第 52 卷 第 6 期：2910-2925 高电压技术 Vol.52, No.6: 2910-2925
2026 年 6 月 30 日 High Voltage Engineering June 30, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20242080

考虑内部动态特性的构网型柔性直流并网系统小信号稳定性分析

孟怡飞[1]，王姗姗[2]，孙媛媛[1]，尹　睿[2]，李建华[3]，陆建宇[3]
（1. 山东大学电气工程学院，济南 250061；2. 中国电力科学研究院有限公司，北京 100192；
3. 国家电网有限公司华东分部，上海 200120）

摘　要：目前在采用构网型(grid-forming, GFM)控制的基于模块化多电平换流器的高压直流输电系统(modular multilevel converter-based high voltage direct current, MMC-HVDC)小信号建模和分析中往往仅使用忽略了 MMC 内部动态特性的简化模型，在实际应用中将会造成判稳误差。为了深入研究构网型 MMC-HVDC 小信号稳定性，构建了考虑 MMC 内部动态特性的 40 阶 MMC-HVDC 详细小信号模型，研究了考虑 MMC 内部动态特性后系统关键环节对系统小信号稳定性和关键模态的影响，结果表明：系统关键模态受交流电网阻抗特性以及直流电压同步控制环节的影响，该模态在环流抑制环节参数适配时受 MMC 内部动态特性影响较小；而在环流抑制环节参数失配时，系统将有次同步振荡失稳风险。基于上述研究，提出了忽略子模块电容动态特性的简化平均值模型主电路参数的等效方法，分析了简化模型判稳误差产生的机理，探明了简化模型在系统稳定性分析的适用范围。该模型在弱电网工况下的评估精度能满足稳定性分析要求，在柔性直流工程中具有一定的应用前景。

关键词：柔性直流输电；构网型控制；小信号建模；状态空间模型；内部动态；简化模型

Small-signal Stability Analysis of the Grid-forming MMC-HVDC System Considering the Internal Dynamics

MENG Yifei[1], WANG Shanshan[2], SUN Yuanyuan[1], YIN Rui[2], LI Jianhua[3], LU Jianyu[3]
(1. College of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, China;
2. China Electric Power Research Institute, Beijing 100192, China;
3. East Branch of State Grid Corporation of China, Shanghai 200120, China)

Abstract：Current small-signal modeling and analysis of grid-forming (GFM) modular multilevel converter-based high voltage direct current (MMC-HVDC) systems often employ simplified models neglecting MMC's internal dynamics, potentially leading to stability judgment errors in practical applications. To deeply investigate the small-signal stability of grid-forming MMC-HVDC systems, a detailed 40th-order small-signal model incorporating MMC's internal dynamics is established to investigate GFM MMC-HVDC small-signal stability. The study systematically investigates the impacts of key system components on small-signal stability and critical modes when considering MMC internal dynamics. Results demonstrate that the critical mode is influenced by AC grid impedance characteristics and DC voltage synchronization control, showing minimal sensitivity to MMC internal dynamics under optimized circulating current suppression control (CCSC) parameters. However, parameter mismatch in CCSC may lead to subsynchronous oscillation instability risks. An equivalent method for main circuit parameters of simplified average models ignoring submodule capacitor dynamics is proposed. The mechanism of stability judgment errors in simplified models is analyzed, and the applicable scope of simplified models in system stability analysis is clarified. The simplified model can meet the requirements of stability analysis accuracy under weak grid conditions and shows potential application prospects in MMC-HVDC projects.

Key words：MMC-HVDC; grid-forming control; small-signal modeling; state space model; internal dynamics; simplified model

基金资助项目：国家电网有限公司华东分部科技项目(受端新型电力系统新能源构网运行控制关键技术研究及应用)(52992424001R)。
Project supported by Science and Technology Project of East Branch of SGCC (Research and Application of Key Technologies for Grid-Forming Operation and Control of New Energy Generators in New Power Systems at the Receiving End) (52992424001R).

0 引言

模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)因其具备输出波形质量高、开关损耗小等优点而在柔性直流输电(voltage source Converter-based high voltage direct current, VSC-HVDC)领域得到广泛应用[1-3]。目前，我国已建成厦门双极柔直工程、张北四端柔直工程等多项柔直工程[4]。然而，随着直流及新能源馈入容量的增大，电网系统强度不足，基于模块化多电平换流器的高压直流输电(modular multilevel converter-based high voltage direct current, MMC-HVDC)系统接入电网诱发多起振荡事故，如鲁西背靠背柔直工程高频振荡[5]、张北柔直工程次/超同步振荡[6]。这类振荡被统称为宽频振荡，已引起学术界与工业界的广泛研究讨论。

根据应用场景，MMC-HVDC 的控制方法可以分跟网型控制与构网型控制[7]。其中，跟网型控制采用锁相环(phase locked loop, PLL)跟踪交流母线电压的相位角而保持与电网电源的同步[8]；构网型控制则直接给出相位角或者采用功率同步控制等控制器生成相位角而保持与电网电源的同步[9-11]。

现有研究表明，PLL 动态极易与弱交流系统交互耦合，是 MMC-HVDC 采用跟网型控制时并网失稳的关键原因，学术界对此已取得深入的研究成果[12-16]。其中，文献[12]针对弱电网下 PLL 参数进行了分析，指出在电网强度较低的情况下增大 PLL 增益将降低系统的稳定性；文献[13]从 PLL 与电网阻抗的耦合角度进行了分析，指出 PLL 控制带宽的提高将增大 PLL 与电网阻抗的耦合作用，使得系统稳定性降低；文献[14]指出在弱电网下 PLL 与电流控制的耦合现象加重，PLL 动态特性会极大地削弱电流控制的稳定裕度。但上述文献在针对 MMC-HVDC 的建模和分析时忽略了 MMC-HVDC 桥臂环流、子模块电容电压等 MMC 内部动态行为。因此，文献[15]提出了考虑 MMC-HVDC 内部动态的详细模型，并利用模态分析法说明了详细模型的必要性。基于该详细模型，文献[16]分析 PLL 控制参数时考虑了子模块电容电压动态的影响，指出 PLL 控制器与子模块电容相互作用导致弱电网下 MMC-HVDC 系统易发生高频振荡。

MMC-HVDC 采用构网型控制可以改善其接入弱电网的性能[17]，但构网型 MMC-HVDC 在实际工程应用层面中仍存在许多亟待解决的问题[18]。基于构网型 MMC-HVDC 的小信号建模，可以为构网型 MMC-HVDC 的宽频振荡机理分析和参数选择提供有理论价值的指导。目前关于构网型 MMC-HVDC 系统的小信号建模，根据是否考虑子模块电压、桥臂环流等 MMC-HVDC 内部动态分为简化和详细模型两类。简化模型侧重于研究控制环节和电网阻抗特性对系统稳定性的影响[19-20]。其中，文献[19]分析了不同环节参数对稳定性的影响，指出增加下垂控制增益或减小电压环控制增益都不利于系统的稳定。文献[20]分析了构网控制在弱交流电网条件下对输电能力的影响，指出较高的调频增益将降低系统稳定性。但简化模型无法分析 MMC 内部动态对构网型 MMC-HVDC 并网稳定性的影响。而详细模型在简化模型的研究基础上考虑到了 MMC 内部的动态，并能够对系统谐波稳定性进行分析[21-22]。其中，文献[21]建立构网型 MMC-HVDC 详细阻抗模型，指出 VF 控制带宽或控制延时增大将提高系统负阻尼区域而增大系统发生高频振荡的风险。文献[22]指出频率耦合效应主要影响系统在二次谐波以下频率的稳定性。但大多数对详细模型的分析仅仅针对电压/频率(VF)型控制，并未对直流电压同步控制等构网控制方式进行深入研究。因此，亟需对采用直流电压同步的构网型 MMC-HVDC 进行详细建模，研究关键控制环节对系统小信号稳定性的影响。

综上，为明确构网型 MMC-HVDC 接入系统的稳定机理，本文构建了直流电压控制模式下考虑 MMC 内部动态的 40 阶小信号模型，研究了考虑 MMC 内部动态后电网阻抗特性和直流电压同步控制参数对系统稳定性的影响，探明了环流抑制环节对构网型 MMC-HVDC 系统小信号稳定性的影响机理，并对比分析了 MMC 采用跟网型与构网型控制时环流抑制对主导失稳模态的影响；在此基础上，提出了忽略子模块动态的 MMC-HVDC 模型简化方法，对比了不同电网强度、控制参数下简化模型和详细模型判稳情况，并基于模态分析揭示了简化模型判稳误差机理，明确了简化模型的适用范围。

1 构网型柔直并网系统小信号模型

1.1 主电路及拓扑结构

构网型柔直并网系统主电路如图 1 所示。图 1 中，交流电网采用戴维南等效为无穷大交流电压源串联等效阻抗($Z_g=R_g+jL_g$)的形式。其中，P、Q 分别代表交流侧公共连接点(point of common coupling,

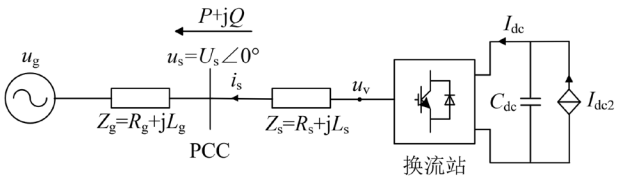


图 1 构网型柔直并网系统等效示意图

Fig.1 Equivalent diagram of grid-forming MMC-HVDC system

PCC)向交流电网传输的有功、无功功率，u_g为电网电压，u_s为 PCC 点电压，u_v为换流站交流出口电压。电网阻抗 Z_g 与表示电网强度的短路比(short circuit ratio, SCR)指标 K_{SCR} 的关系如式(1)所示。

$$K_{SCR}=\frac{U_s^2}{|Z_g|P_{dc}} \tag{1}$$

式中：P_{dc}为直流侧功率；U_s为 u_s对应的幅值。

图 1 中换流器采用模块化多电平结构，其拓扑结构如附录 A 中图 A1 所示。图 A1 中，各相上、下桥臂级联的子模块数量为 N 个。R_{arm}、L_{arm}和 C_0分别表示桥臂电阻、电感及 MMC 子模块电容；换流变压器阻抗 Z_T 与模块化多电平换流器桥臂阻抗 Z_{arm}可以合并等效为 $Z_s=R_s+jX_s$，其中 $R_s=R_T+R_{arm}/2$，$L_s=L_T+L_{arm}/2$。其余变量释义见附录 A 中表 A1。

为体现直流侧电压波动的影响，本文将采用定有功功率控制策略的受端换流站等效视为受控电流源，如图 1 中右侧所示。其中，I_{dc}为流入换流器的直流电流，C_{dc}为直流侧等效电容。此时，受控电流源电流 I_{dc2}可由式(2)计算得出。

$$I_{dc2}=\frac{P_{ref}}{U_{dcm}} \tag{2}$$

式中：P_{ref}为受端换流站有功参考值；U_{dcm}为直流电压实际值。

1.2 小信号模型

本节基于 1.1 节中系统的拓扑结构与控制系统，构建构网型柔直并网系统详细小信号模型。首先分别建立主电路、控制系统、延时环节的状态空间模型，然后通过接口方程消除中间变量，得到系统状态空间模型，最终将状态空间模型进行线性化得到构网型柔直并网系统详细小信号模型。

1.2.1 系统 Park 变换矩阵

首先对系统 Park 变换对应的 dq 坐标系进行描述。以基频为例，对应变换矩阵 $\boldsymbol{T}$ 如附录 B 中式(B1)所示。系统运行时存在以实际相角为基准的网侧 $d'q'$坐标系以及以相位生成环节相角 θ_{psc} 为基准的控制系统 dq 坐标系。系统处于稳态时两坐标系的相角差为 0。但在负荷扰动等暂态过程中，相位生成环节所生成相角与实际相角存在误差。坐标系之间的转换关系如式(3)和附录 A 中图 A2 所示。

$$\begin{bmatrix} f_{d'} \\ f_{q'} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \cos\theta_{psc} & \sin\theta_{psc} \\ -\sin\theta_{psc} & \cos\theta_{psc} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \tag{3}$$

式中：f为电气量；下标“d'”“q'”“d”“q”分别表示主电路坐标系和控制系统坐标系对应坐标轴的分量。

1.2.2 主电路模型

系统主电路模型包括以下 3 部分。

1）交流电网戴维南等效模型

根据图 1 列写等效交流系统至 PCC 点的 KVL 方程，将其变换至主电路坐标系下，得到状态空间表达式如附录 B 中式(B2)所示。各变量释义如附录 A 中表 A1 所示。

2）体现内部动态特性的 MMC 模型

基于开关函数模型对 MMC 进行建模。以 a 相上桥臂为例，其平均开关函数模型[15]可描述为：

$$\begin{cases} Si_{pa}=C_0\dfrac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{d}t} \\ u_{pa}=NSu_c \end{cases} \tag{4}$$

