

不对称工况下并网换流器小信号精准建模及其稳定性量化分析

叶柏贤¹, 王学梅¹, 冯俊杰², 汪娟娟¹, 王泽昊¹, 李芷晴¹

(1. 华南理工大学电力学院, 广州 510640; 2. 直流输电技术全国重点实验室(南方电网科学研究院), 广州 510663)

摘要: 阻抗分析法是目前研究新能源并网系统小信号稳定性的常用方法。阻抗建模中, 通常假设网侧交流电压三相对称, 从而用二阶矩阵即可描述换流器的端口阻抗特性, 然而在不对称工况下换流器呈现更复杂的频率耦合特性, 模型不再适用。基于此, 首先考虑了脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)的边带效应以及采样环节的频率混叠效应、锁相环动态、直流电压控制、正负序电流内环控制等影响因素, 建立了适用于三相不对称工况的并网换流器小信号模型; 接着给出了一种不对称工况下多输入多输出(multi-input-multi-output, MIMO)系统降阶为单输入单输出(single-input-single-output, SISO)系统的方法, 并通过PSCAD/EMTDC验证了理论分析的正确性; 进一步地, 定义并网换流器系统的不对称度并分析了控制参数对系统不对称度的影响; 在此基础上根据最大峰值奈奎斯特判据分析了不对称工况下控制参数对并网系统稳定性的影响。

关键词: 并网换流器; 脉冲宽度调制(PWM); 不对称工况; 单输入单输出等效; 最大峰值准则

Accurate Modeling and Stability Quantitative Analysis of Small Signal for Grid-Connected Converter Under Asymmetric Operating Conditions

YE Baixian¹, WANG Xuemei¹, FENG Junjie², WANG Juanjuan¹, WANG Zehao¹, LI Zhiqing¹

(1. School of Electric Power Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China; 2. State Key Laboratory of HVDC, Electric Power Research Institute, CSG, Guangzhou 510663, China)

Abstract: The impedance analysis method is common for understanding the small signal stability of new energy grid-connected systems. In impedance modeling works, the three-phase symmetry of the grid side AC system is assumed, and the port impedance characteristics of the converter can be described using a second-order matrix. However, under asymmetric conditions, the converter exhibits more complex frequency coupling characteristics, and the model is no longer applicable. This paper firstly considers the sideband effect of a pulse width modulation(PWM) modulation and the frequency aliasing effect of sampling link, phase-locked loop dynamics, DC voltage control, positive and negative sequence current inner loop control, and other influencing factors, and establishes a small signal model of grid-connected converter suitable for three-phase asymmetric conditions. Then, a method for equivalentent a multi-input-multi-output (MIMO) system to a single-input-single-output (SISO) system under asymmetric operating conditions is proposed, and the correctness of the theoretical analysis is verified through PSCAD/EMTDC. Furthermore, the asymmetry of the grid-connected converter system is defined and the influence of control parameters on the system asymmetry is analyzed. Finally, the stability of grid-tied systems under asymmetry operation condition is analyzed based on the maximum peak Nyquist criterion.

Key words: grid-connected converter; pulse width modulation (PWM); asymmetric operation condition; SISO equivalence; maximum peak criteria

0 引言

随着我国大力推进能源革命,大规模的风、光等可再生能源发电系统通过并网逆变器接入电网^[1]。然而,以并网逆变器为接口的新能源机组振荡事故频发,德国北海风电场曾发生 250~350 Hz 的中高频振荡;新疆哈密地区大规模风电场曾发生 20~40 Hz 的次同步振荡,新能源并网系统的谐振稳定性成为业界的重点关注问题^[2]。

新能源场站的振荡问题是由电力电子设备之间或与传统电气设备之间交互引起的,针对该类问题阻抗分析法是有效而简便的分析手段^[3-5]。阻抗分析法关注设备的端口特性,通过奈奎斯特判据或广义奈奎斯特判据对系统进行稳定性分析^[6-7]。基于多谐波线性化方法,文献[8]建立了考虑直驱风电机组机侧动态的阻抗模型,定量分析了机网侧小信号耦合特性。文献[9]考虑控制系统的频率耦合效应,建立了并网逆变器的两端口模型,但简化了采样、调制等环节的建模。文献[10-11]分别建立了 LCL 并网逆变器的阻抗模型,在考虑频率耦合效应的基础上将互联系统等效为单输入单输出系统。上述文献在阻抗建模的工作中皆考虑了换流器控制引入的频率耦合特性,但是忽略了调制、采样、控制延时等环节的刻画,且只适用于对称工况的分析。

实际上换流器的频率耦合特性与系统的时变性和非线性密切相关,除了控制系统导致的频率耦合特性外,换流器系统中采样环节、调制环节以及开关电路自身的非线性都会使系统呈现频率耦合特性,文献[12]对换流器采样和脉宽调制(pulse width modulation, PWM)环节的谐波特性进行了详尽的研究,并刻画了采样环节和调制环节之间的谐波耦合机理。文献[13]对不同采样规则下的 PWM 边带次生谐波特性进行了研究,在此基础上导出考虑换流器边带频率耦合的导纳模型。以上文献在建模中考虑了调制环节的边带谐波特性,但是同样不适用于不对称工况。

由于交流侧系统单相故障、滤波器电感电容参数不平衡等原因,实际工程中换流器可能处于非对称的运行状态,使得系统内部的频率耦合通道呈现出复杂的特性。文献[14]基于对角占优特性提出了一种三相不平衡电网下的稳定性分析方法,该方法节约了计算成本,但是在某些工况下可能存在偏

差。文献[15]基于谐波线性化的方法,建立了不对称工况下的并网换流器序阻抗模型,然而谐波线性化在推广到更高阶数的系统时需要复杂的计算^[16]。以上文献对于三相不平衡运行工况下的换流器建模与稳定性分析进行了探索,但不对称工况下的换流器建模及其稳定性分析存在一定局限性。

基于上述讨论,在不对称工况下换流器成为一个高阶的 MIMO 系统。对于 MIMO 系统稳定性的分析,学者们通常使用广义奈奎斯特判据或者将系统等效变换为 SISO 系统。文献[17]基于 Gershgorin 定理和广义奈奎斯特判据提出了一个严格充分的稳定性判据。文献[18]提出了一种正负序阻抗解耦的 SISO 等效方法,且已被广泛应用于换流器的稳定性分析^[19]。SISO 方法将系统划分为源、荷两个子系统,并且要求各子系统稳定,虽然存在一定局限,但仍是直观有效的方案。

综上所述,目前针对不对称工况下的换流器建模较少且大多基于平均化模型,未能充分考虑换流器调制与采样环节的频率耦合,因此有必要研究不对称工况下调制环节的耦合机理,得到适用于全工况的建模框架。本文首先考虑采样保持环节和 SPWM 环节,分析了换流器的稳态谐波特性,精确刻画了 SPWM 的边带效应,在此基础上,考虑锁相环、定直流电压/无功控制、正负序电流内环控制、正负序分离环节等建立适用于不对称工况的换流器小信号模型,并通过 PSCAD/EMTDC 频率扫描对所建模型进行验证,所得模型与传统方法相比在中高频段有着更高精度;接着给出了不对称工况下的 SISO 阻抗降阶计算方法,在此基础上基于最大峰值判据分析了不对称工况下无功外环对并网系统稳定性的影响。

1 PWM 电压源换流器谐波特性分析

1.1 换流器拓扑及数学模型

换流器拓扑如图 1 所示。系统控制框图如图 2 所示。

图 1 中 $u_x(x=a, b, c)$ 为换流器交流侧端口三相电压, i_x 为交流侧三相电流, L_f 为电感滤波器的电感值, R_f 为电感滤波器的等效电阻值, i_{dc} 为直流侧电流, u_{dc} 为直流侧电压, u_{ref} 为控制系统输出的归一化参考电压信号,通过正弦脉宽调制(sine pulse width modulation, SPWM)算法生成各换流阀的开

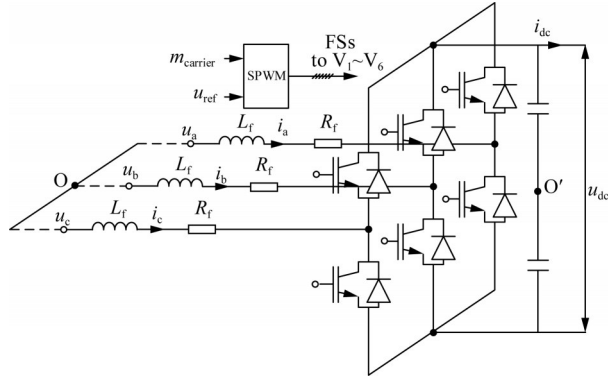


图1 PWM换流器电路拓扑图

Fig. 1 Typical topology of PWM converter

通和关断控制信号。

三相并网逆变器的控制逻辑描述如下。首先, 公共连接点(point of common coupling, PCC)电压 u_{PCC} 和滤波电感上的电流 i_f 经过采样环节输入到控制系统, 然后, 控制系统通过计算程序输出换流器输出电压的参考值, 最后, 换流器输出电压参考值通过 PWM 调制产生开关信号, 从而控制换流器的输出电压。换流器通过锁相环与电网同步, 控制策略采用正负序双闭环 PI 控制, 其中, d - q 轴外环控制的控制目标分别为直流电压和输出的无功功率, 负序控制则是为了抑制输出电流的负序分量。

对于开关电路的建模, 通常采用状态空间平均值法, 即假设在一个采样周期内将调制输入信号视为一条恒定不变的直线, 那么它在该采样周期输出的占空比 D 为:

$$\frac{DT_c}{T_c} = \frac{M_x + 1}{2} \quad (1)$$

根据等面积原理可以得到在该采样周期内换流器交流侧输出电压为:

$$u_{cx} = D \left(\frac{1}{2} u_{dc} \right) + (1 - D) \left(-\frac{1}{2} u_{dc} \right) = \frac{1}{2} u_{dc} M_x \quad (2)$$

式中: u_{cx} 为换流器交流侧 x 相输出电压 ($x=a, b, c$); M_x 为 x 相调制输入信号, 即矢量控制环节输出, 其幅值限定在 $[-1, 1]$ 之间; T_c 为开关周期, 即载波频率的倒数; D 为占空比。从上述推导可以看出平均值法建模中忽略了开关周期时间尺度内输入信号的动态特性, 因此, 平均值法适用于开关频率较高的系统。然而在工程上, 为了降低开关损耗大功率并网逆变器的开关频率往往设为 $1 \text{ k} \sim 3 \text{ kHz}$, PWM 调制产生的边带谐波较为突出, 平均值模型不足以精确描述换流器内部动态。本节从 SPWM 的原理出发建立换流器的动态模型。

