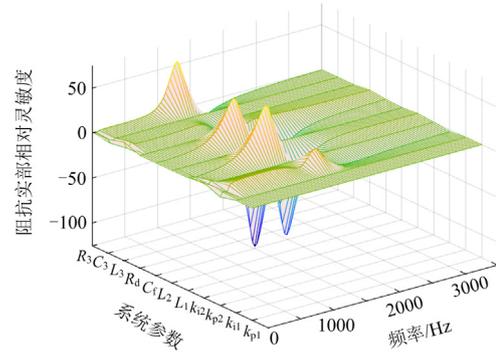
$$H_{\text{Re}}(K_i, s) = \frac{\text{Re}[Z_{total}(K_i + 1\%K_i, s)] - \text{Re}[Z_{total}(K_i, s)]}{1\%K_i / K_i} \quad (30)$$

阻抗虚部相对灵敏度为

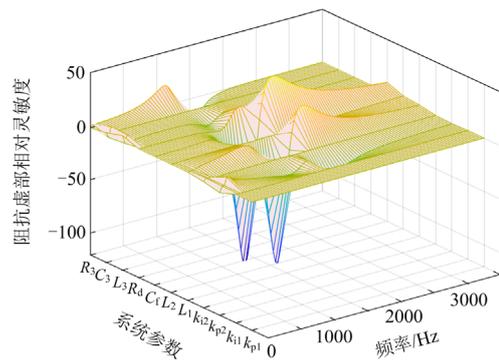
$$H_{\text{Im}}(K_i, s) = \frac{\text{Im}[Z_{total}(K_i + 1\%K_i, s)] - \text{Im}[Z_{total}(K_i, s)]}{1\%K_i / K_i} \quad (31)$$

式中, K_i 代表各个系统参数。

图 6 中展示了频率在 0~3500 Hz 范围内, 系统不同参数对总阻抗的实部相对灵敏度、虚部相对灵敏度的影响。



(a) 实部相对灵敏度



(b) 虚部相对灵敏度

图 6 阻抗相对灵敏度

Fig. 6 Impedance relative sensitivity

由图 6 可以看出, 在高频范围内: 实部相对灵敏度绝对值较大的参数依次为滤波电容 C_f 、逆变器

侧电感 L_1 、非线性负荷直流侧等效负载 R_3 和电流内环比例系数 k_{p2} ；虚部相对灵敏度绝对值较大的参数依次为滤波电容 C_f 、逆变器侧电感 L_1 、阻尼电阻 R_d 和电流内环比例系数 k_{p2} 。由此可知，LCL 滤波器中的 C_f 、 L_1 、 R_3 、 R_d 以及 k_{p2} 的变化对系统高频段的阻抗影响较大，是影响高频谐振的关键因素，并且影响程度依次减小。

3 改进电容电流反馈有源阻尼控制

3.1 延时对电容电流反馈有源阻尼的影响

CCFAD 控制由于其有效性、简便性以及滤波器的性能影响最小而被广泛应用。然而，由于数字控制系统延时的影响，CCFAD 不再等效为一个与滤波电容并联的纯电阻，而是一个与频率相关的虚拟阻抗。此外，弱电网具有电网阻抗不可忽略且变化范围广的特点，传统 CCFAD 鲁棒性差。因此，本节提出一种含延时补偿环节的改进 CCFAD 控制策略。

为方便基于传递函数框图分析，利用戴维南定理将图 2 等效为图 7。等效电阻 $Z'_g(s)$ 与等效电感 $L'_g(s)$ 的关系如式(32)所示。从式(32)可以看出， $L'_g(s)$ 同时受非线性负荷与电网电感的影响，是随频率变化而改变的量。此时，系统谐振频率 f_r 的表达式如式(33)所示， f_r 不仅会随电网运行方式的改变而变化，还会因非线性负荷负载水平的变化而变化。

$$Z'_g(s) = \frac{Z_g \times Z_{load}}{Z_g + Z_{load}} = R'_g(s) + jL'_g(s) \quad (32)$$

$$f_r = \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L'_g}{L_1(L_2 + L'_g)C_f}} / (2\pi) \quad (33)$$

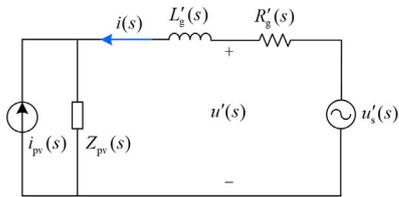


图 7 系统小信号模型

Fig. 7 Small signal model of the system

图 8 为含 CCFAD 控制的系统等效控制框图，其中： $G_d(s)$ 代表数字控制系统产生的延时，包含一个采样周期的计算延迟和半个采样周期的 PWM 延时，如式(34)所示； $K_d(s)$ 为电容电流反馈支路的传递函数，经过方框图的等效变换， $K_d(s)$ 可等