式中：u_c表示子模块电容电压，在 MMC 电容电压均压控制策略下，各子模块电容电压可视为相同。其余变量释义见附录 A 中表 A1。

上、下桥臂平均开关函数 S_p、S_n如式(5)所示。

$$\begin{cases} S_p=\dfrac{\frac{1}{2}U_{dcm}-\frac{1}{2}U_{dcm}M\sin(\omega t+\alpha)-U_{cir}\sin(2\omega t+\varphi)}{U_{dcm}} \\ S_n=\dfrac{\frac{1}{2}U_{dcm}+\frac{1}{2}U_{dcm}M\sin(\omega t+\alpha)-U_{cir}\sin(2\omega t+\varphi)}{U_{dcm}} \end{cases} \tag{5}$$

式中：M 为调制比；U_{cir}为环流抑制环节输出的电压参考值；α 和 φ 表示基频和二倍频分量的相位。

系统在稳态运行时，MMC 各桥臂上的电流不仅包含直流分量和基频交流分量，同时也存在以二倍频环流为主的各次环流分量。对于单个相单元，忽略高次环流分量，则桥臂电流如式(6)所示。

$$\begin{cases} i_{pi}=\dfrac{1}{3}I_{dc}+\dfrac{1}{2}I_{si}\sin(\omega t+\beta_1)+I_{cir}\sin(2\omega t+\beta_2) \\ i_{ni}=\dfrac{1}{3}I_{dc}-\dfrac{1}{2}I_{si}\sin(\omega t+\beta_1)+I_{cir}\sin(2\omega t+\beta_2) \end{cases} \tag{6}$$

式中：I_{si}(i=a, b, c，表示三相)、I_{cir}分别表示交流基

频分量和二倍频环流分量幅值；β_1、β_2 分别表示对应频次电流分量的相位。

同理，子模块电容电压也可分解为各频次分量叠加的形式，可以描述为：

$$u_{\mathrm{c}} = U_{\mathrm{cdc}} + U_{\mathrm{c1}}\sin(\omega t + \theta_{\mathrm{c1}}) + U_{\mathrm{c2}}\sin(2\omega t + \theta_{\mathrm{c2}}) \quad (7)$$

式中：U_{cdc}、U_{c1}、U_{c2} 分别对应子模块电容电压的直流、基频和二倍频分量幅值；θ_{c1}、θ_{c2} 分别对应频次分量的相位。

下面分别从 MMC 子模块电压波动和桥臂电流两方面进行推导，得到体现 MMC 内部动态的状态空间方程。考虑 MMC 的子模块电压波动，将式(5)和式(6)代入式(4)中第 1 个式子，可分别得到电容电压直流动态、基波动态以及二倍频动态状态空间方程，如附录 B 中式(B3)—(B5)所示；考虑 MMC 桥臂的电流动态，将式(5)和式(7)代入式(4)中第 2 个式子，并将方程转化为至主电路坐标系下，可分别得到桥臂电流直流动态、基波动态以及二倍频动态状态空间方程，如附录 B 中式(B6)—(B8)所示。

3）直流侧等效模型

对图 1 中换流器直流侧列写 KCL 方程可得：

$$C_{\mathrm{dc}}\frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{dcm}}}{\mathrm{d}t} = I_{\mathrm{dc2}} - I_{\mathrm{dc}} \quad (8)$$

将式(2)与式(8)联立即可得到构网型柔直并网系统直流侧状态空间方程：

$$\frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{dcm}}}{\mathrm{d}t} = \frac{P_{\mathrm{ref}}}{C_{\mathrm{dc}}U_{\mathrm{dcm}}} - \frac{I_{\mathrm{dc}}}{C_{\mathrm{dc}}} \quad (9)$$

将 MMC 和交、直流侧状态空间方程互联，并消除中间变量，最终可以得到构网型柔直并网系统主电路系统的 11 阶状态空间模型，如式(10)所示。

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{Z}} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{Z}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{Z}} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{Z}}\boldsymbol{u}_{\mathrm{Z}} \\ \boldsymbol{y}_{\mathrm{Z}} = \boldsymbol{C}_{\mathrm{Z}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{Z}} + \boldsymbol{D}_{\mathrm{Z}}\boldsymbol{u}_{\mathrm{Z}} \end{cases} \quad (10)$$

式中：$\boldsymbol{x}_{\mathrm{Z}}$、$\boldsymbol{u}_{\mathrm{Z}}$、$\boldsymbol{y}_{\mathrm{Z}}$ 分别为主电路系统状态变量、输入变量及输出变量，具体见附录 B 中式(B9)；$\boldsymbol{A}_{\mathrm{Z}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{Z}}$、$\boldsymbol{C}_{\mathrm{Z}}$、$\boldsymbol{D}_{\mathrm{Z}}$ 分别对应为主电路系统状态矩阵、输入矩阵、输出矩阵及直接传递矩阵。

1.2.3 控制系统模型

构网型 MMC 换流站的控制系统以及延时环节如附录 A 中图 A3 所示，其中控制系统包括如下 3 个环节。

1）相位生成环节

构网型 MMC 可以通过模拟同步发电机工频特性，自主构建换流器的电压和频率。本文构网型 MMC 的相位生成环节采用直流电压同步控制，可建立对应状态空间方程如附录 B 中式(B10)所示。

2）电压-电流双闭环控制环节

定义中间状态变量 x_1—x_4 分别对应附录 A 图 A3 中双闭环控制环节的 4 个 PI 环节，对应状态空间方程如附录 B 中式(B11)所示。

3）环流抑制环节

定义中间状态变量 $x_{\mathrm{cir}d}$ 和 $x_{\mathrm{cir}q}$ 分别对应附录 A 图 A3 中环流抑制环节的 2 个 PI 环节，对应状态空间方程如附录 B 中式(B12)所示。

结合上述 3 个环节即可得到构网型柔直并网系统的控制系统 9 阶状态空间模型，如式(11)所示。

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{C}} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{C}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{C}} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{C}}\boldsymbol{u}_{\mathrm{C}} \\ \boldsymbol{y}_{\mathrm{C}} = \boldsymbol{C}_{\mathrm{C}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{C}} + \boldsymbol{D}_{\mathrm{C}}\boldsymbol{u}_{\mathrm{C}} \end{cases} \quad (11)$$

式中：$\boldsymbol{x}_{\mathrm{C}}$、$\boldsymbol{u}_{\mathrm{C}}$、$\boldsymbol{y}_{\mathrm{C}}$ 分别为控制系统状态变量、输入变量及输出变量，具体见附录 B 中式(B13)；$\boldsymbol{A}_{\mathrm{C}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{C}}$、$\boldsymbol{C}_{\mathrm{C}}$、$\boldsymbol{D}_{\mathrm{C}}$ 分别对应为控制系统状态矩阵、输入矩阵、输出矩阵及直接传递矩阵。

1.2.4 延时环节模型

为了进一步提升小信号模型的精度，本文在建模时考虑测量延时的影响。延时环节可等效替代为附录 A 中图 A3 所示的传递函数模型。定义延时时间为 T_{s}，则延时环节的传递函数如式(12)所示。

$$G_{\mathrm{d}} = \mathrm{e}^{-T_{\mathrm{s}}s} \quad (12)$$

根据文献[23]，采用 4 阶 Pade 近似对延时环节等效替代，将式(12)转化至连续域中，实现对延时环节的状态空间建模。以控制系统输入变量 $u_{sd\mathrm{m}}$ 为例，其对应方程如附录 B 中式(B14)—(B16)所示。

通过该方法即可得到延时环节对应 5 个测量电气量的 20 阶状态空间方程，如式(13)所示。

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{D}} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{D}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{D}} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{D}}\boldsymbol{u}_{\mathrm{D}} \\ \boldsymbol{y}_{\mathrm{D}} = \boldsymbol{C}_{\mathrm{D}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{D}} + \boldsymbol{D}_{\mathrm{D}}\boldsymbol{u}_{\mathrm{D}} \end{cases} \quad (13)$$

式中：$\boldsymbol{x}_{\mathrm{D}}$、$\boldsymbol{u}_{\mathrm{D}}$、$\boldsymbol{y}_{\mathrm{D}}$ 分别为延时环节状态变量、输入变量及输出变量，具体见附录 B 中式(B17)；$\boldsymbol{A}_{\mathrm{D}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{D}}$、$\boldsymbol{C}_{\mathrm{D}}$、$\boldsymbol{D}_{\mathrm{D}}$ 分别对应为延时环节状态矩阵、输入矩阵、输出矩阵及直接传递矩阵。

1.2.5 整体小信号模型

将主电路、控制系统和延时环节 3 部分的状态空间模型通过附录 B 中式(B18)—(B20)以及坐标转换方程式(3)联立，并将方程在稳态运行点进行线性化，即可得到系统的小信号模型，如式(14)所示。

$$\frac{\mathrm{d}\Delta\boldsymbol{x}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{A}\Delta\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\Delta\boldsymbol{u} \quad (14)$$

式中：状态变量 $\Delta\boldsymbol{x}$ 及输入变量 $\Delta\boldsymbol{u}$ 如附录 B 中式

(B21)所示，各变量释义见附录 A 中表 A1。

1.3 小信号模型仿真验证

在 Simulink 中建立电磁暂态模型。设置系统参数见附录 A 表 A2。0 s 时传输有功功率为–0.5 pu(整流模式)，1 s 时令其阶跃至–0.55 pu。仿真结果如附录 A 中图 A4 所示。图 A4 中，在给定有功功率阶跃情况下，Simulink 中电磁暂态模型的动态响应过程与详细小信号模型的计算结果基本相同，从而可以证明所建立的 40 阶小信号模型的准确性。

2 构网型柔直并网系统小信号稳定性分析

2.1 交流电网对系统小信号稳定性的影响

交流电网的阻抗特性可显著影响换流站的功率传输能力，进而对构网型柔直并网系统的小信号稳定性产生影响。本节则根据第 1 章建立的小信号模型，采用参与因子分析方法研究电网强度、阻抗角变化情况下系统的小信号稳定性和关键模态变化。

2.1.1 交流电网强度对系统稳定性的影响

系统的基本运行参数如附录 A 中表 A2 所示，其中有功功率为 $P=-0.5$ pu(整流模式)，阻抗角 $\varphi=50°$。令 K_{SCR} 由 1.6 逐渐增加至 12，得到系统在虚轴附近的主要特征根变化轨迹如图 2 所示。

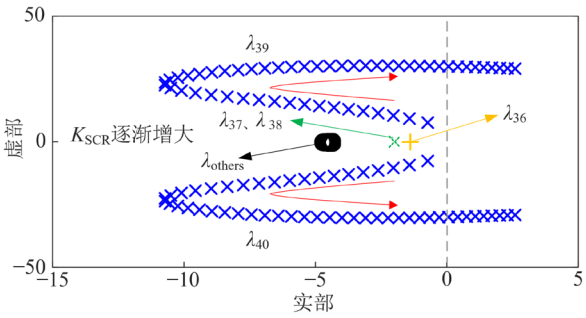


图 2 K_{SCR} 变化时特征根轨迹

Fig.2 Trajectories of eigenvalues when K_{SCR} changes

图 2 中，当 K_{SCR}=1.6 时，系统主导模态对应特征根为 λ_{39}、λ_{40}。随着 K_{SCR} 的增加，系统主导模态对应特征根逐渐远离虚轴，系统的小信号稳定性逐渐增强，但当 K_{SCR} 变化至 1.8 附近时，系统的主导模态对应特征根变为 λ_{36}。当 K_{SCR} 由 10.0 进一步增大时，系统主导模态对应特征根为 λ_{39}、λ_{40}，且其随 K_{SCR} 的增加逐渐向右靠近虚轴，并最终越过虚轴，系统发生失稳。分别求出 K_{SCR} 为 1.6、2.0 和 11.0 时系统主导模态的参与因子，如附录 A 中图 A5 所示。图 A5 中横轴所示编号对应状态变量可见附录 A 中表 A3。

图 A5 中，当 K_{SCR} 分别为 1.6、2.0 和 11.0 时，影响系统小信号稳定性的主要控制环节均为相位生成环节。当 K_{SCR}=11.0 时，双闭环参数对系统主导失稳模态也会产生较大的影响。在此工况下，延时环节对系统主导失稳模态影响较小。

2.1.2 交流电网阻抗角对系统稳定性的影响

本节研究在强电网工况下交流电网阻抗角对系统稳定性的影响。K_{SCR}=7 时，令交流系统阻抗角 φ 由 30°逐渐增加至 84°，得到系统在虚轴附近的主要特征根变化轨迹如附录 A 中图 A6 所示。图 A6 中，当交流系统阻抗角 φ 取 30°时，系统主导模态对应特征根为 λ_{39}、λ_{40}。随着阻抗角 φ 的增大，该主导模态对应特征根逐渐远离虚轴，小信号稳定性逐渐增强。但当阻抗角增大至 32°附近时，系统主导模态对应特征根变为 λ_{36}。当阻抗角 φ 进一步增大至 72°以上时，系统主导模态对应的特征根为 λ_{39}、λ_{40}，且其随 φ 的增加逐渐向右靠近虚轴，并最终越过虚轴，系统发生失稳。