在正常运行工况下, 三相桥式换流器相单元的两个换流阀总是处于互补的状态, 即其中一个阀开通时另一个阀总是关断的, 因此换流器的工作模式总共有 8 种, 每一种模式下都有其对应的动态微分方程, 为了对换流器的动态模型进行统一的表述, 本文引入阀开关函数的概念, 其定义如下。

$$S_x = \begin{cases} 1, & m_x > m_{\text{carrier}} \\ -1, & m_x < m_{\text{carrier}} \end{cases} \quad (3)$$

式中: S_x 为相单元 x ($x=a, b, c$) 所处的状态, 当 $S_x=1$ 时 x 相单元的上桥臂 IGBT 阀组开通, 下桥臂 IGBT 阀组关断, 当 $S_x=-1$ 时 x 相单元的下桥臂 IGBT 阀组开通, 上桥臂 IGBT 阀组关断; m_{carrier} 为三角载波的幅值。本文所研究系统采用对称规则采样的双极性 SPWM 调制。式(3)中 S_x 的定义与 SPWM 调制环节一致, 因此 S_x 可以描述调制环节的动态。根据电路原理可以写出描述交直流侧动态特性的微分方程为:

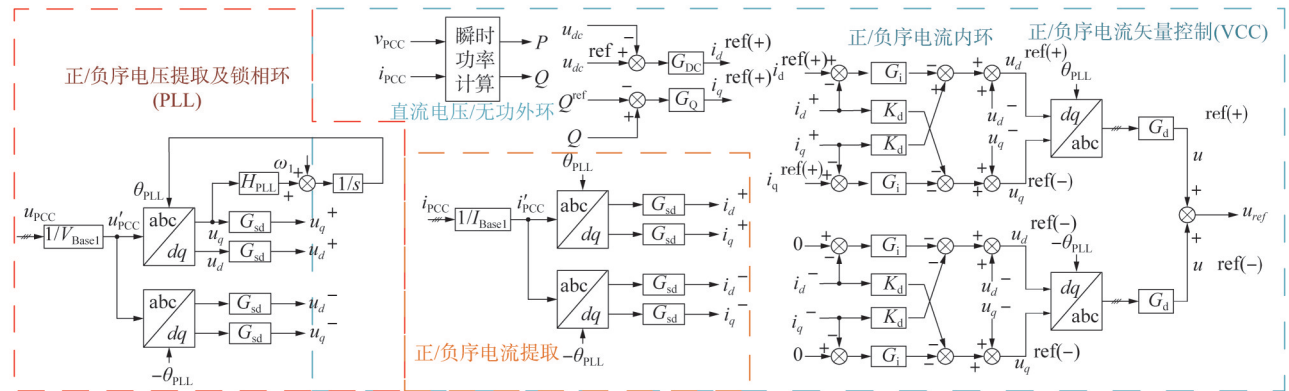


图2 换流器矢量控制策略原理框图

Fig. 2 Block diagram of vector control strategy structure of converter

$$\begin{cases} u_x + R_f i_x + L_f \frac{di_x}{dt} = \frac{u_{dc}}{2} S_x + u_{O'O} \\ i_{dc} = C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} + \sum_{x=a,b,c} \frac{1+S_x}{2} i_x \end{cases} \quad (4)$$

式中: $u_{O'O}$ 为交流侧中性点与直流侧中性点间电压; C_{dc} 为直流侧电容。

考虑变压器二次侧接线方式为中性点高阻接地, 因此换流器内部不存在零序电流分量, 那么 $u_{O'O}$ 的表达式可以进一步地写为:

$$u_{O'O} = -\frac{u_{dc}}{2} \left(\frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} S_x \right) \quad (5)$$

将式(5)代入式(4)可以得到:

$$\begin{cases} u_a + R_f i_a + L_f \frac{di_a}{dt} = \frac{u_{dc}}{2} \left(\frac{2}{3} S_a - \frac{1}{3} S_b - \frac{1}{3} S_c \right) \\ u_b + R_f i_b + L_f \frac{di_b}{dt} = \frac{u_{dc}}{2} \left(-\frac{1}{3} S_a + \frac{2}{3} S_b - \frac{1}{3} S_c \right) \\ u_c + R_f i_c + L_f \frac{di_c}{dt} = \frac{u_{dc}}{2} \left(-\frac{1}{3} S_a - \frac{1}{3} S_b + \frac{2}{3} S_c \right) \end{cases} \quad (6)$$

由式(3)和(6)可以看出, 对于 PWM 环节动态特性的准确刻画就是要建立 M_x 与 S_x 之间的关系, 亦是本文工作的重点之一。

1.2 系统内部稳态谐波的产生机理

换流器系统运行过程中存在诸多稳态谐波分量, 这些谐波分量体现了换流器系统的非线性特征, 理解稳态谐波的产生机理对于换流器的小信号建模工作有着重要意义。低次谐波往往源自于开关死区和器件寄生参数的影响, 而高次谐波与采样环节和 PWM 调制密切相关, 且各次谐波之间存在耦合。基于上述讨论, 本节对采样环节的频率混叠效应和 PWM 调制环节的边带谐波特性进行分析, 并提出精确刻画小扰动下谐波特性的解析方法。

1.2.1 采样和保持环节的谐波特性

采样保持(S/H)环节以采样周期 T_s 将连续的输入信号转换为离散的序列信号并将离散信号恢复为时变信号。采样环节的输出可以用单位脉冲串信号与输入信号的乘积来描述。

$$f_n(t) = S_{Ts}(t) f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) f(t) \quad (7)$$

式中: $f_n(t)$ 为采样器输出信号; $S_{Ts}(t)$ 为单位脉冲串信号; δ 为狄利克雷函数; n 为整数; $f(t)$ 为原始时间连续信号。

将式(7)中的单位脉冲串信号 $S_{Ts}(t)$ 展开为傅里

叶级数, 可以将采样环节的输出信号进一步地写为式(8)所示形式。

$$f_n(t) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(t) e^{jn\omega_s t} \quad (8)$$

式中 ω_s 为采样频率。

保持环节的输出信号可以看作是 $f_n(t)$ 与单位矩形脉冲信号的卷积。

$$f_o(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_n(t) * \text{rect}(t - nT_s) \quad (9)$$

$$\text{rect}(t) = \varepsilon(t) - \varepsilon(t - T_s)$$

式中: $f_o(t)$ 为保持环节输出信号; $*$ 表示卷积运算; $\varepsilon(t)$ 为单位阶跃函数。

进一步地将 S/H 环节的输出信号转换到频域, 则可以得到精确刻画 S/H 环节输入输出关系的表达式。

$$\begin{aligned} F_o(\omega) &= \frac{1 - e^{-j\omega T_s}}{j\omega} F_n(\omega) \\ &= \frac{\sin(\omega T_s/2)}{\omega T_s/2} e^{-j\omega \frac{T_s}{2}} T_s F_n(\omega) \\ &= \text{sinc}(\omega T_s/2) e^{-j\omega \frac{T_s}{2}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(\omega - n\omega_s) \end{aligned} \quad (10)$$

式中: $F_o(\omega)$ 为 S/H 环节输出信号的频谱; $F_n(\omega)$ 为 $f_n(t)$ 的频谱; $\text{sinc}(\cdot)$ 为辛格函数; ω 为频率。

从式(10)可以看到, 信号通过采样环节在频域上的表现为原始信号频谱的平移和叠加, 然后通过一个幅值衰减 $\text{sinc}(\omega T_s/2)$ 、相位滞后半个采样周期的低通滤波器, 当控制器输入信号中存在比 $f_s/2$ 大的频率分量时, 则可能导致频率混叠现象的出现^[20], 从而产生低次谐波。

1.2.2 PWM 环节的谐波特性

PWM 环节的边带效应是指输出信号中存在与开关频率相关的高频谐波, 这是任何调制都无法避免的。该环节同样存在频率混叠现象, 且相比于固定频率的采样环节具有更复杂的特性。以下对自然采样的双极性 PWM 进行分析, 对称规则采样可看作在该环节前串联了一个采样环节。

由图 3 可以看到调制输入信号 u^{ref} 与载波信号 m^{carrier} 在一个载波周期内存在两个交点, 其中与负斜率区段的交点是输出信号的上升沿, 与正斜率区段的交点是输出信号的下降沿。

为了方便导出 PWM 信号的解析表达式, 本文引入一个上下幅值为 ± 1 的三角波函数。

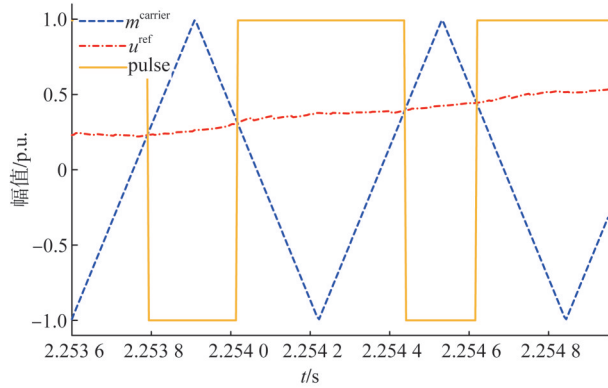


图3 双极性PWM调制原理

Fig. 3 Principle of bipolar SPWM

$$\text{st}(\theta) = \frac{\theta}{\pi} - 2k \quad (11)$$

式中: $\text{st}(\theta)$ 为三角波函数; θ 为相位; k 为整数。借助于锯齿波函数的引入可以构建SPWM信号的解析表达式如式(12)所示^[21]。

$$S(t) = \underbrace{M(t)}_{\text{线性部分}} + \underbrace{\text{st}\left(\omega_c t + \varphi_c - \pi \frac{1+M(t)}{2} + \pi\right) - \text{st}\left(\omega_c t + \varphi_c + \pi \frac{1+M(t)}{2} + \pi\right)}_{\text{非线性部分 } S_{\text{non}}(t)} \quad (12)$$

式中: $S(t)$ 为输出信号; $M(t)$ 为输入信号; ω_c 为载波频率; φ_c 为载波初相位。

将式(12)中的 $S(t)$ 划分为线性部分与非线性部分两部分, 其中的线性部分与调制参考信号相等, 对其进行傅里叶展开可以重新写为:

$$S_{\text{non}}(t) = \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{j}{m\pi} e^{jm\varphi_c} \underbrace{\left(e^{-jm\pi \frac{1+M(t)}{2}} - e^{jm\pi \frac{1+M(t)}{2}} \right)}_{F_c(t, m)} e^{jm\omega_c t} \quad (13)$$