效为与滤波电容并联的虚拟阻抗 $Z_d(s)$ ，如式(35)所示。

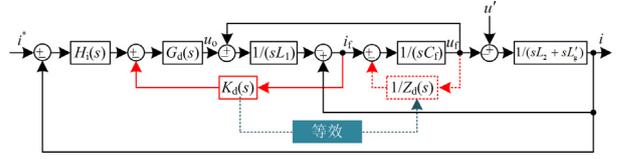


图 8 含 CCFAD 控制的系统等效控制框图

Fig. 8 System equivalent control block diagram with CCFAD control

$$G_d(s) = e^{-1.5T_s s} \quad (34)$$

式中， T_s 表示采样周期。

$$Z_d(s) = \frac{L_1}{C_f K_d(s)} \times \frac{1}{G_d(s)} \quad (35)$$

当 CCFAD 选择传统的电容电流比例反馈有源阻尼时，即 $K_d(s) = k_d$ (k_d 为比例反馈系数)，将 $s = j\omega$ 代入式(35)并根据欧拉公式化简，结果如式(36)所示。

$$Z_d(j\omega) = \frac{L_1}{C_f k_d} \times \left\{ \begin{array}{l} \cos[1.5T_s(2\pi f)] \\ j \sin[1.5T_s(2\pi f)] \end{array} \right\} = R_{eq} + jX_{eq} \quad (36)$$

按不同频段分析虚拟阻抗 $Z_d(j\omega)$ 的特性，结果如表 2 所示。从表 2 可以看出，等效虚拟电阻 R_{eq} 在 $(0, f_s/6)$ 频率范围内为正电阻，在 $(f_s/6, f_s/2)$ 频率范围内为负电阻。当系统的谐振频率出现在负电阻频率范围内时，传统的电容电流比例反馈有源阻尼控制不能有效地抑制谐振，将导致系统不稳定^[19]。

表 2 虚拟阻抗特性

Table 2 Characteristics of virtual impedance		
频率 f	$\angle Z_d(j\omega)$	R_{eq}
$[0, f_s/6)$	$[0, \pi/2)$	+
$f_s/6$	$\pi/2$	0
$(f_s/6, f_s/3]$	$(\pi/2, \pi]$	-
$(f_s/3, f_s/2]$	$(\pi, 3\pi/2]$	-

3.2 改进原理

由已有研究成果可知，通过在电容电流反馈路径中增加合适的控制环节，CCFAD 的正阻尼区域可以得到扩展。从表 2 中可以看出，为了在 Nyquist 频率内实现正阻尼，CCFAD 至少需要 180° 的相位补偿。然而，传统的一阶超前补偿器能提供的相位补偿小于 90° ，二阶超前补偿器能提供的最大相位补偿接近 180° 。

本文在传统 CCFAD 控制的基础上，加入超前

相位补偿器 $G_{pc}(s)$ 拓展其正阻尼区域, 如式(37)所示, 可看作 $G_1(s)$ 与 $G_2(s)$ 的乘积。

$$G_{pc}(s) = \underbrace{\frac{1 + \alpha\tau s}{1 + \tau s}}_{G_1(s)} \underbrace{\frac{T_1^2 s^2 + 2\zeta_1 T_1 s + 1}{T_2^2 s^2 + 2\zeta_2 T_2 s + 1}}_{G_2(s)} \quad (37)$$

式中: α 、 τ 分别为 $G_1(s)$ 的系数和时间常数; T_1 、 T_2 ($T_1 > T_2$) 和 ζ_1 、 ζ_2 分别为 $G_2(s)$ 的时间常数和阻尼比。此时, $G_{pc}(s)$ 提供的相位补偿如式(38)所示。

$$\begin{aligned} \angle G_{pc}(j\omega) = & \underbrace{\arctan \frac{(\alpha-1)\tau\omega}{1 + \alpha\tau^2\omega^2}}_{\angle G_1(j\omega)} + \\ & \underbrace{\arctan \frac{(1-T_2^2\omega^2)2\zeta_1 T_1\omega - (1-T_1^2\omega^2)2\zeta_2 T_2\omega}{(1-T_1^2\omega^2)(1-T_2^2\omega^2) + 4\zeta_1\zeta_2 T_1 T_2 \omega^2}}_{\angle G_2(j\omega)} \end{aligned} \quad (38)$$

超前相位补偿器中 $G_1(s)$ 的特性曲线如图 9 所示, 其相位函数如式(39)所示。通过对相位函数进行求导, 得到极值点 ω_m 及极值 φ_m , 如式(40)所示。为了尽可能地减小相位补偿器幅值对反馈路径增益的影响, 不影响系统低频段的幅频特性、相频特性, 将 $G_1(s)$ 的极值点设置在 $5f_s/18$ 处, 此时所需补偿的相位为 $\pi/3$, 代入式(39)可得 $\alpha = 13.935$, 时间常数 $\tau = 7.7 \times 10^{-6}$ 。