分别求出 φ 为 30°、40°和 84°时主导模态的参与因子，如附录 A 中图 A7 所示。图 A7 中横轴所示编号对应状态变量可见附录 A 中表 A3。图 A7 中，当 φ 分别为 30°、40°和 84°时，影响系统小信号稳定性的主要控制环节均为相位生成环节。当 φ=84°时，电流内环也会对系统的小信号稳定性产生较大的影响。在此工况下，延时环节对系统主导失稳模态影响较小。

2.2 相位生成环节对系统小信号稳定性的影响

由 2.1 节分析可知，在交流系统特性发生变化时，相位生成环节始终对系统的小信号稳定性有较大影响。本节则对相位生成环节进行分析，研究各控制参数单独变化下系统的小信号稳定性。相位生成环节中各参数及变化情况如附录 A 中表 A4 所示，得到系统在虚轴附近的特征根轨迹如图 3 所示。

图 3 中，当相位生成环节参数失配时，系统将发生失稳，其主导失稳模态表现为较低频率(5 Hz 以内)的次同步振荡。下面以控制参数 T_j 为例进行分析。图 3(a)中，在 T_j<0.03 时，系统的主导模态所对应的特征根为 λ_{36}，该负实根随 T_j 增大时的变化幅度较小。随着 T_j 的进一步增大，系统的主导模态对应特征根变为 λ_{39}、λ_{40}，该共轭复根随 T_j 的增大迅速向右移动，并最终越过虚轴到达正半平面，系统发生振荡失稳，当 T_j=0.05 时，$\lambda_{39}=\lambda_{40}=1.671\pm j12.487$。

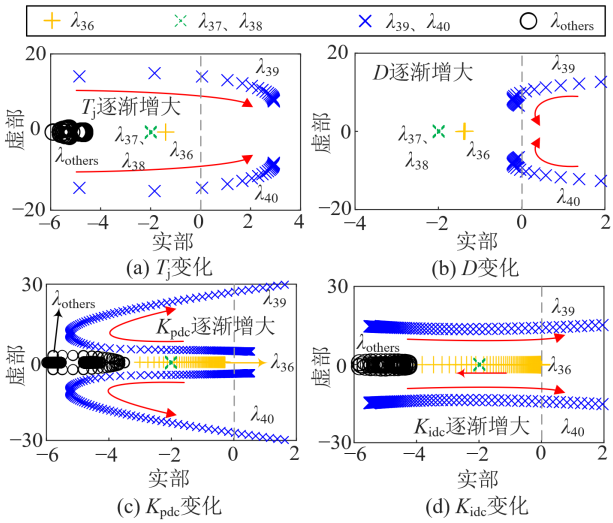


图 3　控制参数变化时特征根轨迹

Fig.3　Trajectories of eigenvalues as control parameter changes

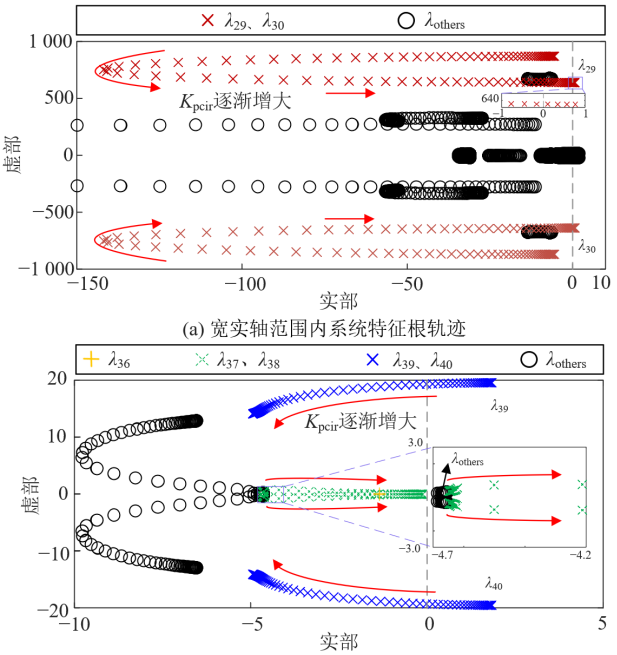


图 4　K_{pcir} 变化时特征根轨迹

Fig.4　Trajectories of eigenvalues when K_{pcir} changes

下面基于 MMC 电磁暂态模型进行仿真验证，设置系统运行在整流模式下，0 s 时 P=−0.5 pu，T_j=0.01，其他运行参数如附录 A 中表 A2 所示。3 s 时 T_j 阶跃至 0.05，系统有功功率 P 动态响应如附录 A 中图 A8 所示。图 A8 中，当 T_j 由 0.01 阶跃至 0.05 后，系统功率将发生振荡并最终失稳，测量得到的振荡频率为 f_{m39}=f_{m40}=1.981 Hz，与 λ_{39}、λ_{40} 对应的振荡频率 f_{39}=f_{40}=1.987 Hz，二者几乎相等，说明了分析的正确性。

将不同控制参数下系统稳定情况及关键模态 λ_{39}、λ_{40} 主要影响环节总结如附录 A 中表 A5 所示。表 A5 中，在环流抑制参数适配时，相位生成环节始终为该模态关键影响环节，MMC 内部动态对该模态影响较小。

2.3　环流抑制环节对系统小信号稳定性的影响

文献[24]分析了环流抑制控制器对跟网型 MMC 柔直系统的影响，指出环流抑制控制参数失配有可能造成系统失稳。本节针对构网型 MMC 模型环流抑制环节进行分析，研究当环流抑制环节参数失配时构网型 MMC 系统中的主要振荡模态和影响因素，并对比分析环流抑制环节在构网型 MMC 与跟网型 MMC 中对系统模态的影响。

2.3.1　比例系数 K_{pcir} 对系统稳定性的影响

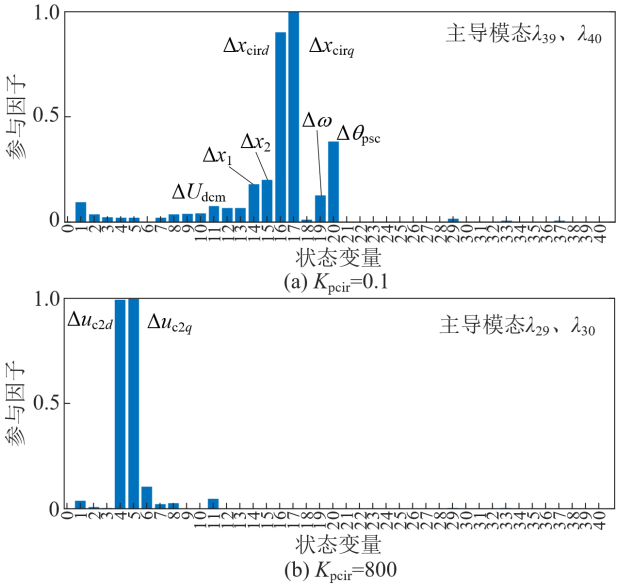
系统的基本运行参数如附录 A 中表 A2 所示，其中有功功率为 P=−0.5 pu(整流模式)。保持控制器积分系数 K_{icir} 不变，令比例系数 K_{pcir} 由 0.1 逐渐增大至 1 000，得到系统特征根变化轨迹如图 4 所示。图 4 中，当 K_{pcir}=0.1 时，系统主导模态对应特征根为 λ_{39}=λ_{40}=1.841±j19.554。此时，系统发生振荡失稳，振荡频率为 3.112 Hz。随着 K_{pcir} 的增大，λ_{39}、λ_{40} 逐渐向左移动，当 K_{pcir}>0.9 时，λ_{39}、λ_{40} 越过虚轴来到复平面左半平面，系统变为稳定。而随着 K_{pcir} 进一步增大，当 K_{pcir}=759.5 时，系统主导模态对应特征根为 λ_{29}=λ_{30}=0.104±j638.426，此时系统发生振荡失稳，振荡频率为 101.609 Hz。由此可知，当环流抑制环节比例系数 K_{pcir} 过大或者过小时，系统均会发生失稳，且 2 种情况下系统主导失稳模态不同。

下面基于 MMC 电磁暂态模型，以 K_{pcir} 设置过小的情况为例进行仿真验证。设置系统运行在整流模式下，0 s 时 P=−0.5 pu，K_{pcir}=1，其他运行参数如附录 A 中表 A2 所示。1 s 时 K_{pcir} 阶跃至 0.1，系统有功功率 P 动态响应如附录 A 中图 A9 所示。图 A9 中，当 K_{pcir} 由 1 阶跃至 0.1 后，系统功率将发生振荡并最终失稳，测量得到振荡频率为 f_m=3.053 Hz，与 λ_{39}、λ_{40} 对应的振荡频率 f_{39}=λ_{40}=3.112 Hz，二者几乎相等，验证了上述分析的正确性。

下面分别求出 K_{pcir}=0.1 以及 K_{pcir}=800 时系统主导失稳模态的参与因子，如图 5 所示。图 5 中横轴所示编号对应状态变量可见附录 A 中表 A3。

图 5(a)中，当 K_{pcir}=0.1 时，系统主导模态为 λ_{39}、λ_{40}，MMC 子模块电容动态、内部环流、直流侧动

态、电压外环、环流抑制环节以及相位生成环节均会对 λ_{39}、λ_{40} 产生影响。图 5(b)中，当 K_{pcir}=800 时，系统主导模态为 λ_{29}、λ_{30}，该模态几乎仅由 MMC 子模块电容电压的二倍频分量影响。



(a) K_{pcir}=0.1

(b) K_{pcir}=800

图 5 不同 K_{pcir} 情况下主导模态的参与因子

Fig.5 Participation factors of dominant modes with different K_{pcir}

结合仿真与前两节的分析可知，在文献[24]中建立的跟网 MMC 详细模型存在与 λ_{29}、λ_{30} 相似的模态。而 λ_{39}、λ_{40} 为构网控制引入的振荡模态，不存在于跟网型 MMC 中。

2.3.2 积分系数 K_{icir} 对系统稳定性的影响

系统的基本运行参数如附录 A 中表 A2 所示，其中有功功率为 P=−0.5 pu(整流模式)。保持控制器比例系数 K_{pcir} 不变。经计算，K_{icir}=0.001 时系统仍处于稳态，且此时系统主导模态阻尼比较高。因此在 K_{icir} 的变化范围选择中，不考虑 K_{icir} 过小的情况。令积分系数 K_{icir} 由 10 逐渐增大至 200 000，得到系统主要特征根变化轨迹如附录 A 中图 A10 所示。图 A10 中，当 K_{icir}=10 时，所有特征根均位于复平面左半平面，系统稳定。此时主导模态对应特征根为 λ_{37}、λ_{38}，该特征根阻尼比较大。而随着 K_{icir} 的增大，λ_{37}、λ_{38} 逐渐向左移动，λ_{29}、λ_{30} 逐渐向右移动。当 K_{icir}=155 940 时，λ_{29}、λ_{30} 越过虚轴来到复平面右半平面，此时 λ_{29}=λ_{30}=0.036±j630.026，系统发生振荡失稳，振荡频率为 100.272 Hz。由此可知，当环流抑制环节积分系数 K_{icir} 过大时，系统失稳。

可求出 K_{icir}=155 940 时系统主导失稳模态的参与因子，如附录 A 中图 A11 所示。图 A11 中横轴所示编号对应状态变量可见附录 A 中表 A3。图 A11 中，系统主导模态对应特征根为 λ_{29}、λ_{30}，该模态几乎仅由 MMC 子模块电容电压的二倍频分量影响。在文献[24]中建立的跟网 MMC 详细模型存在与 λ_{29}、λ_{30} 相似的模态，该模态并非构网型 MMC 所特有。此时，与 K_{pcir} 选取过大时的失稳机理类似。

3 构网型 MMC 简化模型分析

3.1 构网型 MMC 模型简化

本文在对构网柔直系统的建模中，换流器采用了考虑内部动态的 MMC 详细模型，其阶数较高，在实际应用中运算复杂度较大。为了降低模型阶数，提高运算速度，提出一种模型简化方法。针对 MMC 详细模型简化的基础思路可以参考文献[24]。对详细 MMC 模型进行简化时，在其他控制环节以及参数保持不变的前提下，可以得到：

1）换流器内部拓扑不存在子模块电容，需要将原 MMC 模型的子模块电容值折算至简化模型的直流侧电容中，即满足附录 B 中式(B22)所给方程。

2）如图 4 所示，只有过大或者过小的环流抑制环节 PI 参数才会令系统发生失稳，该取值明显大于正常的标幺值取值范围，可以作出原详细模型环流抑制环节 PI 参数选择合理的假设。