式中: $S_{\text{non}}(t)$ 为 $S(t)$ 的非线性项; m 为非零整数。

式(13)是对式(12)中非线性部分进行傅里叶分解的结果, 从频域的视角看, $S_{\text{non}}(t)$ 可以看做是 $F_c(t, m)$ 的傅里叶变换与 m 倍开关频率处的脉冲序列的卷积, 其频谱相当于 $F_c(t, m)$ 频谱乘上一个增益后进行平移和叠加。当开关频率较高时PWM调制环节产生的非线性特征谐波具有较高的频率, 而换流器的控制器在高频处往往表现为很强的衰减特性, 此时PWM调制的边带谐波不会在闭环系统中传递。然而当控制器不能很好地阻断

边带谐波的传递时则会在调制环节耦合出低次的谐波分量。

假设 $M(t)$ 可以分解为 k 个正弦信号的叠加, 即 $M(t)=M_1(t)+M_2(t)+\cdots+M_k(t)$, 那么可以进一步得到 $F_c(t, m)$ 的傅里叶变换如式(14)所示。

$$\begin{cases} F_c(\omega, m) = F_c^1(\omega, m) + F_c^2(\omega, m) \\ = [F_{c,1}^1(\omega, m) * \cdots * F_{c,k}^1(\omega, m)] + \\ [F_{c,1}^2(\omega, m) * \cdots * F_{c,k}^2(\omega, m)] \\ F_c^1(\omega, m) = \mathcal{T} \left\{ e^{-jm\pi \frac{1+M(t)}{2}} \right\} \\ F_c^2(\omega, m) = \mathcal{T} \left\{ -e^{jm\pi \frac{1+M(t)}{2}} \right\} \\ F_{c,k}^1(\omega, m) = \mathcal{T} \left\{ e^{-jm\pi \frac{1+M_k(t)}{2}} \right\} \\ F_{c,k}^2(\omega, m) = \mathcal{T} \left\{ -e^{jm\pi \frac{1+M_k(t)}{2}} \right\} \end{cases} \quad (14)$$

式中: $F_c(\omega, m)$ 为 $F_c(t, m)$ 的频谱; $\mathcal{T}\{\cdot\}$ 为求傅里叶变换; $F_{c,k}(t, m)$ 为取 $M(t)=M_k(t)$ 时的 $F_c(t, m)$ 值。通过将 $F_{c,k}(t, m)$ 的频谱进行卷积即可得到 $F_c(t, m)$ 的频谱, 其中 $F_{c,k}(t, m)$ 的频谱可以通过Jacobi-Anger展开定理进行计算。

$$e^{jm \cos \theta} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n J_n(m) e^{jn\theta} \quad (15)$$

式中: $J_n(m)$ 为 n 阶贝塞尔函数; n 为整数。

基于上述对采样和调制环节的分析, 当系统中出现采样频率与边带频率相近的扰动时会在该环节耦合出低频的耦合扰动分量, 由于闭环控制中补偿器在低频的增益一般设计得比较高以获得更好的性能, 因此低频的耦合扰动分量将会在闭环系统中绕一圈又回到调制环节, 进而又产生原扰动频率的分量。在不对称工况下, 由于交流侧负序分量的存在, 基于 dq 轴解耦的双闭环控制会在交流侧产生不可忽视的奇数次谐波, 使得PWM环节的边带效应更显著。

2 频率耦合特性小信号建模

2.1 多谐波线性化方法

不对称工况下, 当交流电网存在小扰动时, 换流器将响应出多个与扰动频率相关的耦合频率分量^[22], 因此本文采用多谐波线性化的方法建立系统的小信号模型。在小扰动的情形下, 结合傅里叶分

解原理, 系统中的各动态量具有如下统一表达式。

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} X_{-n} e^{-jn\omega_1 t} \\ \vdots \\ X_n e^{jn\omega_1 t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta x_{-n} e^{j(\omega_p - n\omega_1)t} \\ \vdots \\ \Delta x_n e^{j(\omega_p + n\omega_1)t} \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{x}(t)$ 为时域信号; $X_{n(-n)}$ 为信号稳态分量的傅里叶系数; $\Delta x_{n(-n)}$ 为小扰动分量的傅里叶系数; ω_1 为基频; ω_p 为扰动频率。

2.2 主回路频域模型

对式(4)~(6)的各动态量按式(16)展开, 并在平衡点处做线性化可以得到相应的频域小信号动态方程, 将其写为如式(17)所示矩阵形式。

$$\begin{bmatrix} \Delta U_a \\ \Delta U_b \\ \Delta U_c \end{bmatrix} + \mathbf{Z}_f \begin{bmatrix} \Delta I_a \\ \Delta I_b \\ \Delta I_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \mathbf{G}_{OO'} \left(\mathbf{S}_{sh} \begin{bmatrix} \Delta U_{dc} \\ \Delta U_{dc} \\ \Delta U_{dc} \end{bmatrix} + \mathbf{U}_{dc, sh} \begin{bmatrix} \Delta S_a \\ \Delta S_b \\ \Delta S_c \end{bmatrix} \right) \\ \mathbf{Y}_c \begin{bmatrix} \Delta U_{dc} \\ \Delta U_{dc} \\ \Delta U_{dc} \end{bmatrix} = -\frac{1}{2} (\mathbf{G}_{OO'} + \mathbf{S}_{sh}) \begin{bmatrix} \Delta I_a \\ \Delta I_b \\ \Delta I_c \end{bmatrix} - \frac{1}{2} \mathbf{I}_{sh} \begin{bmatrix} \Delta S_a \\ \Delta S_b \\ \Delta S_c \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中: ΔU_x 、 ΔI_x 和 ΔS_x 分别为交流侧电压、电流和开关函数 x 相的小扰动向量, $x=a, b, c$; ΔU_{dc} 为直流侧电压的小扰动向量; $\mathbf{Z}_f$ 为滤波器阻抗矩阵; $\mathbf{Y}_c$ 为直流电容导纳矩阵; $\mathbf{I}_{sh}$ 、 $\mathbf{U}_{dc, sh}$ 和 $\mathbf{S}_{sh}$ 分别为交流电流、直流电压和三相开关函数的稳态谐波矩阵; $\mathbf{G}_{OO'}$ 的表达式见附录式(A4)。

2.3 控制回路频域模型

2.3.1 锁相环建模

锁相环结构框图如图2中红色部分所示, 其中 $H_{pll}(s)$ 为锁相环的开环传递函数, 考虑锁相环输出相位中含有理想相位、稳态谐波以及小扰动。

$$\theta_{PLL} = \omega_1 t + \varphi_0 + \theta_{sh} + \Delta\theta \quad (18)$$

式中: θ_{PLL} 为锁相环输出相位; φ_0 为初相位; θ_{sh} 为稳态输出相位的谐波分量; $\Delta\theta$ 为小信号增量。

Park 变换环节的输入输出关系可写为式(19)形式, 矩阵 $\mathbf{T}_p(\theta)$ 和 $\mathbf{P}(\theta)$ 的定义见附录式(A1)。

$$\begin{bmatrix} x_d^{c+} \\ x_q^{c+} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_p(\Delta\theta) \mathbf{T}_p(\theta_{sh}) \mathbf{P}(\omega_1 t + \varphi_0) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中: x_a 、 x_b 和 x_c 为三相交流电流或电压; x_d^{c+} 为变量在控制系统同步坐标系下的 $d(q)$ 轴分量。

考虑 $\Delta\theta$ 为小扰动量, 则令 $\cos\Delta\theta=1$ 、 $\sin\Delta\theta=0$, 于是稳态时的表达式可以写为:

$$\begin{bmatrix} x_d^{c+} \\ x_q^{c+} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_p(\theta_{sh}) \mathbf{P}(\omega_1 t + \varphi_0) \begin{bmatrix} x_{a,s} \\ x_{b,s} \\ x_{c,s} \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中下标 s 表示变量的稳态轨迹。

根据谐波传递函数(harmonic transfer function, HTF)的思想, 联立式(18)~(20)即可得到频域的小信号方程。

$$\begin{bmatrix} \Delta x_d^{c+} \\ \Delta x_q^{c+} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{1} \\ -\mathbf{1} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{T}_p(\theta_{sh})}_{\mathbf{G}_1^{u+}} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{d,sh}^{g+} \\ \mathbf{X}_{q,sh}^{g+} \end{bmatrix} \Delta\theta_{PLL} + \underbrace{\mathbf{T}_p(\theta_{sh}) \mathbf{P}(\omega_1 t + \varphi_0)}_{\mathbf{G}_2^{u+}} [\Delta X_a \quad \Delta X_b \quad \Delta X_c]^T \quad (21)$$

式中: $\mathbf{0}$ 和 $\mathbf{1}$ 为 $(2h+1)$ 阶的零方阵和单位对角矩阵; h 为模型的截断阶数; ΔX_a 、 ΔX_b 和 ΔX_c 为三相交流变量的小扰动向量; $\Delta x_{d(q)}^{c+}$ 为 $d(q)$ 轴分量的正序小扰动向量; $\Delta\theta_{PLL}$ 为锁相环输出相位的小扰动向量; $\mathbf{X}_{d(q),sh}^{g+}$ 为理想同步相位下的稳态谐波矩阵。

类似地, 可以得到负序 Park 变换以及正负序反 Park 变换的频域小信号方程, 详细表达式见附录式(A2)和(A3)。

考虑 SRF-PLL 的控制结构, 则有:

$$\Delta\theta_{PLL} = [\mathbf{0} \quad \mathbf{H}_{PLL}] \begin{bmatrix} \Delta U_d^{c+} \\ \Delta U_q^{c+} \end{bmatrix} \quad (22)$$

式中: $\mathbf{H}_{PLL}$ 为锁相环的开环传递函数矩阵; $\Delta U_{d(q)}^{c+}$ 为控制坐标系下 $d(q)$ 轴电压的小扰动向量。

代入正序 Park 变换的表达式消去 $d-q$ 坐标系的电压小信号, 可以得到锁相环的传递函数矩阵 $\mathbf{G}_{PLL}$ 。

$$\Delta\theta_{PLL} = \underbrace{(1 - [\mathbf{0} \quad \mathbf{H}_{PLL}] \mathbf{G}_1^{u+})^{-1} [\mathbf{0} \quad \mathbf{H}_{PLL}]}_{\mathbf{G}_{PLL}} \mathbf{G}_2^{u+} \begin{bmatrix} \Delta U_a \\ \Delta U_b \\ \Delta U_c \end{bmatrix} \quad (23)$$

式中: $\mathbf{G}_1^{u+}$ 和 $\mathbf{G}_2^{u+}$ 的定义在式(21)中给出; $\mathbf{G}_{PLL}$ 为锁相环的闭环传递函数矩阵。