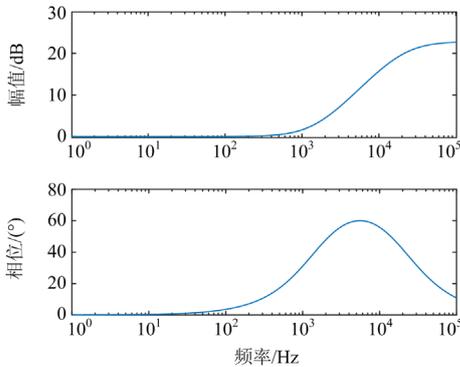


图 9 $G_1(s)$ 的特性曲线

Fig. 9 Characteristic curve of $G_1(s)$

$$\varphi_{G_1}(\omega) = \arctan \frac{(\alpha-1)\tau\omega}{1 + \alpha\tau^2\omega^2} \quad (39)$$

$$\begin{cases} \omega_m = \frac{1}{\tau\sqrt{\alpha}} \\ \varphi_m = \arctan \frac{\alpha\sqrt{\alpha} - \sqrt{\alpha}}{2\alpha} \end{cases} \quad (40)$$

$G_2(s)$ 的相位函数如式(41)所示。由自动控制理论可知, 当 T_1 远大于 T_2 时, $G_2(s)$ 在 $1/T_1$ 时相位接

近 90° 。而由表 2 可知, 当 $f = f_s/3$ 时, 电容电流反馈至少需要 90° 的相位补偿, 因此令 $T_1 = 3/(2\pi f_s)$ 。考虑到 $G_2(s)$ 的幅值不能太大, 令 $T_2 = 1/(2\pi f_s)$, $\zeta_1 = 0.4$ 、 $\zeta_2 = 0.2$ 。此时, $G_{pc}(s)$ 的特性曲线如图 10 中的紫色曲线所示, 虚拟阻抗 $Z'_d(s)$ 的计算公式如式(42)所示, 虚拟阻抗的幅频特性、相频特性如图 11 所示。

$$\varphi_{G_2}(\omega) = \arctan \frac{(1-T_2^2\omega^2)2\zeta_1 T_1\omega - (1-T_1^2\omega^2)2\zeta_2 T_2\omega}{(1-T_1^2\omega^2)(1-T_2^2\omega^2) + 4\zeta_1\zeta_2 T_1 T_2 \omega^2} \quad (41)$$

$$Z'_d(s) = \frac{L_1}{C_f k_d G_{pc}(s)} \times \frac{1}{G_d(s)} \quad (42)$$

从图 10、图 11 可以看出, $G_{pc}(s)$ 在 $f_s/2$ 时能够满足至少提供 180° 的相位补偿的需求, 虚拟阻抗 $Z'_d(s)$ 在 $[0, f_s/2]$ 频率范围内的相位均在 $(-90^\circ, 90^\circ)$ 区间内, 保证了等效虚拟电阻 R_{eq} 在 Nyquist 频率内为正电阻。

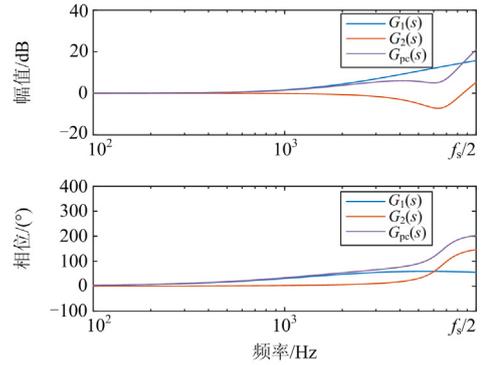


图 10 相位补偿器特性曲线

Fig. 10 Characteristic curve of phase compensator

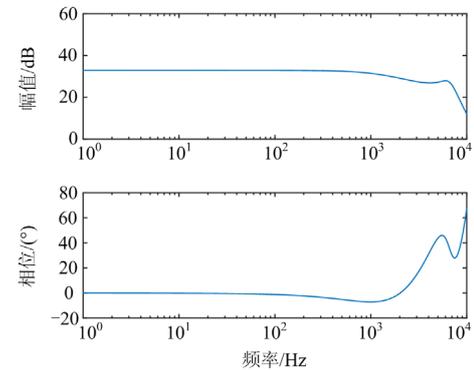


图 11 虚拟阻抗特性曲线

Fig. 11 Characteristic curve of virtual impedance

电容电流反馈系数 k_d 的计算公式如式(43)所示, 其中 ω_r 为系统谐振角频率。此外, k_d 应使并联

子系统输出阻抗在易谐振频段具有足够的相位裕度 (phase margin, PM), PM 的取值范围一般为 $[30^\circ, 60^\circ]$, 本文取 30° 。同时, 为避免逆变器输出电压大幅下降, k_d 不宜过大。通常选择满足 $k_d \times i_f < 10\%V_o$ 的 k_d , 其中 i_f 、 V_o 分别为电容电流和逆变器输出电压^[26], 因此, k_d 还需满足式(44)的约束条件。

$$k_d = \frac{L_1}{C_f R_{eq} |G_{pc}(j\omega_r)|} \quad (43)$$

$$\begin{cases} 30^\circ \leq P_M \leq 60^\circ \\ k_d < \frac{10\%V_o}{i_f} \end{cases} \quad (44)$$