3）电气量采样延时对高频模态影响较大[10]，而对本文重点关注的低频模态影响较小，因此忽略原系统各电气量采样延时的影响。

建立如附录 B 中式(B23)所示的小信号模型，对简化后的小信号模型进行验证，在 Simulink 中搭建简化电磁暂态模型，设置系统参数如附录 A 中表 A2 所示。在此工况下，不采用条件 1）中的电容折算方法，0 s 时系统以额定功率因数传输有功功率–0.5 pu，1 s 时有功功率阶跃至–0.55 pu。将 Simulink 模型的仿真结果和小信号模型计算结果进行对比，如附录 A 中图 A12 所示。图 A12 中，简化模型的动态响应与详细模型的动态响应相比存在明显差别，此工况完全忽略了 MMC 子模块电容动态，因此无法准确反映原系统的主要模态。

将 MMC 子模块电容值折算至两电平 VSC 模型的直流侧电容，采用与图 A12 相同的工况进行仿真。该工况下不同模型的仿真结果如附录 A 中图 A13 所示。图 A13 中，不同模型的有功功率动态响应大致相同，相比于完全忽略子模块电容的两电平 VSC

模型，采用 1）给出的电容折算方法更为合理。并且在图 A13 中，删去环流抑制的 MMC 模型含有较多的高频分量，但系统主要振荡模态与保留环流抑制的 MMC 模型几乎相同，此时环流抑制环节并非该工况下系统主导模态的主要影响环节，从而说明条件 2）中的假设合理。

3.2　构网型 MMC 简化模型分析

3.2.1　简化模型有效性及适用范围分析

由于所有模型均存在精度限制与适用条件约束，因此需针对简化模型的有效性及其适用场景进行验证分析。本节则基于所构建的构网型 MMC 详细模型与简化模型，通过设置不同工况，分析简化模型在小信号稳定性判断的有效性和适用范围。

1）工况 1：K_{SCR}=3 时，改变阻尼系数 D

设置惯性时间常数 T_j=0.03，初始有功功率为 P=−0.5 pu(整流模式)，K_{SCR}=3，其他参数如附录 A 中表 A2 所示。令 D 由 0.05 逐渐增加至 1，得到系统在虚轴附近的特征根变化轨迹如图 6 所示。图 6 中，当阻尼系数 D 增加时，系统由不稳定变为稳定。简化模型以及详细模型主导模态对应特征根轨迹大致相同。以 D=0.15 为例，详细模型特征根 $\lambda_{39}=\lambda_{40}$=0.009±j14.161，而简化模型特征根 $\lambda_{39}=\lambda_{40_VSC}$=0.159±j15.053，对应系统均发生失稳。

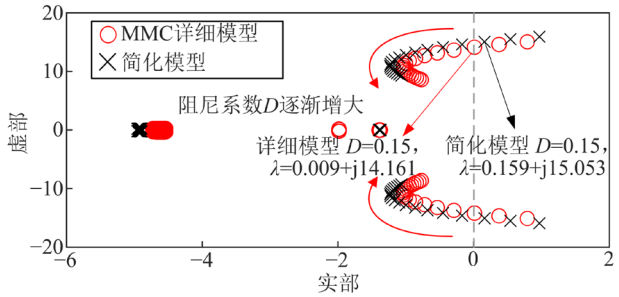


图 6　工况 1 中特征根轨迹

Fig.6　Trajectories of eigenvalues in case 1

分别求解 D=0.15 时简化模型和详细模型主导失稳模态的参与因子，结果如图 7 所示。图 7(a)、(b)中横轴所示编号对应状态变量分别可见附录 A 中表 A3、A6。

图 7 中，详细模型和简化模型的主导失稳模态均主要受相位生成环节参数和直流侧电容的影响。并且对应状态变量的参与因子 p 满足式(15)，即相位生成环节对应状态变量参与因子几乎相等。详细模型直流侧电容与子模块电容对应状态变量参与因子之和与简化模型经折算后的直流侧电容对应状态变量几乎相等，说明两者的相位同步环节和直流侧电压动态对系统主导模态的影响几乎一致。但详细模型和简化模型双闭环状态变量的参与因子不同。尽管两者电压-电流双闭环的结构和参数一致，但详细模型的电压以及电流存在与文献[15]式(12)、(23)中类似的高频分量耦合项，将会对双闭环的输入产生影响。因此，在低 SCR 工况下使用简化模型判断稳定性时将存在一定误差，但误差在可接受范围内。

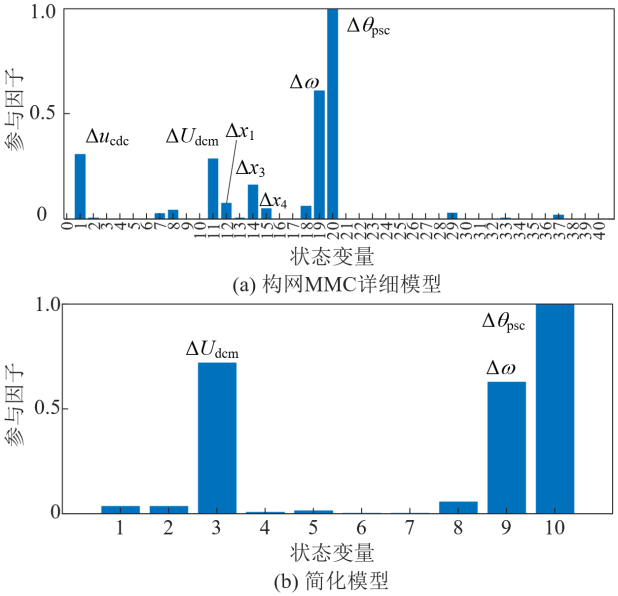


图 7　工况 1 系统主导模态的参与因子

Fig.7　Participation factors of dominant modes in case 1

$$\begin{cases} p(\Delta\theta_{psc}) \approx p(\Delta\theta_{psc_VSC}) \\ p(\Delta\omega) \approx p(\Delta\omega_{psc_VSC}) \\ p(\Delta U_{dcm}) + p(\Delta u_{cdc}) \approx p(\Delta U_{dcm_VSC}) \end{cases} \tag{15}$$

2）工况 2：K_{SCR}=9 时，改变阻尼系数 D

设置惯性时间常数 T_j=0.03，初始有功功率为 P=−0.5 pu(整流模式)，K_{SCR}=9，其他参数如附录 A 中表 A2 所示。令 D 由 0.05 逐渐增加至 1，得到系统在虚轴附近的特征根变化轨迹如图 8 所示。图 8 中，当惯性时间常数 D 增加时，简化模型判稳误差相较于工况 1 更大。当 D=0.40 时，详细模型特征根 $\lambda_{39}=\lambda_{40}$=0.401±j19.766，对应系统发生振荡失稳，而简化模型对应系统仍处于稳定状态。

对其进行仿真验证，分别在简化模型和详细模型对应的电磁暂态模型中设置 0 s 时 P=−0.5 pu(整流模式)，D=0.45，T_j=0.03，K_{SCR}=9，其他运行参数如附录 A 中表 A2 所示。1 s 时令 D 阶跃至 0.40，系统有功功率 P 动态响应如附录 A 中图 A14 所示。图 A14 中，当 D 阶跃之后，简化 MMC 模型仍保持

稳定，而构网型 MMC 详细模型逐渐振荡失稳，且失稳频率 f_{m39}=f_{m40}=3.117 Hz，与对应特征根 λ_{39}、λ_{40} 振荡频率 f_{39}=f_{40}=3.146 Hz 几乎相等，验证了分析的正确性。分别求解 D=0.40 时简化模型和详细模型主导失稳模态的参与因子，结果如图 9 所示。图 9(a)、(b)中横轴所示编号对应状态变量分别可见附录 A 中表 A3、A6。

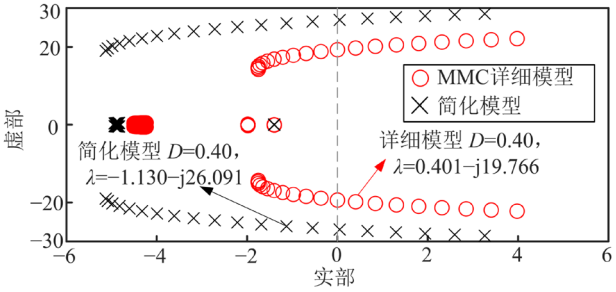


图 8 工况 2 中特征根轨迹

Fig.8 Trajectories of eigenvalues in case 2

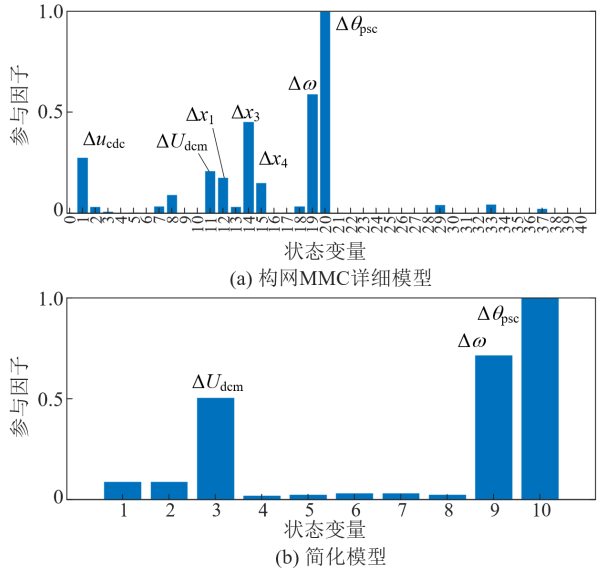


图 9 工况 2 系统主导模态的参与因子

Fig.9 Participation factors of dominant modes in case 2

图 9 中，与工况一类似，关键状态变量的参与因子 p 仍满足式(15)。即在 K_{SCR} 增加后，构网型 MMC 详细模型和简化模型的主导失稳模态仍主要受相位生成环节参数和直流侧电容的影响，并且两者的相位同步环节和直流侧电压动态对系统主导模态的影响几乎一致。但相较于工况一，详细模型与简化模型中与双闭环有关的状态变量的参与因子差异更大，因此简化模型判稳误差更大。

3）工况 3：改变 K_{SCR}

进一步分析 K_{SCR} 变化对模型的影响。设置初始有功功率为 P=−0.5 pu(整流模式)，其他参数如附录 A 中表 A2 所示。令 K_{SCR} 由 1.5 逐渐增加至 12，得到系统特征根轨迹如附录 A 中图 A15 所示。图 A15 中，在 K_{SCR}=1.5 时，2 个模型特征根几乎一致，此时简化模型判稳误差较小。而当 K_{SCR} 增大，简化模型判稳误差的整体趋势将增大。当 K_{SCR}=6 时，λ_{39}=λ_{40}=−9.749±j27.367，而对应简化模型特征根 λ_{39_VSC}=λ_{40_VSC}=−10.223±j31.720，实部误差达到了 0.474，大于 K_{SCR}<6 对应各点的误差。随着 K_{SCR} 继续增大，特征根向复平面右半平面移动，简化模型判稳误差将进一步增大。当 K_{SCR}=12 时，λ_{39}=λ_{40}=2.596±j29.112，而对应简化模型特征根 λ_{39_VSC}=λ_{40_VSC}=−2.510±j46.476，实部误差达到了 5.106，且此时简化模型判稳结果与详细模型相反。

综上，K_{SCR}=6 为所给系统判稳误差边界，当 K_{SCR}>6 时，其判稳误差较大，且在该区间内各工况下判稳误差均大于 K_{SCR}=6 时对应的误差；而 K_{SCR}<6 时，判稳误差均小于 K_{SCR}=6 时对应误差，当 K_{SCR} 较小时，判稳误差能够满足判稳需求。

4 结论

1）交流系统阻抗角过大及电网强度过大时系统小信号稳定性均会变差；相位生成环节控制参数是影响系统小信号稳定性的关键制约因素；在环流抑制参数选择合理的情况下，MMC 内部动态对构网控制所引入的低频模态影响较小。

2）环流抑制环节控制参数失配时可能会出现构网型控制特有的较低频率(5 Hz 以内)的次同步振荡，且此时系统关键低频模态受到 MMC 内部动态的影响增加。

3）提出了一种忽略 MMC 内部动态的简化模型，并分析得到简化模型的适用范围。在弱电网工况下，简化模型稳定性评估精度能满足稳定性分析要求，同时具备阶数低、运算速度快的优势，具有一定的应用前景。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献 References

[1] 黄颂开，徐晋，汪可友，等. 基于谐波状态空间模型的 MMC 解析仿真方法[J]. 中国电机工程学报，2024，44(15)：6110-6122.
HUANG Songkai, XU Jin, WANG Keyou, et al. MMC analytical simulation method based on harmonic state space model[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(15): 6110-6122.