2.3.2 外环控制建模

根据瞬时功率理论, 无功功率表达式为:

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(u_b - u_c)i_a + (u_c - u_a)i_b + (u_a - u_b)i_c] \quad (24)$$

式中 Q 为瞬时无功功率。

将式(24)转到频域并消去平衡点可以得到无功功率关于电压的 HTF。

$$\Delta Q = \frac{1}{\sqrt{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} U_{a,sh} & U_{b,sh} & U_{c,sh} \end{bmatrix} T_Q}_{G_{Q,I}} \begin{bmatrix} \Delta I_a & \Delta I_b & \Delta I_c \end{bmatrix}^T - \frac{1}{\sqrt{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} I_{a,sh} & I_{b,sh} & I_{c,sh} \end{bmatrix} T_Q}_{G_{Q,U}} \begin{bmatrix} \Delta U_a & \Delta U_b & \Delta U_c \end{bmatrix}^T \quad (25)$$

式中: ΔQ 为无功功率的小信号增量; $U_{x,sh}$ 和 $I_{x,sh}$ ($x=a, b, c$) 分别为三相电压和电流的稳态谐波矩阵; T_Q 的表达式见附录式(A6)。

结合外环控制结构框图, 则 d - q 轴参考电流如式(26)所示。

$$\begin{bmatrix} \Delta I_d^{ref+} \\ \Delta I_q^{ref+} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} G_{DC} & 0 \\ 0 & G_Q \end{bmatrix}}_{G_{outer}} \begin{bmatrix} \Delta U_{dc} \\ \Delta Q \end{bmatrix} = G_{outer} \left\{ \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ G_{Q,I} \end{bmatrix}}_{G_{Q,I}^{ref}} \begin{bmatrix} \Delta I_a \\ \Delta I_b \\ \Delta I_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ G_{Q,U} \end{bmatrix}}_{G_{Q,U}^{ref}} \begin{bmatrix} \Delta U_a \\ \Delta U_b \\ \Delta U_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} T_{DC} \\ 0 \end{bmatrix}}_{G_{DC}^{ref}} \begin{bmatrix} \Delta U_{dc} \\ \Delta U_{dc} \end{bmatrix} \right\} \quad (26)$$

式中: $\Delta I_{d(q)}^{ref+}$ 为 $d(q)$ 轴电流指令值的小扰动向量; G_{DC} 和 G_Q 分别为 d 轴和 q 轴外环 PI 控制器的谐波传递函数, $G_{Q,I}$ 和 $G_{Q,U}$ 的定义在式(25)中给出; T_{DC} 的表达式见附录(A5)。

2.3.3 正负序电流内环建模

正负序电流内环控制分别对经过正负序 Park 变换和正负序分离滤波环节的电流进行控制, 同时为了提高系统的动态性能在正负序控制环节中附加了电压前馈。根据正负序电流内环的结构, 控制系统输出的电压参考信号的小扰动量如下。

$$\begin{bmatrix} \Delta M_d^{c+} \\ \Delta M_q^{c+} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} G_C & 0 \\ 0 & G_C \end{bmatrix}}_{G_{PSCC}^{ref}} \begin{bmatrix} \Delta I_d^{ref+} \\ \Delta I_q^{ref+} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} G_C & K_d \\ -K_d & G_C \end{bmatrix}}_{G_{PSCC}} \begin{bmatrix} \Delta I_d^{c+} \\ \Delta I_q^{c+} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta U_d^{c+} \\ \Delta U_q^{c+} \end{bmatrix} = \left[(G_{PSCC}^{ref} G_{cdcq}^{u+} + G_{PSCC} G_1^{i+} + G_{PLL}) + (G_1^{u+} + G_{PLL} + G_2^{+}) \right] \begin{bmatrix} \Delta U_a \\ \Delta U_b \\ \Delta U_c \end{bmatrix} + (G_{PSCC}^{ref} G_{cdcq}^{i+} + G_{PSCC} G_2^{+}) \begin{bmatrix} \Delta I_a \\ \Delta I_b \\ \Delta I_c \end{bmatrix} \quad (27)$$

式中: ΔM_d^{c+} 和 ΔM_q^{c+} 为 d 、 q 轴调制比的小扰动向量; $\Delta I_{d(q)}^{c+}$ 为控制坐标系下 $d(q)$ 轴电流的小扰动向量; G_C 为电流内环 PI 控制器的传递函数, K_d 为 d - q

轴解耦系数; G_{cdcq}^{u+} 和 G_{cdcq}^{i+} 的定义在式(26)中给出。

2.3.4 采样环节及调制环节建模

考虑输入信号为稳态谐波与小扰动的叠加形式, 并在平衡点处对式(11)进行线性化, 则可以得到考虑频率混叠现象的 HTF。

$$\begin{aligned} \Delta F^*(\omega) &= \text{sinc}(\omega T_c/2) e^{-j\omega \frac{T_c}{2}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Delta F(\omega - n\omega_c) \\ &= \text{sinc}(\omega T_c/2) e^{-j\omega \frac{T_c}{2}} G_{shift} \Delta F(\omega) \end{aligned} \quad (28)$$

式中: $\Delta F^*(\omega)$ 为 $f^*(t)$ 的频域小信号增量; $\Delta F(\omega)$ 为输入信号的小信号增量; G_{shift} 为求和运算的矩阵, 详细表达式见附录式(A7)。

对 PWM 调制环节建模的关键在于建立开关函数非线性部分的线性化模型。将式(12) $S_{non}(t)$ 中的 $F_c(t, m)$ 进行泰勒展开并忽略高阶小信号量, 可以得到:

$$\Delta F_c(t, m) = -\frac{jm}{2} (e^{-jm\pi \frac{1+M_{sh}(t)}{2}} + e^{jm\pi \frac{1+M_{sh}(t)}{2}}) \Delta M(t) \quad (29)$$

式中: $\Delta F_c(t, m)$ 为 $F_c(t, m)$ 的小信号增量; $M_{sh}(t)$ 为 $M(t)$ 的稳态谐波轨迹; $\Delta M(t)$ 为 $M(t)$ 的小信号增量。

从而可以得到 $S_{non}(t)$ 的扰动量为:

$$\begin{aligned} \Delta S_{non}(t) &= \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{j}{m\pi} e^{jm\varphi_c} \Delta F_c(t, m) e^{jm\omega_c t} \\ &= \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} [e^{jm\varphi_c} \cos\left(m\pi \frac{1+M_{sh}(t)}{2}\right) e^{jm\omega_c t} \Delta M(t)] \end{aligned} \quad (30)$$

将式(30)展开为频域表达式可以得到 ΔM 到 ΔS 的 HTF。联立式(17)~(30)即可得到完整的换流器小信号模型。

2.4 时域仿真验证

在 PSCAD 中建立电磁暂态模型, 参数见附录 B, 分别设置开关频率为 1.6 kHz 和 10 kHz, 测得交流侧阻抗曲线为图 4(a) 和图 4(b) 中的绿色圆圈和黄色圆圈, 图 4 中蓝色虚线为基于文献[9]方法的阻抗解析值, 红色实线为本文模型的阻抗解析值, 图 4(a) 中文献[9]模型与测量值在全频段表现出一定的差异性, 尤其是 1.6 kHz 附近, 而本文所提模型与测量值吻合较好, 从而验证了本文建模的正确性, 说明换流器特征谐波会使系统呈现复杂的频率耦合特性。图 4(b) 中文献[9]模型与本文模型皆与

测量值吻合较好,验证了第1节的理论分析,说明在开关频率较高时平均值模型可以较好地表征系统,但是开关频率较低时存在一定误差,在开关频率附近尤为显著,且开关频率越低越明显,详见附录C。

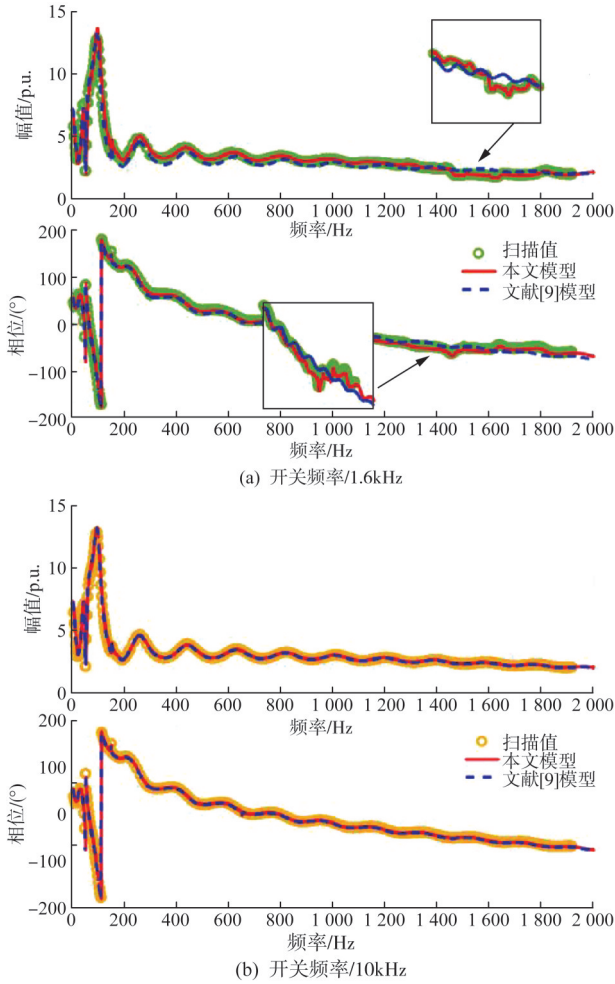


图4 交流侧三相导纳验证1

Fig. 4 Verification 1 of AC-side three phase

接着对三相不对称工况进行验证,首先设置交流母线电压为56 kV正序+10 kV负序理想电压源(15%不对称度),然后注入三相正序小扰动电压,测得并网逆变器端口三相阻抗特性曲线及理论计算值如图5(a)所示。由于不对称工况下三相导纳存在相间耦合,导致系统内部出现了新的耦合通道,从而三相导纳存在一定差异。此外,对换流器电感滤波器参数不对称时的三相导纳进行验证,如图5(b)所示,其中三相电感滤波器的参数比为 $L_{fa} : L_{fb} : L_{fc} = 1.5 : 1 : 1$,可见当滤波电感