4 仿真分析

基于 Matlab/Simulink 仿真平台搭建如图 1 所示的光伏并网系统仿真模型, 分析无有源阻尼控制策略、传统电容电流比例反馈有源阻尼控制策略、改进电容电流反馈有源阻尼策略下光伏并网系统的稳定情况, 具体参数取值如表 1 所示。

1) 稳定性分析验证

无有源阻尼策略时, PCC 点处三相电压、电流如图 12 所示。可以看出, 在初始参数下系统三相电压、电流出现谐振。为分析电压电流谐振频率, 对 PCC 处单相电压、电流进行傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT), 结果如图 13 所示。由单相电压、电流的 FFT 结果可知, 振荡的主要分量为 1687 Hz 的谐波分量及其 1587 Hz 的耦合频率分量。主要谐波分量的频率 1687 Hz 与第 2 节理论分析所得的谐振频率 1709 Hz 相近, 验证了第 2 节含非线性负载的光伏并网系统稳定性分析的正确性。

2) 改进电容电流反馈有源阻尼有效性分析

为验证本文所提有源阻尼方法的有效性, 在原仿真运行 1 s 时加入所提的改进电容电流反馈有源阻尼策略。令 $k_d = 7$, 结果如图 14 所示。

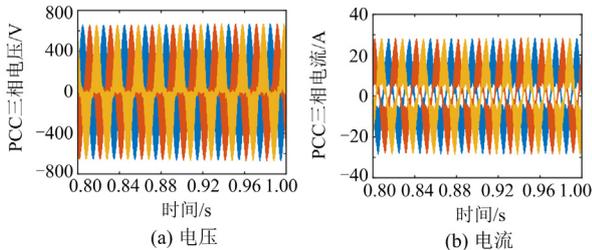


图 12 无有源阻尼时 PCC 点三相电压、电流
Fig. 12 Three-phase voltage and current of PCC without active damping

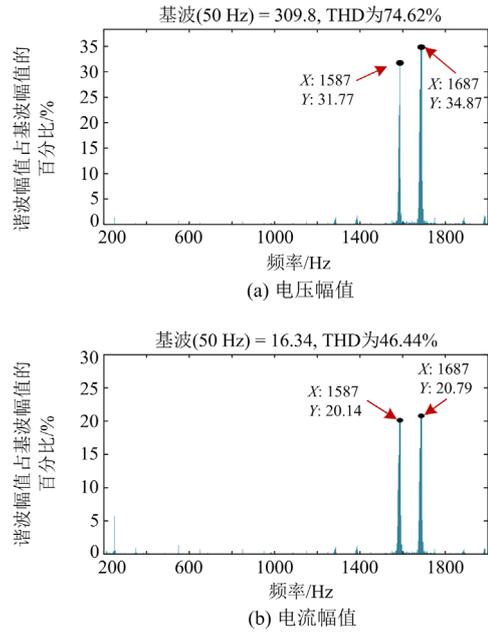


图 13 PCC 点单相电压、电流 FFT 分析

Fig. 13 FFT results of PCC single-phase voltage and current

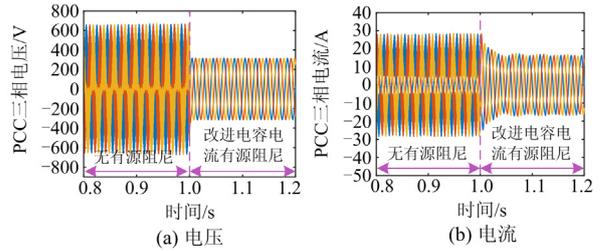


图 14 1 s 时加入改进 CCFAD 策略的 PCC 三相电压、电流

Fig. 14 Three-phase voltage and current waveforms at PCC with the improved CCFAD control strategy

由图 14 可以看出, 在无阻尼控制时 PCC 三相电压谐振; 1 s 时加入所提的有源阻尼控制策略后 PCC 三相电压恢复稳定。同理, 分析三相电流波形能得到一致的结论。对比应用所提的有源阻尼策略前后并联子系统的阻抗特性, 从图 15 可以看出, 加入改进的电容电流有源阻尼控制策略后, 并联子系统在谐振频率处相位提升至 -61.07° , 相位裕度约 30° , 满足系统稳定性要求。

为验证所提有源阻尼控制策略在不同非线性负载下的有效性, 在仿真模型中将图 1 所示的三相不可控整流负荷更换为基于晶闸管的三相可控整流负荷, 其采用定直流电压控制, 控制环节的表达式为 $G_{udc}(s) = 1.1 + 1.50/s$, 其余参数保持不变。非线性负载更换后, 在仿真模型运行至 2 s 时添加所提的改进 CCFAD 控制策略, 此时 PCC 处的单相电压、