[2] SHAN P B, SUN Y Y, SONG Y Z, et al. Adaptive parameter tuning and virtual impedance injection control for coupled harmonic mitigation of photovoltaic converter[J]. IEEE Transactions on Power

Electronics, 2025, 40(1): 162-175.
[3] 孙媛媛，许庆燊，马钊，等. 数字化背景下新型电力系统谐波溯源关键技术[J]. 电力系统自动化，2024，48(6)：154-169.
SUN Yuanyuan, XU Qingshen, MA Zhao, et al. Key technologies for harmonic source tracing in new power system in background of digitalization[J]. Automation of Electric Power Systems, 2024, 48(6): 154-169.
[4] 林少伯，李新年，雷霄，等. 张北柔性直流电网运行方式转换风险分析及预防措施[J]. 电网技术，2023，47(10)：4017-4025.
LIN Shaobo, LI Xinnian, LEI Xiao, et al. Risk analysis and prevention measures of operation mode transformation for Zhangbei VSC-based DC grid[J]. Power System Technology, 2023, 47(10): 4017-4025.
[5] 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.
YANG Shiqi, LIU Kaipei, QIN Liang, et al. Research progress of high frequency oscillation in MMC-HVDC[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(10): 3485-3496.
[6] 郑少明，刘一民，董鹏，等. 张北工程风电柔直汇集系统次、超同步振荡分析[J]. 全球能源互联网，2023，6(6)：608-617.
ZHENG Shaoming, LIU Yimin, DONG Peng, et al. Analysis of sub/super-synchronous oscillation between wind farm and MMC in Zhangbei project[J]. Journal of Global Energy Interconnection, 2023, 6(6): 608-617.
[7] 徐政. 电力系统广义同步稳定性的物理机理与研究途径[J]. 电力自动化设备，2020，40(9)：3-9.
XU Zheng. Physical mechanism and research approach of generalized synchronous stability for power systems[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9): 3-9.
[8] 李明，常永康，毛永涛，等. 高渗透率新能源发电并网变流器跟网/构网型稳定控制技术综述与展望[J]. 高电压技术，2024，50(11)：4773-4788.
LI Ming, CHANG Yongkang, MAO Yongtao, et al. Review and prospect of stability control techniques for grid-following/grid-forming converters in high-penetration renewable energy generation[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(11): 4773-4788.
[9] 迟永宁，江炳蔚，胡家兵，等. 构网型变流器：物理本质与特征[J]. 高电压技术，2024，50(2)：590-604.
CHI Yongning, JIANG Bingwei, HU Jiabing, et al. Grid-forming converters: physical mechanism and characteristics[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(2): 590-604.
[10] 詹长江，吴恒，王雄飞，等. 构网型变流器稳定性研究综述[J]. 中国电机工程学报，2023，43(6)：2339-2358.
ZHAN Changjiang, WU Heng, WANG Xiongfei, et al. An overview of stability studies of grid-forming voltage source converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(6): 2339-2358.
[11] 李奕曈，艾诚，覃瑶，等. 基于匹配控制的构网型变换器小扰动稳定性综述[J]. 高电压技术，2025，51(2)：774-792.
LI Yitong, AI Cheng, QIN Yao, et al. An overview of small-disturbance stability of grid-forming converters based on matching control[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(2): 774-792.
[12] ZHOU J Z, DING H, FAN S T, et al. Impact of short-circuit ratio and phase-locked-loop parameters on the small-signal behavior of a VSC-HVDC converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(5): 2287-2296.
[13] ZHANG X G, XIA D N, FU Z C, et al. An improved feedforward control method considering PLL dynamics to improve weak grid stability of grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(5): 5143-5151.
[14] ZHU D H, ZHOU S Y, ZOU X D, et al. Improved design of PLL controller for LCL-type grid-connected converter in weak grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 4715-4727.
[15] 李探，GOLE A M，赵成勇. 考虑内部动态特性的模块化多电平换流器小信号模型[J]. 中国电机工程学报，2016，36(11)：2890-2899.
LI Tan, GOLE A M, ZHAO Chengyong. Small-signal model of the modular multilevel converter considering the internal dynamics[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(11): 2890-2899.
[16] 苑宾，李探，许建中，等. 联接弱交流电网 MMC 系统小信号稳定性分析[J]. 中国电机工程学报，2017，37(18)：5339-5349.
YUAN Bin, LI Tan, XU Jianzhong, et al. Small-signal stability analysis of modular multilevel converter connected to a weak AC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(18): 5339-5349.
[17] 黄萌，凌扬坚，耿华，等. 功率同步控制的构网型变流器多机交互分析与稳定控制研究综述[J]. 高电压技术，2023，49(11)：4571-4583.
HUANG Meng, LING Yangjian, GENG Hua, et al. An overview on multi-VSCs interaction analysis and stability controls of grid-forming converters with power synchronization control[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(11): 4571-4583.
[18] TENG Y T, DENG W, PEI W, et al. Review on grid-forming converter control methods in high-proportion renewable energy power systems[J]. Global Energy Interconnection, 2022, 5(3): 328-342.
[19] 刘淇玉，李永刚，王月，等. 构网型并网逆变器状态空间建模及稳定性分析[J]. 华北电力大学学报(自然科学版)，2024，51(1)：83-93.
LIU Qiyu, LI Yonggang, WANG Yue, et al. State space modeling and stability analysis of grid-forming inverter[J]. Journal of North China Electric Power University, 2024, 51(1): 83-93.
[20] ASRARI A, MUSTAFA M, ANSARI M, et al. Impedance analysis of virtual synchronous generator-based vector controlled converters for weak AC grid integration[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2019, 10(3): 1481-1490.
[21] LIN L, ZENG Q Q, ZHU J H, et al. High-frequency oscillation mechanism analysis and suppression strategy of grid-forming control MMC-HVDC[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2023, 38(3): 1588-1600.
[22] HUANG P X, WU H, VANFRETTI L, et al. Wideband impedance passivation of MMCs for suppressing harmonic oscillations[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2024, 39(6): 3101-3113.
[23] 叶华，霍健，刘玉田. 基于 Pade 近似的时滞电力系统特征值计算方法[J]. 电力系统自动化，2013，37(7)：25-30.
YE Hua, HUO Jian, LIU Yutian. A method for computing eigenvalue of time-delayed power systems based on Pade approximation[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(7): 25-30.
[24] 李探. 模块化多电平换流器直流输电系统稳定性关键问题研究[D]. 保定：华北电力大学，2016.
LI Tan. Research on key issues of stability of a modular multilevel converter based HVDC system[D]. Baoding, China: North China Electric Power University, 2016.



孟怡飞
2001—，男，硕士生
主要从事电力系统稳定与控制、柔性直流输电的研究工作
E-mail: 202334739@mail.sdu.edu.cn

MENG Yifei



王姗姗(通信作者)
1981—，女，博士，教授级高工
主要从事电力电子化电力系统短路电流基础理论、电力系统稳定分析与控制、新能源汇集与送出技术的研究工作
E-mail: ssyj1003@163.com

WANG Shanshan
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期 2024-12-31 在线出版日期 2025-06-04 编辑 何秋萍

附录 A

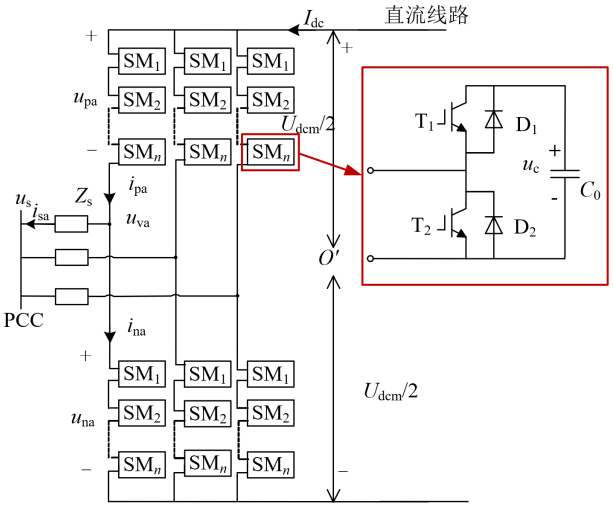


图 A1　MMC 拓扑结构图

Fig.A1　Topology diagram of MMC

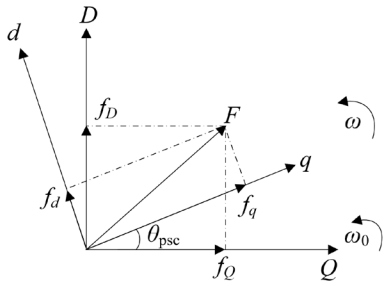


图 A2　网侧坐标系与控制系统坐标系关系

Fig.A2　The relationship between the grid and control frames

表 A1　部分变量及其释义

Table A1　Selected variables and their interpretation

变量名	对应释义
u_{si}(i=a, b, c)	PCC 点(a, b, c)相电压
i_{si}(i=a, b, c)	PCC 点(a, b, c)相电流
$u_{p/ni}$(i=a, b, c)	(a, b, c)相上/下桥臂的电压
$i_{p/ni(i=a,\ b,\ c)}$	(a, b, c)相上/下桥臂的电流
U_{dcmm}	直流电压测量值
U_{dcref}	直流电压参考值
$u_{vd(D)}$，$u_{vq(Q)}$	交流出口电压 dq/DQ 轴分量实际值
$u_{gd(D)}$，$u_{gq(Q)}$	电网电压 dq/DQ 轴分量实际值
$u_{sd(D)}$，$u_{sq(Q)}$	PCC 点电压 dq/DQ 轴分量实际值
$i_{sd(D)}$，$i_{sq(Q)}$	PCC 点电流 dq/DQ 轴分量实际值
$i_{cird(D)}$，$i_{cirq(Q)}$	MMC 内部环流 dq/DQ 轴分量实际值
$u_{sd(D)ref}$	PCC 点电压 d/D 轴分量参考值
$i_{sd(D)ref}$，$i_{sq(Q)ref}$	PCC 点电流 dq/DQ 轴分量参考值
$i_{cird(D)ref}$，$i_{cirq(Q)ref}$	MMC 内部环流 dq/DQ 轴分量参考值
u_{cdc}	子模块电容电压的直流分量
$u_{c1d(D)}$，$u_{c1q(Q)}$	子模块电容电压的基频 dq/DQ 轴分量
$u_{c2d(D)}$，$u_{c2q(Q)}$	子模块电容电压的二倍频 dq/DQ 轴分量

续表 A1

变量名	对应释义
$u_{sd(D)m}$，$u_{sq(Q)m}$	PCC 点电压 dq/DQ 轴分量测量值
$i_{sd(D)m}$，$i_{sq(Q)m}$	PCC 点电流 dq/DQ 轴分量测量值
x_{d1}—x_{d4}，x_{d5}—x_{d8}	u_{sd}，u_{sq} 经过延时环节所产生的状态变量
x_{d9}—x_{d12}，x_{d13}—x_{d16}	i_{sd}，i_{sq} 经过延时环节所产生的状态变量
x_{d17}—x_{d20}	U_{dcm} 经过 Pade 近似所产生的状态变量

表 A2　构网型柔直并网系统参数

Table A2　Parameters of the grid-forming MMC-HVDC system

系统参数	数值
额定直流电压/kV	220
额定容量/MW	200
额定交流电压/kV	110
电网频率 ω_0/(rad·s^{-1})	100π
交流系统短路比指标 K_{SCR}	3
交流系统阻抗角/(°)	50
变压器等效电感 L_T/mH	34.664
MMC 桥臂子模块数	230
桥臂电感 L_{arm}/mH	32.065
子模块电容 C/mF	10
有功-频率下垂系数 m_f	0.4
惯性时间常数 T_j，阻尼系数 D	0.01，1/7
直流电压控制 PI 参数	K_{pdc}=0.022 5；K_{idc}=0.028 5
交流电压外环 dq 轴 PI 参数	K_{p1}=2；K_{i1}=10；K_{p2}=2；K_{i2}=10
电流内环 dq 轴 PI 参数	K_{p3}=1；K_{i3}=20；K_{p4}=1；K_{i4}=20
环流抑制环节 PI 参数	K_{pcir}=50；K_{icir}=100
系统测量延时 T_s/s	0.002