参数不一致时换流器三相交流导纳在宽频带内皆存在一定差异。

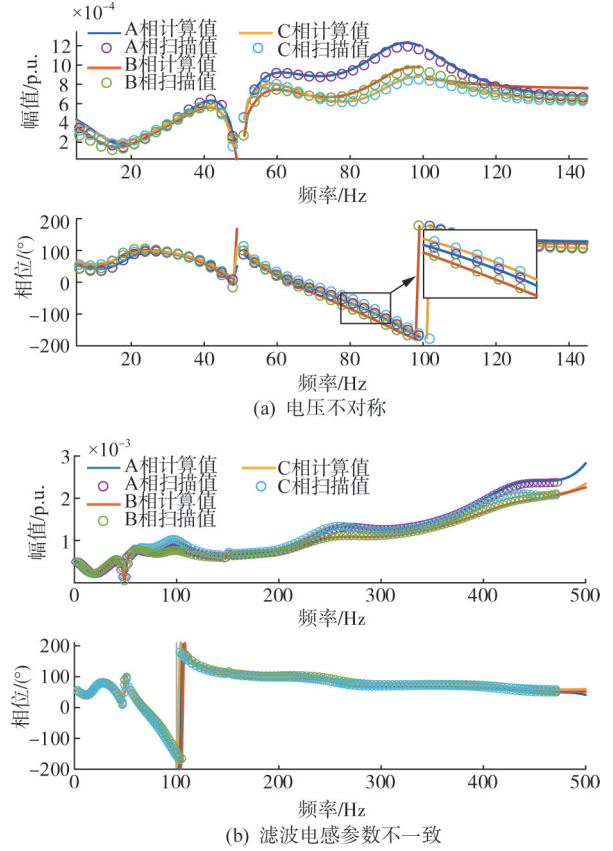


图5 交流侧三相导纳验证2

Fig. 5 Verification 2 of AC-side three phase

3 算例仿真

3.1 不对称工况下SISO等效阻抗导出

本节考虑图6所示风电并网系统。在进行大规模风电并网小信号稳定性分析时通常将风电场等值为单台风电,并将机侧等效为一个恒功率的电流源^[23-26],下文分析皆基于该等值模型。将系统划分为图6中黑框和红框包围的两个子系统,并给出并网系统等效阻抗。

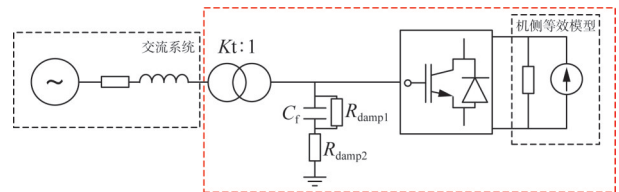


图6 并网系统示意图

Fig. 6 Sketch diagram of grid-connected system

对于该系统可以通过换流器模型以及交直流约束解得换流器三相阻抗。接着将三相阻抗转化为正负序阻抗,从而将相间的耦合转化为正负序网络的耦合,对问题进行简化。

$$\mathbf{Y}_{pn} = \mathbf{T}_{3s, pn} \mathbf{Y}_{abc} \mathbf{T}_{3s, pn}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{pn}^{pp} & \mathbf{Y}_{pn}^{pn} \\ \mathbf{Y}_{pn}^{np} & \mathbf{Y}_{pn}^{nn} \end{bmatrix} \quad (31)$$

式中: $\mathbf{Y}_{pn}$ 为交流侧正负序导纳; $\mathbf{Y}_{abc}$ 为交流侧三相导纳; $\mathbf{T}_{3s, pn}$ 和 $\mathbf{T}_{3s, pn}^{-1}$ 分别为正负序变换矩阵, 详细表达式见附录式(A8); $\mathbf{Y}_{pn}^{pp(nn)}$ 为正(负)序自导纳, 其非对角线元素表征了系统的频率耦合特性; $\mathbf{Y}_{pn}^{pn(np)}$ 为正(负)序耦合导纳, 其表征了三相系统相间的耦合关系, 当系统三相对称时该导纳将等于0。

由于过高阶数的谐波传递函数会造成计算资源的浪费, 因此本文选择 $h=6$ 作为建模阶数, 从附图C1中可以看到当 $h=6$ 时, 模型在所关注频段已有较精确的结果。将 $\mathbf{Y}_{pn}$ 重新排列, 并结合电网阻抗约束解得等效的正负序导纳。

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{I}_{pn} \\ \Delta \mathbf{U}_{pn, h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y} & \mathbf{A} \\ \mathbf{B} & \mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{U}_{pn} \\ \Delta \mathbf{U}_{pn, h} \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$-\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{U}_{pn} \\ \Delta \mathbf{U}_{pn, h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_g & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{I}_{pn} \\ \Delta \mathbf{I}_{pn, h} \end{bmatrix} \quad (33)$$

式中: $\Delta \mathbf{I}_{pn}$ 和 $\Delta \mathbf{U}_{pn}$ 分别为正负序电流和电压中与注入扰动同频率的分量, $\Delta \mathbf{I}_{pn, h}$ 和 $\Delta \mathbf{U}_{pn, h}$ 分别为其中的耦合频率分量; $\mathbf{Z}_g$ 为交流系统阻抗矩阵; $\mathbf{Y}$ 、 $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{B}$ 、 $\mathbf{C}$ 和 $\mathbf{D}$ 为系数矩阵。

联立式(32)和(33)可以解得等效的正负序导纳 $\mathbf{Y}_{eq}$, 求解结果见式(33)。

$$\mathbf{Y}_{eq} = \mathbf{Y} - \mathbf{AD}(\mathbf{I} + \mathbf{CD})^{-1} \mathbf{B} \quad (34)$$

进一步地, 通过求式(35)的舒尔补可以得到 SISO 阻抗的表达式。

$$\mathbf{Z}_{SISO} = \left[\mathbf{Y}_{eq}^{11} - \frac{\mathbf{Y}_{eq}^{12} \mathbf{Y}_{eq}^{21} \mathbf{Z}_g^{22}}{1 + \mathbf{Y}_{eq}^{22} \mathbf{Z}_g^{22}} \right]^{-1} \quad (35)$$

式中: $\mathbf{Z}_{SISO}$ 为等效 SISO 系统的阻抗; $\mathbf{Y}_{eq}^{mn}$ 为 $\mathbf{Y}_{eq}$ 的第 m 行第 n 列的元素; $\mathbf{Z}_g^{22}$ 为 $\mathbf{Z}_g$ 的第2行第2列的元素。

3.2 时域仿真验证

3.2.1 对称工况

在 PSCAD/EMTDC 中建立图6所示的电磁暂态仿真模型。在 $t=2$ s 时刻, 电网阻抗由 $Z_{SCR}=4.4$ 阶跃至 2.65, 当 $t=3$ s 时切换回 4.4, 记录输出电流的波形如图7所示。从图7可以看到, 换流器输出电流在 Z_{SCR} 减小之后出现振荡现象, 由于限幅等作用最终进入等幅振荡的模式, 通过对波形进行傅里叶分

析, 可以看到较大的振荡频率分量为 239 Hz 与 139 Hz, 由于滤波器的效果, 输出电流中的高频耦合分量较小, 因此未在图7中展示。

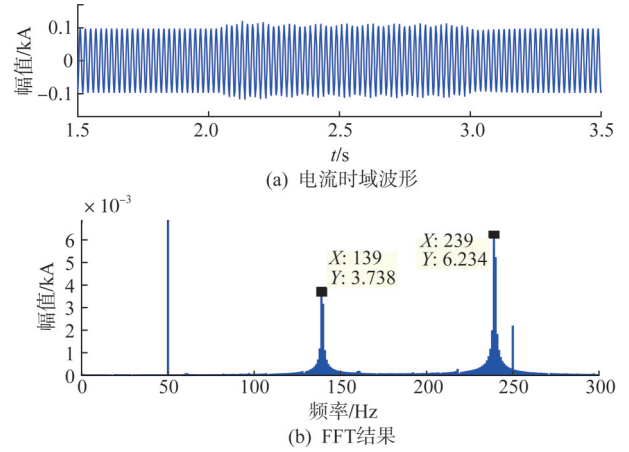


图7 算例1输出电流波形及FFT分析

Fig. 7 Output current waveforms and FFT analysis for situation 1

在 MATLAB 中求解等效 SISO 阻抗特性曲线如图8所示。从图8看到, 逆变器子系统阻抗与电网子系统阻抗曲线相交于 240 Hz, 在该频率处系统的相位裕度为 -10.4° , 因此系统失稳, 该结论与电磁暂态仿真的结果基本一致。

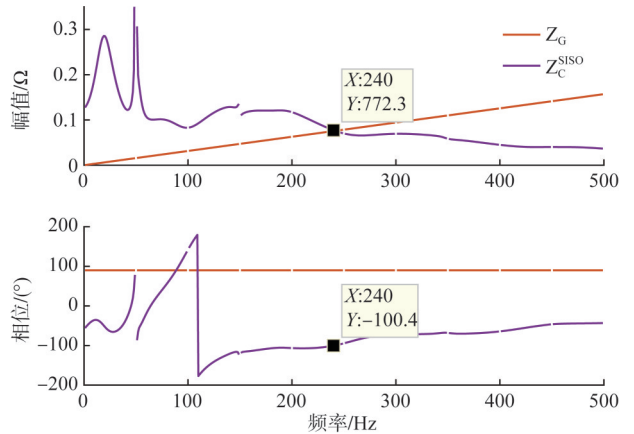


图8 算例1等效 SISO 阻抗

Fig. 8 SISO impedance curves for situation 1

3.2.2 不对称工况

考虑以下两种不对称工况: 电网电压含有 15% 的负序分量、滤波器电感参数不一致。首先在 PSCAD/EMTDC 中设置电网中存在 15% 的负序电压, 即 56 kV 正序电压+10 kV 负序电压。设置 SCR=4.4, 在 $t=2$ s 时刻将无功外环比例系数由 0.5 阶跃

至 1.2, 在 $t=2.5$ s 时刻恢复, 记录输出电流的波形如图 9(a) 所示。接着, 设置滤波器电感参数为 L_{fa} : L_{fb} : $L_{fc}=1.5:1:1$, 在 $t=2$ s 时刻将无功外环比例系数由 0.5 阶跃至 2.65, 记录输出电流波形如图 9(b) 所示。