电流如图 16 所示。

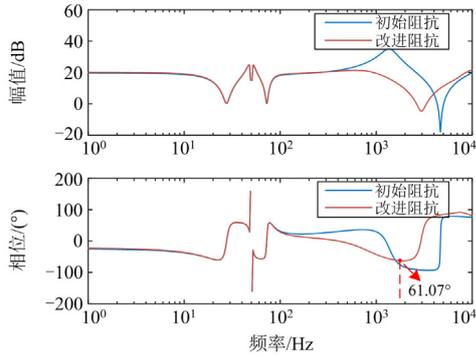


图 15 并联子系统阻抗特性对比

Fig. 15 Comparison of impedance characteristics for the parallel subsystem

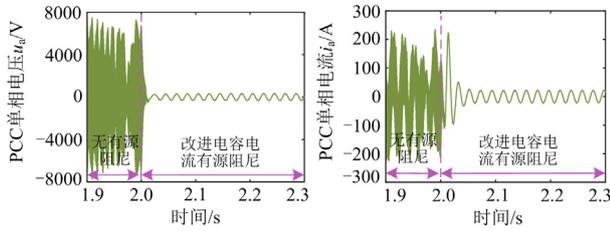


图 16 含可控非线性负载时改进 CCFAD 控制策略的有效性验证

Fig. 16 Validity verification of improved CCFAD control strategy with controllable nonlinear loads

由图 16 可知, 无有源阻尼时, 含三相可控整流负载的系统 PCC 电压、电流出现明显的谐振; 2 s 时加入改进 CCFAD 控制策略后, PCC 电压、电流逐渐恢复稳定。由此, 所提的有源阻尼控制策略在不同类型非线性负载下的有效性得到验证。

3) 改进方法与传统方法的对比

弱电网的实际电感值并不确定且变化范围广, 非线性负载的负荷水平也随时可能发生变化, 因此系统谐振频率可能会随电网运行情况的改变而改变。为验证所提方法的鲁棒性, 仿真对比采用传统电容电流比例反馈有源阻尼控制和所提的控制策略在电网电感变化、非线性负载负荷水平变化时的谐振抑制性能。

设置电网等效电感 L_g 在 1 s 时由 0.003 H 改变成 0.001 H, 分别应用传统有源阻尼控制策略和所提的控制策略进行仿真, 其结果如图 17—图 20 所示。

从图 17、图 18 可以看出, 传统电容电流比例反馈下, 电网电感由 0.003 H 改变至 0.001 H 后, PCC 电压、电流出现谐振, 这是由于谐振频率 2328 Hz 越过正阻尼频率范围, 传统的电容电流比例反馈谐

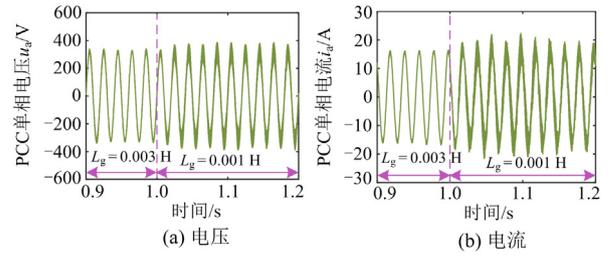


图 17 传统电容电流比例反馈下电网电感变化时 PCC 单相电压、电流

Fig. 17 Single-phase voltage and current at PCC when grid inductance changes with the traditional capacitor current feedback

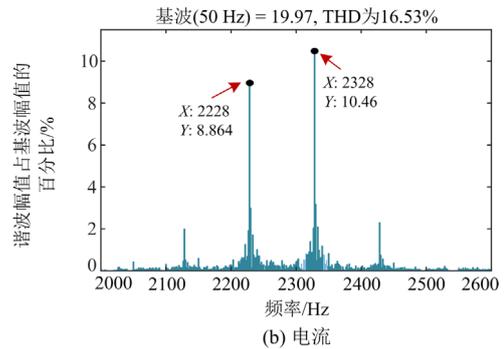
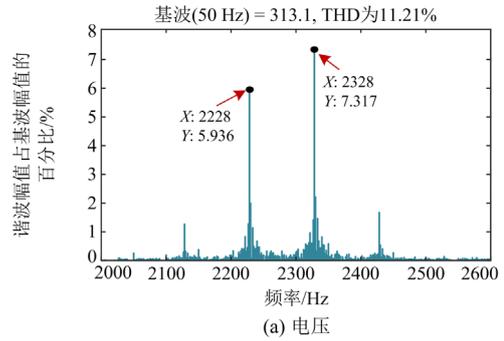


图 18 传统电容电流比例反馈下电网电感变化后 PCC 单相电压、电流 FFT 结果

Fig. 18 FFT results of PCC single-phase voltage and current after grid inductance changes with traditional capacitor current feedback