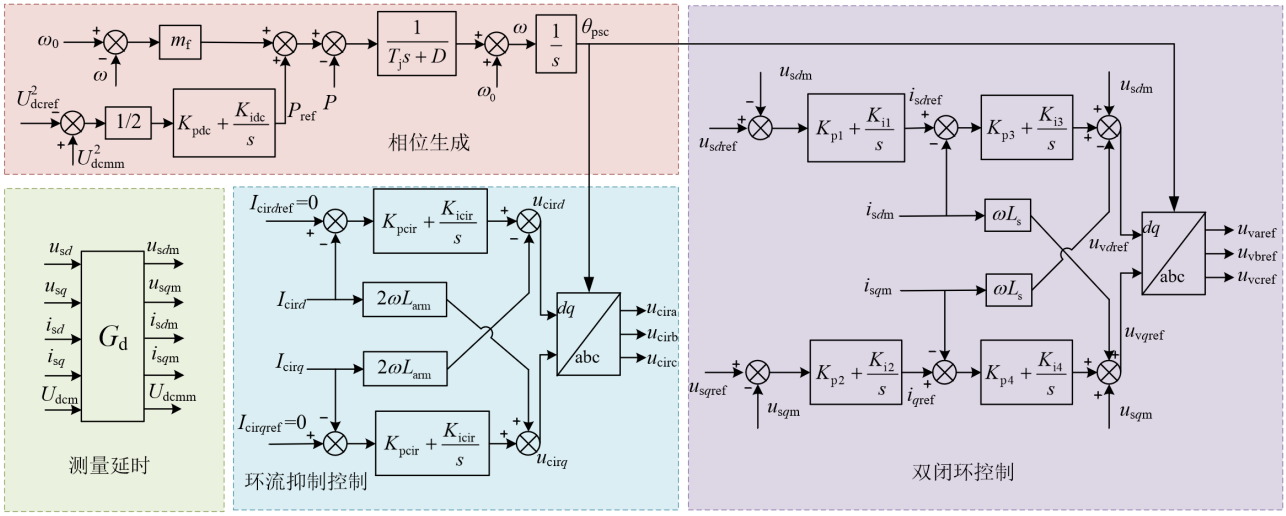


图 A3　构网型 MMC 换流站控制系统

Fig.A3　Control system of the grid-forming MMC converter station

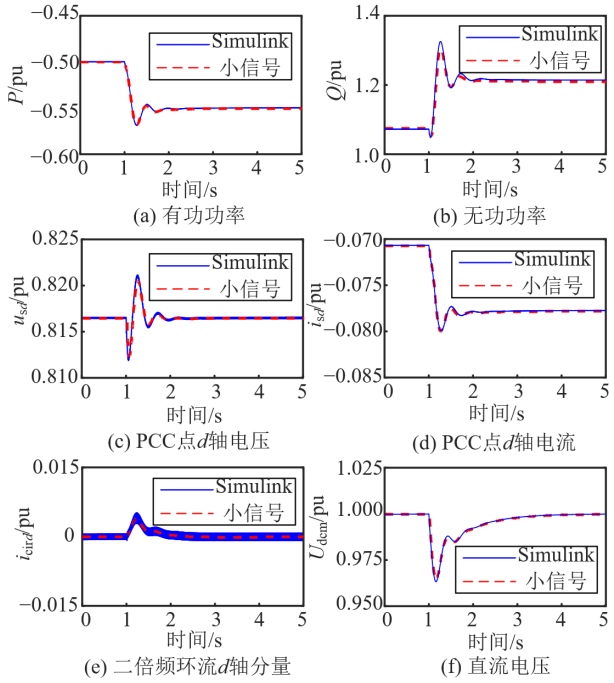


图 A4　有功功率 P 阶跃时系统的动态响应

Fig.A4　Dynamic response of the system when P step changes

表 A3　参与因子分析中状态变量编号

Table A3　State variable indices in participation factor analysis

编号	对应状态变量
1—5	Δu_{cdc}, Δu_{c1D}, Δu_{c1Q}, Δu_{c2D}, Δu_{c2Q}
6—10	Δi_{dc}, Δi_{sD}, Δi_{sQ}, Δi_{cirD}, Δi_{cirQ}
11—15	ΔU_{dcm}, Δx_1, Δx_2, Δx_3, Δx_4
16—20	Δx_{cirD}, Δx_{cirQ}, Δx_{dc}, $\Delta\omega$, $\Delta\theta_{psc}$
21—25	Δx_{d1}, Δx_{d2}, Δx_{d3}, Δx_{d4}, Δx_{d5}
26—30	Δx_{d6}, Δx_{d7}, Δx_{d8}, Δx_{d9}, Δx_{d10}
31—35	Δx_{d11}, Δx_{d12}, Δx_{d13}, Δx_{d14}, Δx_{d15}
36—40	Δx_{d16}, Δx_{d17}, Δx_{d18}, Δx_{d19}, Δx_{d20}

表 A4　相位生成环节控制参数变化情况

Table A4 Variation of control parameters of the phase generation link

控制参数	变化情况	其余参数设定
T_j	0.01→0.2	
D	0.1→2	T_j=0.05
K_{pdc}	0.000 1→0.1	
K_{idc}	0.000 01→0.5	

表 A5　控制参数变化时系统稳定情况与主导模态参与环节

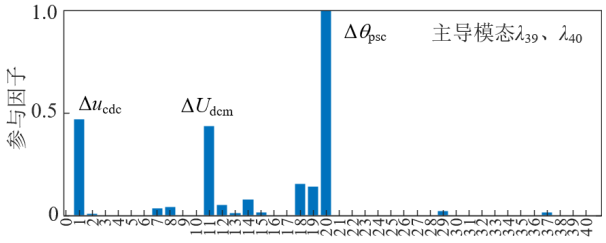
Table A5　System stability and key participation loops in response to changes in control parameter

控制参数	取值	稳定情况	主要参与环节
T_j	0.01~0.03	稳定	相位生成环节
	0.03~0.2	失稳	
D	0.1~0.6	失稳	
	0.6~2	稳定	
K_{pdc}	0.000 1~0.002 0	失稳	
	0.002 0~0.078 4	稳定	
	0.078 4~0.1	失稳	
K_{idc}	0.00001~0.2095	稳定	
	0.2095~0.5	失稳	

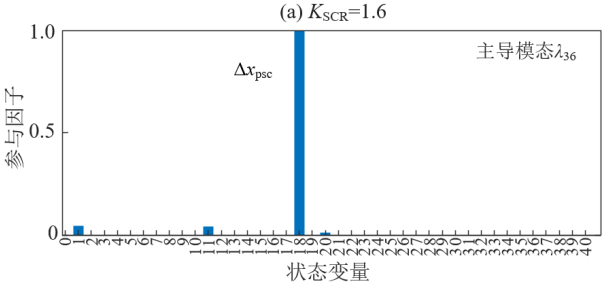
表 A6　简化模型参与因子分析中状态变量编号

Table A6　State variable indices in participation factor analysis of the simplified model

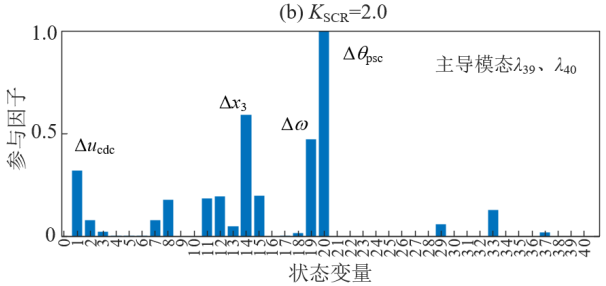
编号	对应状态变量
1—5	Δi_{dc}, Δi_{sD}, ΔU_{dcm}, Δx_1, Δx_2
6—10	Δx_3, Δx_4, Δx_{dc}, $\Delta\omega$, $\Delta\theta_{psc}$



(a) K_{SCR}=1.6



(b) K_{SCR}=2.0



(c) K_{SCR}=11.0

图 A5　不同 K_{SCR} 情况下主导模态的参与因子

Fig.A5　Participation factors of dominant modes with different K_{SCR}

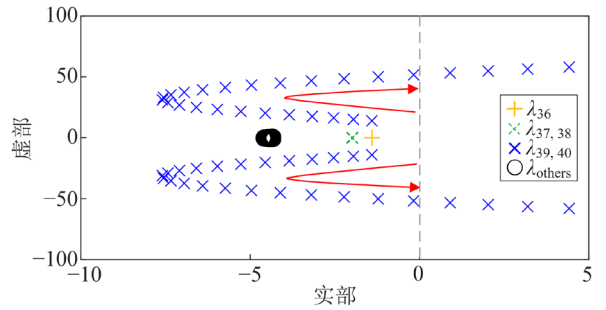
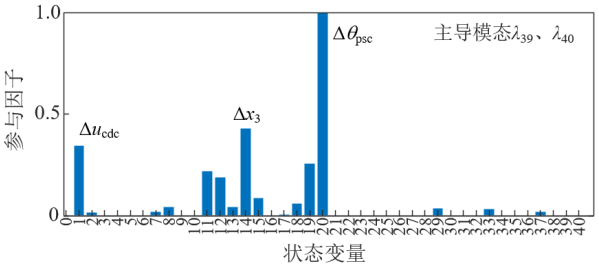
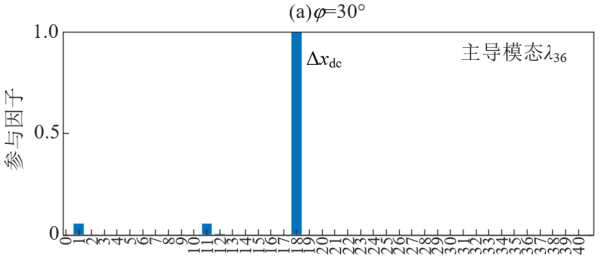


图 A6　φ 变化时系统的特征根轨迹

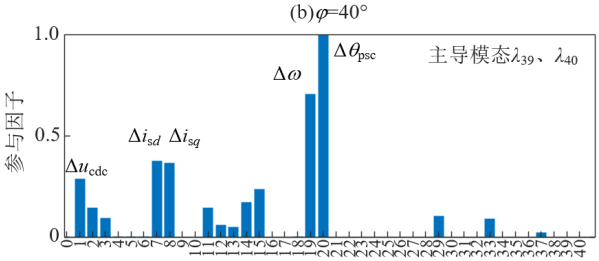
Fig.A6　Trajectories of eigenvalues when φ changes



(a)φ=30°



(b)φ=40°



(c)φ=84°

图 A7　不同 φ 情况下主导模态的参与因子

Fig.A7　Participation factors of dominant modes with different φ

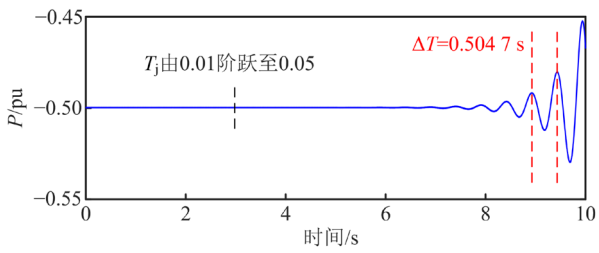


图 A8　T_j 阶跃时系统有功功率 P 的动态响应

Fig.A8　Dynamic response of P when T_j step changes

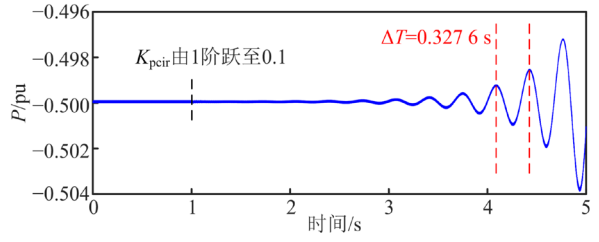
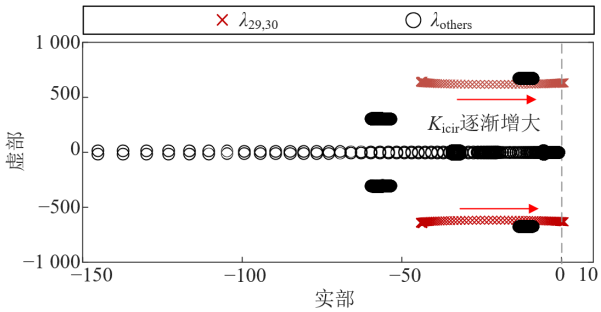
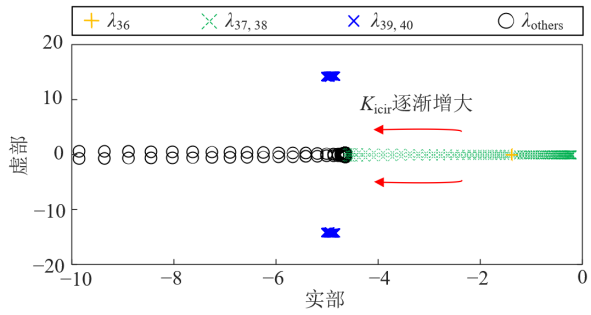