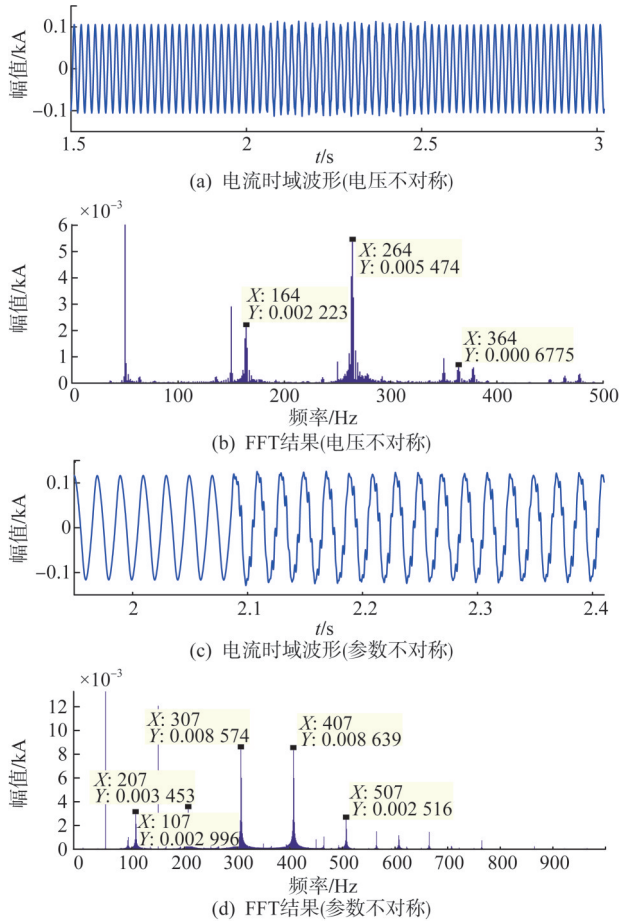


图 9 算例 2 输出电流波形及 FFT 分析

Fig. 9 Output current waveforms and FFT analysis for situation 2

从图 9(b) 中可以看到与情形一相似的振荡现象, 通过对波形进行傅里叶分析可以看到较大的 264 Hz 分量以及其他耦合频率分量, 如 164 Hz、364 Hz 等, 同时存在含量相对较大的三次、五次谐波, 这说明在三相不对称工况下系统除了镜像耦合频率外还出现了三相间的耦合通道, 使得频率耦合特性更复杂。

在 MATLAB 中求解等效 SISO 阻抗特性曲线如图 10(a) 所示。从图 10(a) 看到, 换流器子系统阻抗与电网子系统阻抗曲线交于 261 Hz, 在该频率处, 系统的相位裕度为 -4.75° , 因此系统失稳, 该结

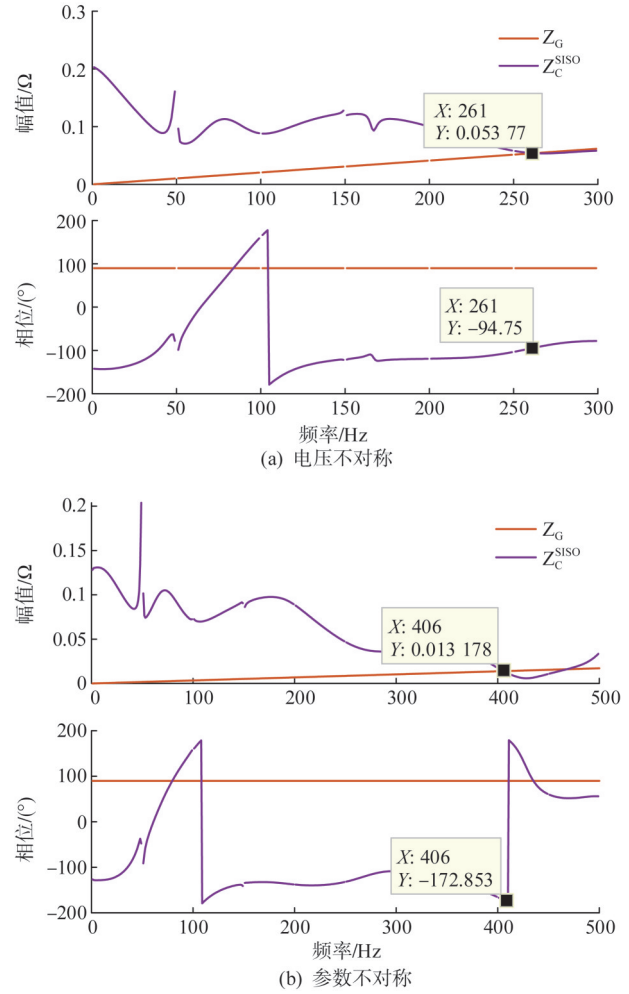


图 10 算例 2 等效 SISO 阻抗

Fig. 10 SISO impedance curves for situation 2

论与电磁暂态仿真的结果基本一致。类似地, 图 10(b) 中阻抗分析结论与图 9(c) 中的电流振荡现象基本一致。

3.3 控制参数对系统不对称度的影响

本文通过正负序导纳定义系统的不对称度 (asymmetric-coefficient, ASC), 分析控制参数在一定范围内变化时对系统不对称度的影响。其定义为:

$$A_{sc} = \frac{|Y_{eq}^{21}|}{|Y_{eq}^{11}|} \quad (36)$$

式中: Y_{eq}^{21} 和 Y_{eq}^{11} 分别为换流器等效导纳的第 2 行第 1 列的元素和第 1 行第 1 列的元素; A_{sc} 为系统的不对称度。

从图 11 可以看到, 不同电压不对称度下的 A_{sc} 曲线与电压不对称度正相关, 与预期一致, 因此

ASC值可以明确地描述换流器系统的不对称度。

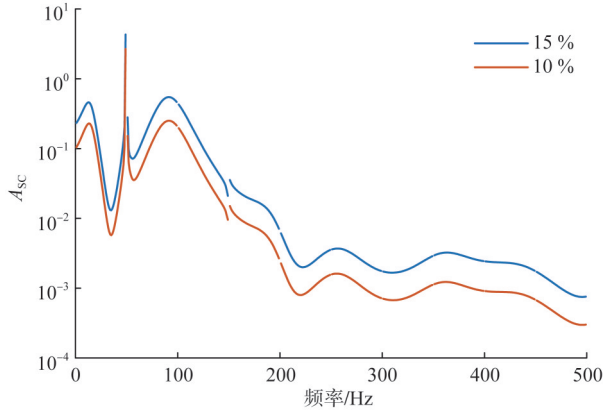


图11 不同电压不对称度下的ASC

Fig. 11 ASC under different voltages asymmetry coefficient

3.3.1 外环控制对系统不对称度的影响

将电网电压不对称度设置为15%，选取无功外环比例系数范围为[0.2, 0.8]，积分系数范围为[30~1 200]，电压外环比例系数范围为[1.5, 3]，积分系数范围为[10~500]，计算不同参数下的 A_{sc} 。

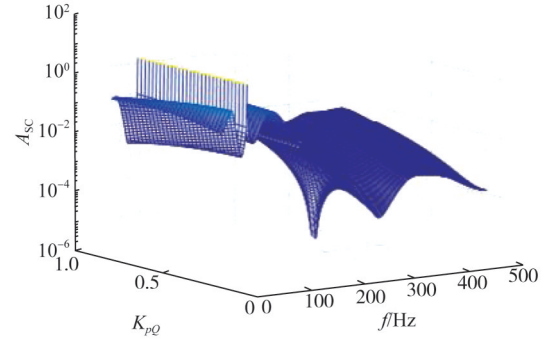
从图12可以看到，在相同的积分系数下，随着无功外环比例系数的增大 A_{sc} 的值在低频段随之减小，而在高频段会增大，也即相间耦合影响的频段拓宽；而在相同的比例系数下随着无功外环积分系数的增加 A_{sc} 的值在次同步频段的变化较大，呈现先减小后增大的趋势，在超同步频段的变化较小，在高频段同样有增大的趋势，即相间耦合向高频段拓宽。

从图13可以看到，在相同的积分系数下，随着直流电压外环比例系数的增大， A_{sc} 的值在次同步频段随之增大，而在其他频段没有明显变化；而在相同的比例系数下，随着直流电压外环积分系数的增加 A_{sc} 的值在50 Hz附近的频段的变化较大，呈现先减小后增大的趋势，而在其他频段变化较小，可以认为高频段的相间耦合几乎没有直流电压外环的参与。

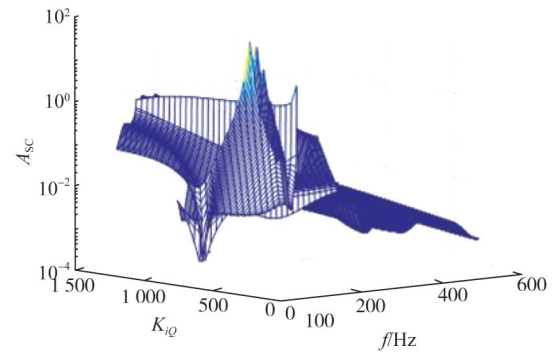
3.3.2 锁相环参数对系统不对称度的影响

同样地将电网电压不对称度设置为15%，选取锁相环比例系数范围为[5, 15]，积分系数范围为[30, 500]，计算不同参数下的 A_{sc} 。

从图14可以看到，锁相环参数在本文研究的变化范围内对系统 A_{sc} 在全频段的影响都较小，只在50 Hz附近有相对明显的变化。



(a) 比例系数



(b) 积分系数

图12 无功外环对ASC的影响

Fig. 12 Influence of reactive outer loop on ASC

3.4 稳定性量化分析

最大峰值准则(maximum-peak-criteria)将系统的幅值裕度和相位裕度的要求刻画为了复平面上的圆形禁止区域，当系统的阻抗比在禁止区域内时说明系统不满足稳定裕度的要求，系统的鲁棒性较差^[26]。禁止区域由式(37)的关系给出。

$$R = \min\left(2\sin\frac{M_p}{2}, 1 - \frac{1}{M_g}\right) \quad (37)$$

式中： R 为禁止区域半径； M_p 为要求的相位裕度； M_g 为要求的幅值裕度。

基于该思路，本文将阻抗比的奈奎斯特曲线与 $(-1, 0j)$ 的距离 $D_{\min}$ 定义为系统稳定性的指标，从而直观地了解系统的稳定性变化趋势。 $D_{\min}$ 反映了系统的幅值裕度和相位裕度，比如 $D_{\min}=2$ 则对应着 29° 的相位裕度和6 dB的幅值裕度。

篇幅所限，下文将基于上述稳定性指标仅以无功外环为例分析电压不对称度为15%情形下的参数摄动对系统稳定性的影响。在电网电压不对称度为15%的情形下计算无功外环的比例、积分系数在给定范围内变化时的距离指标。