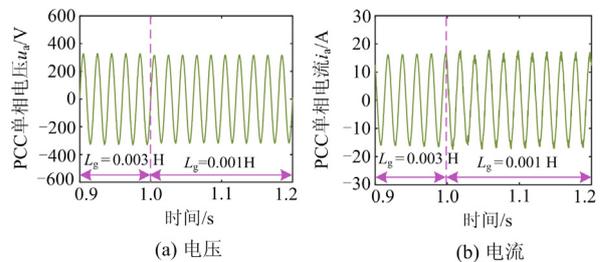


图 19 改进 CCFAD 控制策略下电网电感变化时 PCC 单相电压、电流

Fig. 19 Single-phase voltage and current at PCC when grid inductance changes with the improved CCFAD control strategy

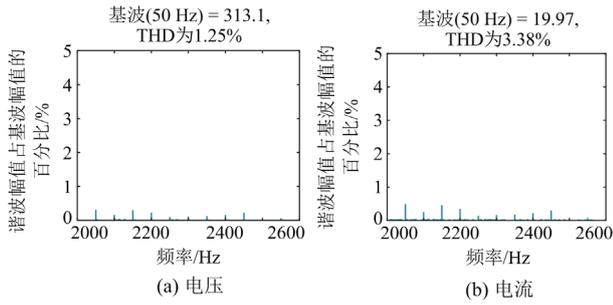


图 20 改进 CCFAD 控制策略下电网电感变化时 PCC 单相电压、电流 FFT 结果

Fig. 20 FFT results of single-phase voltage and current after grid inductance changes with the improved CCFAD control strategy

振抑制失效；而改进的电容电流有源阻尼策略由于扩大了正阻尼频率范围在电网等效电感变化后仍然能有效抑制谐振，如图 19、图 20 所示。

设置非线性负载的等效负荷 R_3 在 1 s 时由 100Ω 变化为 5Ω ，两种有源控制策略下的 PCC 单相电压、电流仿真结果及电压波形的 FFT 结果如图 21—图 24 所示。

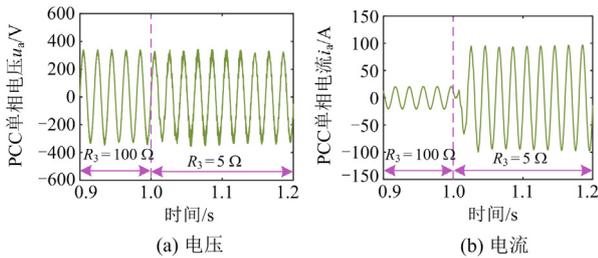


图 21 传统电容电流比例反馈下非线性负载负荷水平变化时 PCC 单相电压、电流

Fig. 21 Single-phase voltage and current at PCC when R_3 changes with the traditional capacitor current feedback

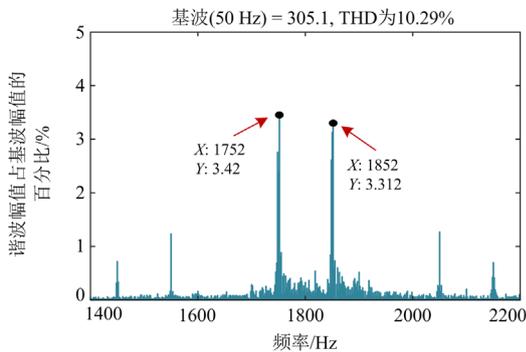


图 22 传统电容电流比例反馈下非线性负载负荷水平变化时 PCC 单相电压 FFT 结果

Fig. 22 FFT result of single-phase voltage after R_3 changes with the traditional capacitor current feedback

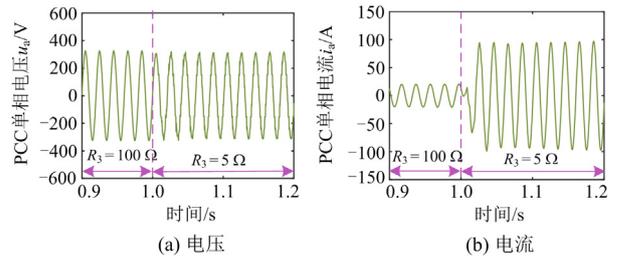


图 23 改进 CCFAD 控制策略下非线性负载负荷水平变化时 PCC 单相电压、电流

Fig. 23 Single-phase voltage and current at PCC when R_3 changes with the improved CCFAD control strategy

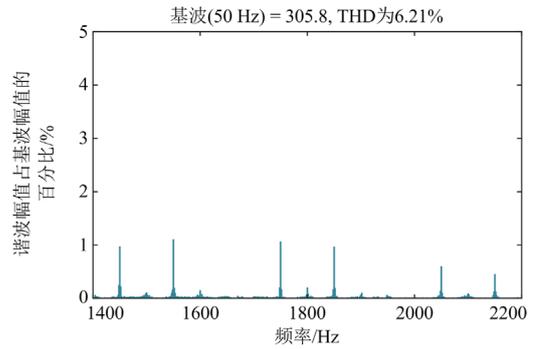


图 24 改进 CCFAD 控制策略下非线性负载负荷水平变化时 PCC 单相电压 FFT 结果

Fig. 24 FFT result of single-phase voltage after R_3 changes with the improved CCFAD control strategy