图 A9　K_{pcir} 阶跃时系统有功功率 P 的动态响应

Fig.A9　Dynamic response of P when K_{pcir} step changes



(a)宽实轴范围内系统特征根轨迹



(b)虚轴附近小范围系统特征根轨迹

图 A10　K_{icir} 变化时特征根轨迹

Fig.A10　Trajectories of eigenvalues when K_{icir} changes

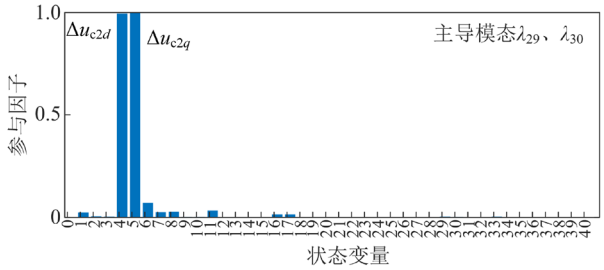


图 A11　K_{icir}=155 940 时主导模态的参与因子

Fig.A11　Participation factors of dominant modes when K_{icir}=155 940

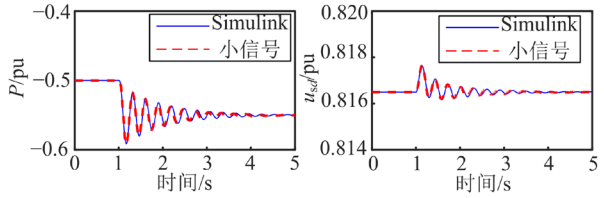


图 A12　有功功率 P 阶跃时简化模型的动态响应

Fig.A12　Dynamic response of the system when P step changes

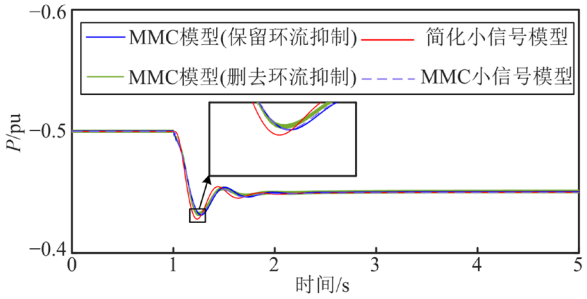


图 A13　不同模型动态响应

Fig.A13　Dynamic response of different models

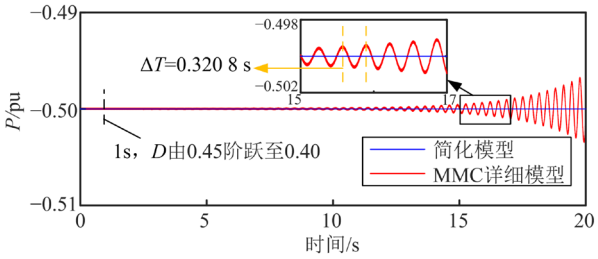


图 A14　工况 2 中有功功率 P 的动态响应

Fig.A14　Dynamic response of P in case 2

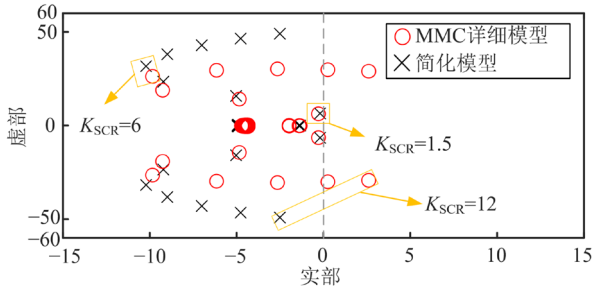


图 A15　K_{SCR} 变化时特征根轨迹

Fig.A15　Trajectories of eigenvalues when K_{SCR} changes

附录 B

式(B1)为系统基频 Park 变换矩阵。

$$\boldsymbol{T}=\frac{2}{3}\begin{bmatrix}\cos(\omega t) & \cos(\omega t-\frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega t+\frac{2}{3}\pi)\\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t-\frac{2}{3}\pi) & -\sin(\omega t+\frac{2}{3}\pi)\end{bmatrix} \tag{B1}$$

式(B2)为系统交流电网戴维南等效模型。

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_{sD}}{\mathrm{d}t}=\omega_0 i_{sQ}+\dfrac{u_{sD}}{L_g}-\dfrac{u_{gD}}{L_g}-\dfrac{R_g i_{sD}}{L_g}\\ \dfrac{\mathrm{d}i_{sQ}}{\mathrm{d}t}=-\omega_0 i_{sD}+\dfrac{u_{sQ}}{L_g}-\dfrac{u_{gQ}}{L_g}-\dfrac{R_g i_{sQ}}{L_g}\end{cases} \tag{B2}$$

式中：ω_0 为电网固有频率 50 Hz。

式(B3)—(B5)分别为电容电压直流动态、基波动态以及二倍频动态状态空间方程。

$$\frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{cdc}}}{\mathrm{d}t}=\frac{I_{\mathrm{dc}}}{6C_0}-\frac{u_{vD}i_{sD}}{4C_0U_{\mathrm{dcm}}}-\frac{u_{vQ}i_{sQ}}{4C_0U_{\mathrm{dcm}}}-\frac{u_{\mathrm{cir}D}i_{\mathrm{cir}D}}{2C_0U_{\mathrm{dcm}}}-\frac{u_{\mathrm{cir}Q}i_{\mathrm{cir}Q}}{2C_0U_{\mathrm{dcm}}} \tag{B3}$$

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}u_{\mathrm{c1}D}}{\mathrm{d}t}=\omega_0u_{\mathrm{c1}Q}+\dfrac{i_{sD}}{4C_0}-\dfrac{I_{\mathrm{dc}}u_{vD}}{3C_0U_{\mathrm{dcm}}}+\dfrac{u_{vD}i_{\mathrm{cir}Q}}{2C_0U_{\mathrm{dcm}}}-\dfrac{u_{vQ}i_{\mathrm{cir}D}}{2C_0U_{\mathrm{dcm}}}+\dfrac{i_{sD}u_{\mathrm{cir}Q}}{4C_0U_{\mathrm{dcm}}}-\dfrac{i_{sQ}u_{\mathrm{cir}D}}{4C_0U_{\mathrm{dcm}}}\\ \dfrac{\mathrm{d}u_{\mathrm{c1}Q}}{\mathrm{d}t}=-\omega_0u_{\mathrm{c1}D}+\dfrac{i_{sQ}}{4C_0}-\dfrac{I_{\mathrm{dc}}u_{vQ}}{3C_0U_{\mathrm{dcm}}}-\dfrac{u_{vD}i_{\mathrm{cir}D}}{2C_0U_{\mathrm{dcm}}}-\dfrac{u_{vQ}i_{\mathrm{cir}Q}}{2C_0U_{\mathrm{dcm}}}-\dfrac{i_{sD}u_{\mathrm{cir}D}}{4C_0U_{\mathrm{dcm}}}-\dfrac{i_{sQ}u_{\mathrm{cir}Q}}{4C_0U_{\mathrm{dcm}}}\end{cases} \tag{B4}$$

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}u_{\mathrm{c2}D}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{i_{\mathrm{cir}D}}{2C_0}-\dfrac{u_{vQ}i_{sD}}{4C_0U_{\mathrm{dcm}}}-\dfrac{u_{vD}i_{sQ}}{4C_0U_{\mathrm{dcm}}}-\dfrac{I_{\mathrm{dc}}u_{\mathrm{cir}D}}{3C_0U_{\mathrm{dcm}}}+2\omega_0u_{\mathrm{c2}Q}\\ \dfrac{\mathrm{d}u_{\mathrm{c2}Q}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{i_{\mathrm{cir}Q}}{2C_0}+\dfrac{u_{vD}i_{sD}}{4C_0U_{\mathrm{dcm}}}-\dfrac{u_{vQ}i_{sQ}}{4C_0U_{\mathrm{dcm}}}-\dfrac{I_{\mathrm{dc}}u_{\mathrm{cir}Q}}{3C_0U_{\mathrm{dcm}}}-2\omega_0u_{\mathrm{c2}D}\end{cases} \tag{B5}$$

式(B6)—(B8)分别为桥臂电流直流动态、基波动态以及二倍频动态状态空间方程。

$$\frac{\mathrm{d}I_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t}=-\frac{3Nu_{\mathrm{cdc}}}{2L_{\mathrm{arm}}}+\frac{3Nu_{vD}u_{\mathrm{c1}D}}{2L_{\mathrm{arm}}U_{\mathrm{dcm}}}+\frac{3Nu_{vQ}u_{\mathrm{c1}Q}}{2L_{\mathrm{arm}}U_{\mathrm{dcm}}}+\frac{3Nu_{\mathrm{cir}D}u_{\mathrm{c2}D}}{2L_{\mathrm{arm}}U_{\mathrm{dcm}}}+\frac{3Nu_{\mathrm{cir}Q}u_{\mathrm{c2}Q}}{2L_{\mathrm{arm}}U_{\mathrm{dcm}}}-\frac{R_{\mathrm{arm}}I_{\mathrm{dc}}}{L_{\mathrm{arm}}}+\frac{3U_{\mathrm{dcm}}}{2L_{\mathrm{arm}}} \tag{B6}$$

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{s}D}}{\mathrm{d}t}=\omega_0i_{sQ}-\dfrac{u_{sD}}{L_{\mathrm{s}}}-\dfrac{R_{\mathrm{s}}i_{sD}}{L_{\mathrm{s}}}-\dfrac{Nu_{\mathrm{c1}D}}{2L_{\mathrm{s}}}+\dfrac{Nu_{vD}u_{\mathrm{cdc}}}{L_{\mathrm{s}}U_{\mathrm{dcm}}}-\dfrac{Nu_{vD}u_{\mathrm{c2}Q}}{2L_{\mathrm{s}}U_{\mathrm{dcm}}}+\dfrac{Nu_{vQ}u_{\mathrm{c2}D}}{2L_{\mathrm{s}}U_{\mathrm{dcm}}}-\dfrac{Nu_{\mathrm{cir}Q}u_{\mathrm{c1}D}}{2L_{\mathrm{s}}U_{\mathrm{dcm}}}+\dfrac{Nu_{\mathrm{cir}D}u_{\mathrm{c1}Q}}{2L_{\mathrm{s}}U_{\mathrm{dcm}}}\\ \dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{s}Q}}{\mathrm{d}t}=-\omega_0i_{sD}-\dfrac{u_{sQ}}{L_{\mathrm{s}}}-\dfrac{R_{\mathrm{s}}i_{sQ}}{L_{\mathrm{s}}}-\dfrac{Nu_{\mathrm{c1}Q}}{2L_{\mathrm{s}}}+\dfrac{Nu_{vQ}u_{\mathrm{cdc}}}{L_{\mathrm{s}}U_{\mathrm{dcm}}}+\dfrac{Nu_{vD}u_{\mathrm{c2}D}}{2L_{\mathrm{s}}U_{\mathrm{dcm}}}+\dfrac{Nu_{vQ}u_{\mathrm{c2}Q}}{2L_{\mathrm{s}}U_{\mathrm{dcm}}}+\dfrac{Nu_{\mathrm{cir}D}u_{\mathrm{c1}D}}{2L_{\mathrm{s}}U_{\mathrm{dcm}}}+\dfrac{Nu_{\mathrm{cir}Q}u_{\mathrm{c1}Q}}{2L_{\mathrm{s}}U_{\mathrm{dcm}}}\end{cases} \tag{B7}$$

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{cir}D}}{\mathrm{d}t}=2\omega_0i_{\mathrm{cir}Q}-\dfrac{R_{\mathrm{arm}}}{L_{\mathrm{arm}}}i_{\mathrm{cir}D}-\dfrac{Nu_{\mathrm{c2}D}}{2L_{\mathrm{arm}}}+\dfrac{Nu_{vQ}u_{\mathrm{c1}D}}{2L_{\mathrm{arm}}U_{\mathrm{dcm}}}+\dfrac{Nu_{vD}u_{\mathrm{c1}Q}}{2L_{\mathrm{arm}}U_{\mathrm{dcm}}}+\dfrac{Nu_{\mathrm{cir}D}u_{\mathrm{cdc}}}{2L_{\mathrm{arm}}U_{\mathrm{dcm}}}\\ \dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{cir}Q}}{\mathrm{d}t}=-2\omega_0i_{\mathrm{cir}D}-\dfrac{R_{\mathrm{arm}}}{L_{\mathrm{arm}}}i_{\mathrm{cir}Q}-\dfrac{Nu_{\mathrm{c2}Q}}{2L_{\mathrm{arm}}}-\dfrac{Nu_{vD}u_{\mathrm{c1}D}}{2L_{\mathrm{arm}}U_{\mathrm{dcm}}}+\dfrac{Nu_{vQ}u_{\mathrm{c1}Q}}{2L_{\mathrm{arm}}U_{\mathrm{dcm}}}+\dfrac{Nu_{\mathrm{cir}Q}u_{\mathrm{cdc}}}{2L_{\mathrm{arm}}U_{\mathrm{dcm}}}\end{cases} \tag{B8}$$

式(10)所示主电路系统的11阶状态空间方程对应变量如式(B9)所示。

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_Z=[u_{\mathrm{cdc}},\ u_{\mathrm{c1}D},\ u_{\mathrm{c1}Q},\ u_{\mathrm{c2}D},\ u_{\mathrm{c2}Q},\ I_{\mathrm{dc}},\ i_{sD},\ i_{sQ},\ i_{\mathrm{cir}D},\ i_{\mathrm{cir}Q},\ U_{\mathrm{dcm}}]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{u}_Z=[u_{vD},\ u_{vQ},\ u_{\mathrm{cir}D},\ u_{\mathrm{cir}Q},\ P_{\mathrm{ref}},\ u_{gD},\ u_{gQ}]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{y}_Z=\left[u_{sd},\ u_{sq},\ i_{sd},\ i_{sq},\ U_{\mathrm{dcm}}\right]^{\mathrm{T}}\end{cases} \tag{B9}$$