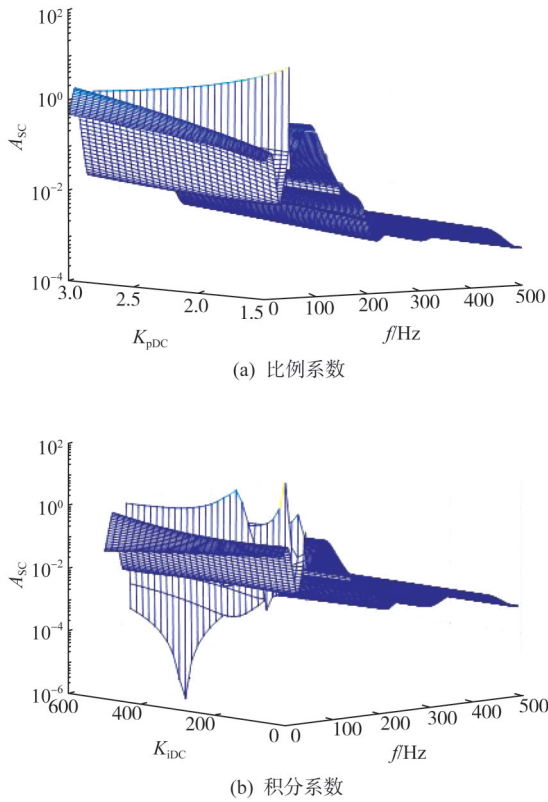


图 13 直流电压外环对 ASC 的影响

Fig. 13 Influence of direct voltage outer loop on ASC

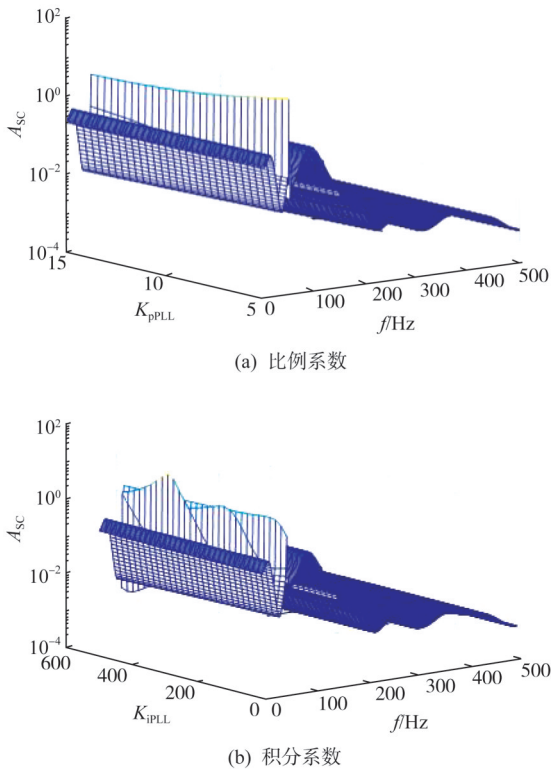
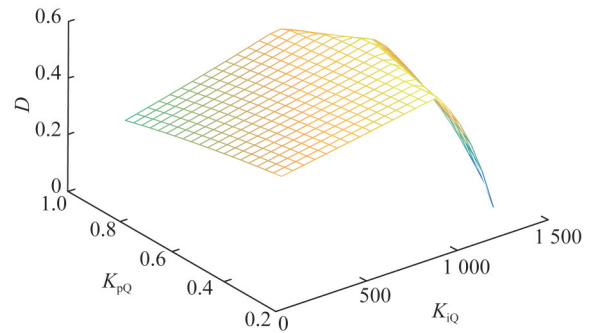


图 14 锁相环对 ASC 的影响

Fig. 14 Influence of PLL on ASC

从图 15 可以看到, 整体上距离指标随着积分系数的增大先增大后减小, 说明适当提高无功外环的积分系数有利于系统的稳定性; 在积分系数为 $[50, 750]$ 的范围内距离指标随着比例系数的增大而减小, 说明适当减小无功外环的比例系数有利于系统的稳定性; 在积分系数为 $[750, 1\ 200]$ 的范围内距离指标随着比例系数的增大先增大后减小, 因此积分系数的设置不宜过大。

图 15 无功外环参数与 D 的关系图Fig. 15 Relationship between reactive outer loop parameters and D

4 结论

本文计及 PWM 型并网逆变器的边带特征谐波以及数字采样环节的频率混叠效应, 建立了适用于三相不对称工况的换流器阻抗模型, 并给出了一种不对称工况下的并网换流器系统稳定性分析方法, 将换流器三相导纳转换为 SISO 等效阻抗, 最后基于最大峰值准则分析了不对称工况下无功外环对并网系统稳定性的影响。具体结论如下。

1) 边带效应和频率混叠现象是换流器内部稳态谐波特性的重要因素之一, 本文所提方法可以较精确地刻画采样环节和调制环节的频域特性; 采样和调制环节产生的频率耦合通道是低次谐波产生的原因之一。

2) 本文给出的 SISO 等效方法可以应对不对称工况下的系统稳定性判定问题, 时域仿真表明该方法具有较好的预测准确度。

3) 无功外环的参数增大会使系统相间耦合向高频段拓展, 其中积分系数的变化引起的耦合加深较明显; 直流电压外环和锁相环对系统不对称度的影响主要在低频段, 对高频段几乎没有影响。

4) 适当提高无功外环的积分系数和减小无功

外环的比例系数有利于系统的稳定性,但积分系数的设置不宜过大。

参考文献

- [1] 2021年度全国可再生能源电力发展监测评价报告[N]. 中国电力报, 2022-09-20(002).
- [2] 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.
- [3] 李清, 张连升, 毛焱祖, 等. MMC-HVDC系统小信号阻抗建模及稳定性分析[J]. 南方电网技术, 2021, 15(7): 1-10.
LI Qing, ZHANG Liansheng, MAO Chizu, et al. Small signal impedance modeling and stability analysis of MMC-HVDC system [J]. Southern Power System Technology, 2021, 15(7): 1-10.
- [4] 杭丽君, 闫东, 胡家兵, 等. 电力电子系统建模关键技术综述及展望[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(9): 2966-2980.
HANG Lijun, YAN Dong, HU Jiabing, et al. Review and prospect of key modeling technologies for power electronics system [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(9): 2966-2980.
- [5] SUN Jian. Small-signal methods for AC distributed power systems-a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11): 2545-2554.
- [6] 周盛宇, 汪娟娟, 刘岳坤, 等. 考虑换流阀阻尼电路的LCC-HVDC系统小信号精准建模[J]. 电网技术, 2022, 46(10): 3730-3744.
ZHOU Shengyu, WANG Juanjuan, LIU Yuekun, et al. Small signal accurate modeling of LCC-HVDC system considering converter valve damping circuit [J]. Power System Technology, 2022, 46(10): 3730-3744.
- [7] 王泽昊, 汪娟娟, 刘岳坤, 等. 考虑频率耦合效应的柔性直流输电高频谐振抑制措施[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(10): 164-173.
WANG Zehao, WANG Juanjuan, LIU Yuekun, et al. High-frequency resonance suppression measure for MMC-HVDC considering frequency coupling effect [J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(10): 164-173.
- [8] 薛涛, 吕敬, 王凯, 等. 海上全功率风电机组精细化阻抗建模及机网侧耦合分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(12): 4303-4319.
XUE Tao, LÜ Jing, WANG Kai, et al. Accurate impedance modeling of an offshore full-power wind turbine system and analysis of the coupling characteristics between machine-and grid-side systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(12): 4303-4319.
- [9] 年珩, 徐韵扬, 陈亮, 等. 并网逆变器频率耦合特性建模及系统稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(5): 1421-1432.
NIAN Heng, XU Yunyang, CHEN Liang, et al. Frequency coupling characteristic modeling of grid-connected inverter and system stability analysis [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(5): 1421-1432.
- [10] 武相强, 王赟程, 陈新, 等. 考虑频率耦合效应的三相并网逆变器序阻抗模型及其交互稳定性研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(5): 1605-1617.
WU Xiangqiang, WANG Yuncheng, CHEN Xin, et al. Sequence impedance model and interaction stability research of three-phase grid-connected inverters with considering coupling effects [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(5): 1605-1617.
- [11] 史金柱, 杨黎晖, 朱美婷. 弱电网下基于DSOGI-PLL的并网换流器频率耦合阻抗建模与稳定性分析[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(5): 112-117.
SHI Jinzhu, YANG Lihui, ZHU Meiting. Frequency coupling impedance modeling and stability analysis of grid-connected converter based on DSOGI-PLL in weak grid [J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(5): 112-117.
- [12] 徐少博, 徐永海, 陶顺, 等. 并网换流器采样和PWM边带次生谐波特性研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(11): 4340-4355.
XU Shaobo, XU Yonghai, TAO Shun, et al. Research on sampling and PWM sideband secondary harmonic characteristics of grid connected converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(11): 4340-4355.
- [13] 徐少博, 徐永海, 陶顺, 等. 计及边带分量频率耦合的电压源型换流器输入导纳建模[J]. 电工技术学报, 2023, 38(11): 2883-2893.
XU Shaobo, XU Yonghai, TAO Shun, et al. Voltage source converter input admittance model considering frequency coupling of sideband components [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(11): 2883-2893.
- [14] 宗皓翔, 张琛, 吕敬, 等. MMC多入多出阻抗及其在不对称小扰动稳定分析中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(15): 5649-5664.
ZONG Haoxiang, ZHANG Chen, LÜ Jing, et al. MMC MIMO impedance and its application in the asymmetric small-signal stability analysis [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(15): 5649-5664.
- [15] 年珩, 杨洪雨. 不平衡运行工况下并网逆变器的阻抗建模及稳定性分析[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(10): 76-83.
NIAN Heng, YANG Hongyu. Impedance modeling and stability analysis of grid-connected inverters under unbalanced operation conditions [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(10): 76-83.
- [16] LÜ J, ZHANG X, HUANG J, et al. Comparison of harmonic linearization and harmonic state space methods for impedance modeling of modular multilevel converter [C]//2018 International Power Electronics Conference. May 20-24, 2018, Niigata, Japan. New York: IEEE, 2018: 1004-1009.
- [17] REN Y, WANG X, CHEN L, et al. A strictly sufficient stability criterion for grid-connected converters based on impedance models and Gershgorin's theorem [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2019, 35(3): 1606-1609.
- [18] ZHANG C, CAI X, RYGG A, et al. Sequence domain SISO equivalent models of a grid-tied voltage source converter system for small-signal stability analysis[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 33(2): 741-749.
- [19] 孙焜, 姚伟, 周毅, 等. 基于SISO序阻抗的直驱风电场经柔输电系统中频振荡机理分析及抑制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2): 442-454.
SUN Kun, YAO Ting, ZHOU Yi, et al. Mechanism analysis