从图 21 可以看出，在传统电容电流比例反馈有源阻尼控制策略下，当 R_3 从 100Ω 变化为 5Ω 时，PCC 电流虽然未出现谐振，但 PCC 电压存在谐振。对传统 CCFAD 控制策略下 1 s 后的电压信号进行 FFT 分析，结果如图 22 所示。由图 22 可知，谐波主要由 1752 Hz、1852 Hz 等高频分量组成。

采用改进 CCFAD 控制策略后，PCC 点的单相电压、电流如图 23 所示，可以看出此时电压信号没有出现明显的谐振。通过对图 23 (a) 中 1 s 后的电压信号进行 FFT 分析，其结果如图 24 所示，可以看出 PCC 电压中的高频谐波分量有所减少。

综上所述，通过考虑不同类型非线性负载的仿真分析、在不同工况下与传统 CCFAD 控制策略的对比分析，本文提出的改进 CCFAD 控制策略抑制谐振的有效性与鲁棒性得到了验证。

5 结论

随着非线性负载与光伏发电的普及，光伏并网逆变器、非线性负载与电网的交互作用可能引起系统振荡。针对这一问题展开研究，得到的主要结论如下：

1) 本文建立了含非线性负载的光伏并网系统序阻抗模型, 基于此模型采用对数稳定判据分析了系统的稳定性, 发现电网阻抗与并联子系统阻抗的幅频特性在高频段存在交点且交点处相位裕度不足, 表明系统存在高频段谐振风险。

2) 基于负电阻理论定义了阻抗相对灵敏度指标, 通过计算不同参数对系统总阻抗的实部相对灵敏度与虚部相对灵敏度, 总结得出影响系统高频稳定性的关键因素依次为滤波电容 C_f 、逆变器侧电感 L_i 、非线性负荷直流侧等效负载 R_3 、阻尼电阻 R_d 以及电流内环比例系数 k_{p2} 。

3) 改进了传统的 CCFAD 控制, 通过在电容电流反馈路径中加入超前相位补偿器 $G_{pc}(s)$, 将传统电容电流比例反馈的正阻尼区域扩大至 $f_s/2$ 。最后, 通过仿真分析验证了稳定性分析的正确性与所提控制策略的有效性。

参考文献

- [1] 舒印彪, 赵勇, 赵良, 等. “双碳”目标下我国能源电力低碳转型路径[J/OL]. 中国电机工程学报: 1-9[2022-12-29]. DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.221407.
SHU Yinbiao, ZHAO Yong, ZHAO Liang, et al. Study on low carbon energy transition path toward carbon peak and carbon neutrality[J]. Proceedings of the CSEE: 1-9 [2022-12-29]. DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.221407.
- [2] 文劲宇, 周博, 魏利岫. 中国未来电力系统储电网初探[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(7): 1-10.
WEN Jinyu, ZHOU Bo, WEI Lishen. Preliminary study on an energy storage grid for future power system in China[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(7): 1-10.
- [3] KUMAR D, ZARE F, BLAABJERG F. Special issue on modeling and analysis of interaction between grids and grid-connected power electronics converters in distribution networks[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(3): 2658-2661.
- [4] 汪洋, 任振宇, 朱旭东, 等. LCC-FHMMC 换流阀出口交流单相接地故障特性分析及保护方案设计[J]. 高压电器, 2022, 58(7): 18-27.
WANG Yang, REN Zhenyu, ZHU Xudong, et al. Characteristic analysis and protection scheme design of AC single phase grounding fault for LCC-FHMMC converter valve exit[J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(7): 18-27.
- [5] 王蕾, 袁洪跃, 王季琴, 等. 变压器有载分接开关技术和故障诊断发展现状及展望[J]. 高压电器, 2022, 58(3): 171-180.
WANG Lei, YUAN Hongyue, WANG Jiqin, et al. Development status and prospect of transformer on-load tap-changer technology and fault diagnosis[J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(3): 171-180.
- [6] 李生虎, 叶剑桥, 张浩, 等. 基于 DFIG 功率振荡阻尼器的电力系统低频振荡抑制综述[J]. 电力建设, 2022, 43(9): 25-33.
LI Shenghu, YE Jianqiao, ZHANG Hao, et al. Review on low-frequency oscillation damping in power systems with DFIG-POD[J]. Electric Power Construction, 2022, 43(9): 25-33.
- [7] 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.
- [8] YANG Z, SHAH C, CHEN T, et al. Stability investigation of three-phase grid-tied PV inverter systems using impedance models[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(3): 2672-2684.
- [9] SONG S, WEI Z, LIN Y, et al. Impedance modeling and stability analysis of PV grid-connected inverter systems considering frequency coupling[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2020, 6(2): 279-290.
- [10] 刘人志, 陈卓, 唐文博, 等. 弱电网下计及锁相环影响的 LCL 型并网逆变器控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(5): 178-187.
LIU Renzhi, CHEN Zhuo, TANG Wenbo, et al. Control strategy of an LCL type grid-connected inverter with the influence of a phase-locked loop under a weak power grid[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(5): 178-187.
- [11] XIA Y, PENG Y, YANG P, et al. Different influence of grid impedance on low and high-frequency stability of PV generators[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(11): 8498-8508.
- [12] 刘佳宁, 于淼, 夏杨红, 等. 受弱电网影响光伏并网系统不同频段稳定性分析[J]. 电网技术, 2020, 44(1): 86-95.
LIU Jianing, YU Miao, XIA Yanghong, et al. Separated frequency stability analysis of grid-connected PV system affected by weak grid[J]. Power System Technology, 2020, 44(1): 86-95.
- [13] WU W. Analysis and suppression of high-frequency oscillation between converter-based source and loads in an island power system[J]. International Journal of