- and suppression of medium-frequency oscillation based on the SISO impedance in a PMSG-based wind farm when connected to a VSC-HVDC [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(2): 442 – 454.
- [20] ANTONIOU A. Digital signal processing [M]. New York: McGraw-Hill, 2016.
- [21] MOUTON H D T, MCGRATH B, HOLMES D G, et al. One-dimensional spectral analysis of complex PWM waveforms using superposition [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6762 – 6778.
- [22] 刘岳坤, 汪娟娟, 王泽昊, 等. 定功率控制下柔性直流输电系统交流侧导纳矩阵建模及频率耦合抑制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(10): 3718 – 3731.
- LIU Yuekun, WANG Juanjuan, WANG Zehao, et al. Research on AC admittance matrix modeling and frequency coupling effect of mmc-HVDC under power control [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(10): 3718 – 3731.
- [23] 吕健勇, 杜文娟, 陈珏. 双馈风电机组锁相环动态主导的小干扰稳定极限[J]. 南方电网技术, 2024, 18(3): 72 – 82.
- LÜ Jianyong, DU Wenjuan, CHEN Jue, et al. Small disturbance stability limit dynamically dominated by phase-locked loop of doubly-fed wind turbine [J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(3): 72 – 82.
- [24] 李光辉, 王伟胜, 刘纯, 等. 直驱风电场接入弱电网宽频带振荡机理与抑制方法(一): 宽频带阻抗特性与振荡机理分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(22): 6547 – 6562.
- LI Guanghui, WANG Weisheng, LIU Chun, et al. Mechanism analysis and suppression method of wideband oscillation of PMSG wind farms connected to weak grid (part I): analysis of wideband impedance characteristics and oscillation mechanism [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(22): 6547 – 6562.
- [25] 张帆, 尹聪琦, 袁豪, 等. 风电-柔直系统次同步振荡的耦合阻抗模型分析[J]. 南方电网技术, 2022, 16(3): 24 – 31.
- ZHANG Fan, YIN Congqi, YUAN Hao, et al. Impedance coupling model based sub-synchronous oscillation analysis of wind farms connected to VSC-HVDC transmission system [J]. Southern Power System Technology, 2022, 16(3): 24 – 31.
- [26] 陈肖璐, 王新宇, 任正, 等. 风电场经直流送出系统的复合式阻尼振荡方法[J]. 南方电网技术, 2023, 17(3): 126 – 135.
- CHEN Xiaolu, WANG Xinyu, REN Zheng, et al. Composite damping oscillation method of wind farm sending out via DC transmission [J]. Southern Power System Technology, 2023, 17(3): 126 – 135.
- [27] 赵睿, 涂亮, 陈相, 等. 基于奈奎斯特准则的换流变压器直流偏磁引发谐波不稳定的研究[J]. 南方电网技术, 2018, 12(6): 30 – 36.
- ZHAO Rui, TU Liang, CHEN Xiang, et al. Research on harmonic instability caused by DC bias of converter transformer based on Nyquist criterion [J]. Southern Power System Technology, 2018, 12(6): 30 – 36.

士, 研究方向为电力系统稳定与控制、高压直流输电, epji-wang@scut.edu.cn。

附录 A

1) 矩阵 $T_p(\theta)$ 和 $P(\theta)$ 的定义如下。

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix}$$

$$T_p(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (A1)$$

2) 负序 Park 变换和正负序反 Park 变换为:

$$\begin{bmatrix} \Delta X_d^{c-} \\ \Delta X_q^{c-} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} & -1 \\ 1 & \mathbf{0} \end{bmatrix} T_p(-\theta_{sh})}_{G_i^{+-}} \begin{bmatrix} X_{d,sh}^{g-} \\ X_{q,sh}^{g-} \end{bmatrix} \Delta \Theta_{PLL} + \underbrace{T_p(-\theta_{sh}) P(-\omega_1 t - \varphi_0)}_{G_i^{+-}} \begin{bmatrix} \Delta X_a \\ \Delta X_b \\ \Delta X_c \end{bmatrix} \quad (A2)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta X_a^{c-} \\ \Delta X_b^{c-} \\ \Delta X_c^{c-} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{3}{2} P^T(-\omega_1 t - \varphi_0) T_p(\theta_{sh})}_{G_{ii}^{+-}} \begin{bmatrix} \mathbf{0} & 1 \\ -1 & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{d,sh}^{c-} \\ X_{q,sh}^{c-} \end{bmatrix} \Delta \Theta_{PLL} + \underbrace{\frac{3}{2} P^T(-\omega_1 t - \varphi_0) T_p(\theta_{sh})}_{G_{ii}^{+-}} \begin{bmatrix} \Delta X_d^{c-} \\ \Delta X_q^{c-} \end{bmatrix} \quad (A3)$$

式中: $\Delta X_{d(q)}^{c-}$ 为 $d(q)$ 轴分量的负序小扰动向量; $X_{d(q)}^{g+}$ 为理想同步相位下的稳态谐波矩阵。

3) $G_{oo'}$ 、 T_{DC} 和 T_Q 表达式如下。

$$G_{oo'} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \quad (A4)$$

$$T_{DC} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (A5)$$

$$T_Q = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -1 & 1 \\ 1 & \mathbf{0} & -1 \\ -1 & 1 & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (A6)$$

4) 移位矩阵表达式如下。

$$G_{shift} = \prod_{k=1}^r G_{shift}^k \quad (A7)$$

$$G_{shift}^k = \begin{bmatrix} I_{(r-k) \times (r-k)} & \\ & \mathbf{0}_{k \times k} \end{bmatrix}$$

式中: $I_{(r-k) \times (r-k)}$ 为 $(r-k) \times (r-k)$ 的单位矩阵; $\mathbf{0}_{k \times k}$ 为 $k \times k$ 的零矩阵; $r=2h+1$, h 为模型截断阶数。

收稿日期: 2023-10-24; 网络首发日期: 2024-05-20

作者简介:

叶柏贤(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为交直流电网运行与控制技术, 1290127650@qq.com;

王学梅(1972), 女, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子系统非线性行为与控制, 电力电子变换器的可靠性、无线电能传输;

汪娟娟(1974), 女, 通信作者, 教授, 博士生导师, 博

5) 正负序变换表达式如下。

$$\begin{aligned} T_{3s/pn} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \\ T_{3s/pn}^{-1} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ a^2 & a \\ a & a^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{A8}$$

式中 $a=\exp(j2\pi/3)$ 。

附录 B

表 B1 系统参数

Tab. B1 Parameters of system

参数	数值
额定容量/MVA	10
交流网侧电压/kV	66
直流侧额定电压/kV	1.5
直流侧电容/ μF	25 000
VSC	
滤波器电感/ mH	0.1
等效电阻/ $\text{m}\Omega$	0.5
控制链路延时/ μs	200
采样周期/ μs	100
开关频率/ kHz	1.6
变压器	
变压器变比 k_T	66/0.69
变压器漏抗 p.u.	0.12
变压器额定容量/MVA	10.5
滤波器	
滤波器电容/ μF	2000
串联阻尼/ Ω	0.5
并联阻尼/ Ω	0.1

表 B2 控制器参数

Tab. B2 Parameters of controller

参数	数值
锁相环PI控制器比例/积分系数	10/50
电流内环PI控制器比例/积分系数	1/10
无功外环PI控制器比例/积分系数	0.5/50
直流电压外环控制器比例/积分系数	2/20
外环采样环节滤波器自然频率/阻尼系数	100/0.707
电压前馈环节滤波器自然频率/阻尼系数	200/0.707

附录 C

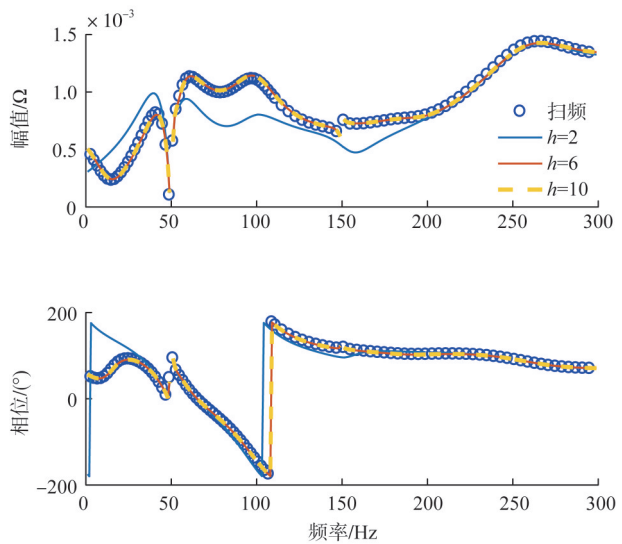


图 C1 不同谐波传递函数阶数的导纳

Fig. C1 Admittance of different harmonic transfer function orders

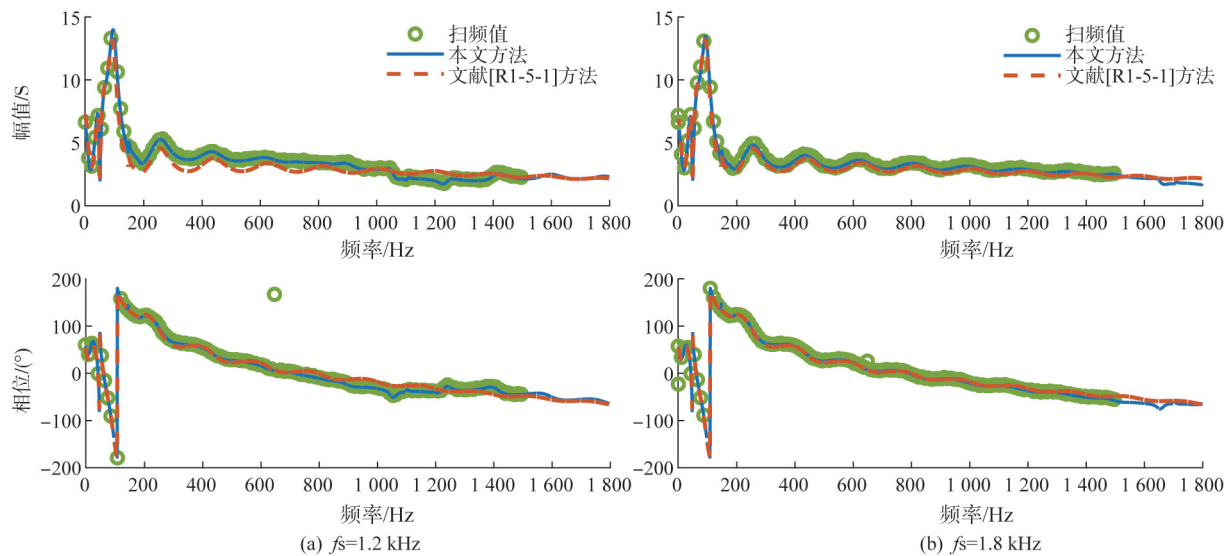


图 C2 不同开关频率换流器导纳对比

Fig. C2 Admittance of different switching frequencies