- Electrical Power & Energy Systems, 2020, 117: 105616.
- [14] ZHANG X, CHEN P, YU C, et al. Study of a current control strategy based on multisampling for high-power grid-connected inverters with an LCL filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(7): 5023-5034.
- [15] 王渝红, 叶葳, 宋瑞华, 等. 基于阻抗分析法的三相 LCL 型并网逆变器附加有源阻尼设计[J]. 高电压技术, 2021, 47(8): 2645-2656.
- WANG Yuhong, YE Wei, SONG Ruihua, et al. Design of additional active damping for three-phase LCL grid connected inverter based on impedance analysis method[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8): 2645-2656.
- [16] 金国彬, 苑忠奇, 李国庆, 等. 基于无源性的并网逆变器扩展阻尼区域方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(19): 25-35.
- JIN Guobin, YUAN Zhongqi, LI Guoqing, et al. A method of extending the damping region of a grid-connected inverter based on passivity[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(19): 25-35.
- [17] 曹子恒, 肖先勇, 马俊鹏, 等. 提高 LCL 型并网逆变器鲁棒性的改进型电容电流反馈有源阻尼策略[J]. 高电压技术, 2020, 46(11): 3781-3789.
- CAO Ziheng, XIAO Xianyong, MA Junpeng, et al. Novel capacitor current feedback active damping strategy for enhancing robustness of LCL-type grid-connected inverters[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(11): 3781-3789.
- [18] 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): 114-124.
- LIU Hongpeng, BIAN Xinxin, ZHANG Wei, et al. Novel capacitor current feedback active damping strategy for extending the range of equivalent virtual damping[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(1): 114-124.
- [19] LI S, LIN H. A capacitor-current-feedback positive active damping control strategy for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 37(6): 6462-6474.
- [20] ZHANG H, WANG X, HE Y, et al. A compensation method to eliminate the impact of time delay on capacitor-current active damping[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(7): 7512-7516.
- [21] YAZDAVAR A H, AZZOZ M A, EL-SAADANY E F. Harmonic analysis of three-phase diode bridge rectifiers under unbalanced and distorted supply[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(2): 904-918.
- [22] SAYED M A, ATALLAH R, ASSI C, et al. Electric vehicle attack impact on power grid operation[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2022, 137: 107784.
- [23] 刘斌, 呼斯乐, 王甲军, 等. 直驱风电场经 LCC-HVDC 外送系统阻抗建模及振荡机理分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(10): 3492-3504, 3674.
- LIU Bin, HU Sile, WANG Jiajun, et al. Impedance modeling and oscillation mechanism analysis of D-PMSG-based wind farms integration through LCC-HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(10): 3492-3504, 3674.
- [24] BING Z, KARIMI K J, SUN J. Input impedance modeling and analysis of line-commutated rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(10): 2338-2346.
- [25] 邢法财, 徐政. 两电平电压源型换流器负阻性与容性效应特征指标研究[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(13): 12-19.
- XING Facai, XU Zheng. Research on characteristic indices for negative resistive and capacitive effect of two-level voltage source converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(13): 12-19.
- [26] SAÏD-ROMDHANE M B, NAOUAR M W, SLAMA-BELKHODJA I, et al. Robust active damping methods for LCL filter-based grid-connected converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(9): 6739-6750.

收稿日期: 2023-02-17; 修回日期: 2023-05-15

作者简介:

王渝红(1971—), 女, 博士, 教授, 研究方向为高压直流输电、电力系统稳定与控制、新能源并网; E-mail: yuhongwang@scu.edu.cn

程杨帆(1999—), 女, 硕士研究生, 研究方向为新能源并网; E-mail: 1932247859@qq.com

廖建权(1994—), 男, 通信作者, 博士, 副研究员, 研究方向为交直流电网稳定分析与控制、直流输/配电系统保护与控制。E-mail: jqianliao@scu.edu.cn

(编辑 姜新丽)