式(B10)为相位生成环节状态空间方程。

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}x_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{2}\left(U_{\mathrm{dcmm}}^2-U_{\mathrm{dcref}}^2\right)\\ \dfrac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}=\dfrac{\left[\dfrac{1}{2}K_{\mathrm{pdc}}\left(U_{\mathrm{dcmm}}^2-U_{\mathrm{dcref}}^2\right)+K_{\mathrm{idc}}x_{\mathrm{dc}}\right]}{T_{\mathrm{j}}}\\ \dfrac{\mathrm{d}\theta_{\mathrm{psc}}}{\mathrm{d}t}=\omega-\omega_0\end{cases} \tag{B10}$$

式(B11)为电压-电流双闭环状态空间方程。

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}x_1}{\mathrm{d}t}=u_{sd\mathrm{ref}}-u_{sd\mathrm{m}}\\ \dfrac{\mathrm{d}x_2}{\mathrm{d}t}=-u_{sq\mathrm{m}}\\ \dfrac{\mathrm{d}x_3}{\mathrm{d}t}=K_{\mathrm{p1}}(u_{sd\mathrm{ref}}-u_{sd\mathrm{m}})+K_{\mathrm{i1}}x_1-i_{sd\mathrm{m}}\\ \dfrac{\mathrm{d}x_4}{\mathrm{d}t}=-K_{\mathrm{p2}}u_{sq\mathrm{m}}+K_{\mathrm{i2}}x_2-i_{sq\mathrm{m}}\end{cases} \tag{B11}$$

式(B12)为环流抑制环节状态空间方程。

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}x_{\mathrm{cir}d}}{\mathrm{d}t}=i_{\mathrm{cir}d\mathrm{ref}}-i_{\mathrm{cir}d}\\ \dfrac{\mathrm{d}x_{\mathrm{cir}q}}{\mathrm{d}t}=i_{\mathrm{cir}q\mathrm{ref}}-i_{\mathrm{cir}q}\end{cases} \tag{B12}$$

式(11)所示控制系统的 9 阶状态空间方程对应变量如式(B13)所示。

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_{\mathrm{C}}=[x_1,\ x_2,\ x_3,\ x_4,\ x_{\mathrm{cir}d},\ x_{\mathrm{cir}q},\ x_{\mathrm{dc}},\ \omega,\ \theta_{\mathrm{psc}}]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{u}_{\mathrm{C}}=[u_{sd\mathrm{m}},\ u_{sq\mathrm{m}},\ i_{sd\mathrm{m}},\ i_{sq\mathrm{m}},\ U_{\mathrm{dcmm}},\\ \quad i_{sd\mathrm{ref}},\ U_{\mathrm{dcref}},\ i_{\mathrm{cir}d\mathrm{ref}},\ i_{\mathrm{cir}q\mathrm{ref}},\ P_{\mathrm{ref}}]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{y}_{\mathrm{C}}=[u_{vD},\ u_{vQ},\ u_{\mathrm{cir}D},\ u_{\mathrm{cir}Q}]^{\mathrm{T}}\end{cases} \tag{B13}$$

式(B14)—(B16)为系统测量延时环节方程。

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}_{1-4}=\boldsymbol{A}_{\mathrm{usd}}\boldsymbol{x}_{1-4}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{usd}}u_{sd}\\ u_{sd\mathrm{m}}=\boldsymbol{C}_{\mathrm{usd}}\boldsymbol{x}_{1-4}+\boldsymbol{D}_{\mathrm{usd}}u_{sd}\end{cases} \tag{B14}$$

其中：

$$\begin{cases}\boldsymbol{A}_{\mathrm{usd}}=\begin{bmatrix}0&1&0&0\\0&0&1&0\\0&0&0&1\\-\dfrac{a_0T_{\mathrm{s}}^{-4}}{a_4}&-\dfrac{a_1T_{\mathrm{s}}^{-3}}{a_4}&-\dfrac{a_2T_{\mathrm{s}}^{-2}}{a_4}&-\dfrac{a_3T_{\mathrm{s}}^{-1}}{a_4}\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{B}_{\mathrm{usd}}=[0\quad 0\quad 0\quad 1]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{C}_{\mathrm{usd}}=\dfrac{1}{a_4^2}\begin{bmatrix}(a_4b_0-a_0b_4)T_{\mathrm{s}}^{-4}\\(a_4b_1-a_1b_4)T_{\mathrm{s}}^{-3}\\(a_4b_2-a_2b_4)T_{\mathrm{s}}^{-2}\\(a_4b_3-a_3b_4)T_{\mathrm{s}}^{-1}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{D}_{\mathrm{usd}}=\dfrac{b_4}{a_4}\end{cases} \tag{B15}$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{x}_{1-4}=\begin{bmatrix} x_{\mathrm{d1}} & x_{\mathrm{d2}} & x_{\mathrm{d3}} & x_{\mathrm{d4}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \\ a_i=\dfrac{(8-i)!4!}{i!(4-i)!} \\ b_i=(-1)^i\dfrac{(8-i)!4!}{i!(4-i)!} \end{cases} \tag{B16}$$

式(13)所示测量延时环节的20阶状态空间方程对应变量如式(B17)所示。

$$\begin{cases} \boldsymbol{x}_{\mathrm{D}}=[x_{\mathrm{d1}},\ x_{\mathrm{d2}}\ ,x_{\mathrm{d3}},\ x_{\mathrm{d4}},\ x_{\mathrm{d5}},\ x_{\mathrm{d6}},x_{\mathrm{d7}},\ x_{\mathrm{d8}},\ x_{\mathrm{d9}},\ x_{\mathrm{d10}}, \\ \quad x_{\mathrm{d11}},\ x_{\mathrm{d12}},\ x_{\mathrm{d13}},\ x_{\mathrm{d14}},\ x_{\mathrm{d15}},\ x_{\mathrm{d16}},\ x_{\mathrm{d17}},\ x_{\mathrm{d18}},\ x_{\mathrm{d19}},\ x_{\mathrm{d20}}]^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{u}_{\mathrm{D}}=[u_{sd},\ u_{sq},\ i_{sd},\ i_{sq},\ U_{\mathrm{dcm}}]^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{y}_{\mathrm{D}}=[u_{sd\mathrm{m}},\ u_{sq\mathrm{m}},\ i_{sd\mathrm{m}},\ i_{sq\mathrm{m}},\ U_{\mathrm{dcmm}}]^{\mathrm{T}} \end{cases} \tag{B17}$$

式(B18)—(B20)为联结控制系统以及主电路的接口方程。

$$\begin{cases} u_{vd}=u_{sd\mathrm{m}}+K_{\mathrm{p3}}(K_{\mathrm{p1}}(u_{sd\mathrm{ref}}-u_{sd\mathrm{m}})+K_{\mathrm{i1}}x_1-i_{sd\mathrm{m}})+K_{\mathrm{i3}}x_3-\omega L_{\mathrm{s}}i_{sq\mathrm{m}} \\ u_{vq}=u_{sq\mathrm{m}}+K_{\mathrm{p4}}(-K_{\mathrm{p2}}(0-u_{sq\mathrm{m}})+K_{\mathrm{i2}}x_1-i_{sq\mathrm{m}})+K_{\mathrm{i4}}x_4+\omega L_{\mathrm{s}}i_{sd\mathrm{m}} \end{cases} \tag{B18}$$

$$\begin{cases} u_{\mathrm{cir}d}=K_{\mathrm{pcir}}(i_{\mathrm{cir}d\mathrm{ref}}-i_{\mathrm{cir}d})+K_{\mathrm{icir}}x_{\mathrm{cir}d}-2\omega L_{\mathrm{arm}}i_{\mathrm{cir}q} \\ u_{\mathrm{cir}q}=K_{\mathrm{pcir}}(i_{\mathrm{cir}q\mathrm{ref}}-i_{\mathrm{cir}q})+K_{\mathrm{icir}}x_{\mathrm{cir}q}+2\omega L_{\mathrm{arm}}i_{\mathrm{cir}d} \end{cases} \tag{B19}$$

$$\begin{cases} u_{sD}=\dfrac{(L_{\mathrm{s}}R_{\mathrm{g}}-L_{\mathrm{g}}R_{\mathrm{s}})}{L_{\mathrm{s}}+L_{\mathrm{g}}}i_{sD}+\dfrac{L_{\mathrm{s}}u_{gD}}{L_{\mathrm{s}}+L_{\mathrm{g}}}-\dfrac{N}{2}\dfrac{L_{\mathrm{g}}u_{\mathrm{c1}D}}{L_{\mathrm{s}}+L_{\mathrm{g}}}+ \\ \quad N\dfrac{L_{\mathrm{g}}u_{vD}u_{\mathrm{cdc}}}{(L_{\mathrm{s}}+L_{\mathrm{g}})u_{\mathrm{dc}}}-\dfrac{N}{2}\dfrac{L_{\mathrm{g}}u_{vD}u_{\mathrm{c2}Q}}{(L_{\mathrm{s}}+L_{\mathrm{g}})u_{\mathrm{dc}}}+\dfrac{N}{2}\dfrac{L_{\mathrm{g}}u_{vQ}u_{\mathrm{c2}D}}{(L_{\mathrm{s}}+L_{\mathrm{g}})u_{\mathrm{dc}}}- \\ \quad \dfrac{N}{2}\dfrac{L_{\mathrm{g}}u_{\mathrm{cir}Q}u_{\mathrm{c1}D}}{(L_{\mathrm{s}}+L_{\mathrm{g}})u_{\mathrm{dc}}}+\dfrac{N}{2}\dfrac{L_{\mathrm{g}}u_{\mathrm{cir}D}u_{\mathrm{c1}Q}}{(L_{\mathrm{s}}+L_{\mathrm{g}})u_{\mathrm{dc}}} \\ u_{sQ}=\dfrac{(L_{\mathrm{s}}R_{\mathrm{g}}-L_{\mathrm{g}}R_{\mathrm{s}})}{L_{\mathrm{s}}+L_{\mathrm{g}}}i_{sQ}+\dfrac{L_{\mathrm{s}}u_{gQ}}{L_{\mathrm{s}}+L_{\mathrm{g}}}-\dfrac{N}{2}\dfrac{L_{\mathrm{g}}u_{\mathrm{c1}Q}}{L_{\mathrm{s}}+L_{\mathrm{g}}}+ \\ \quad N\dfrac{L_{\mathrm{g}}u_{vQ}u_{\mathrm{cdc}}}{(L_{\mathrm{s}}+L_{\mathrm{g}})u_{\mathrm{dc}}}+\dfrac{N}{2}\dfrac{L_{\mathrm{g}}u_{vD}u_{\mathrm{c2}D}}{(L_{\mathrm{s}}+L_{\mathrm{g}})u_{\mathrm{dc}}}+\dfrac{N}{2}\dfrac{L_{\mathrm{g}}u_{vQ}u_{\mathrm{c2}Q}}{(L_{\mathrm{s}}+L_{\mathrm{g}})u_{\mathrm{dc}}}+ \\ \quad \dfrac{N}{2}\dfrac{L_{\mathrm{g}}u_{\mathrm{cir}D}u_{\mathrm{c1}D}}{(L_{\mathrm{s}}+L_{\mathrm{g}})u_{\mathrm{dc}}}+\dfrac{N}{2}\dfrac{L_{\mathrm{g}}u_{\mathrm{cir}Q}u_{\mathrm{c1}Q}}{(L_{\mathrm{s}}+L_{\mathrm{g}})u_{\mathrm{dc}}} \end{cases} \tag{B20}$$

式(14)中状态变量$\Delta\boldsymbol{x}$及输入变量$\Delta\boldsymbol{u}$如式(B21)所示。

$$\begin{cases} \Delta\boldsymbol{x}=[\Delta u_{\mathrm{cdc}},\Delta u_{\mathrm{c1}D},\Delta u_{\mathrm{c1}Q},\Delta u_{\mathrm{c2}D},\Delta u_{\mathrm{c2}Q},\Delta I_{\mathrm{dc}},\Delta i_{sD},\Delta i_{sQ}, \\ \quad \Delta i_{\mathrm{cir}D},\Delta i_{\mathrm{cir}Q},\Delta U_{\mathrm{dcm}},\Delta x_1,\Delta x_2,\Delta x_3,\Delta x_4,\Delta x_{\mathrm{cir}d},\Delta x_{\mathrm{cir}q}, \\ \quad \Delta x_{\mathrm{dc}},\Delta\omega,\Delta\theta_{\mathrm{psc}},\Delta x_{\mathrm{d1}},\Delta x_{\mathrm{d2}},\Delta x_{\mathrm{d3}},\Delta x_{\mathrm{d4}},\Delta x_{\mathrm{d5}},\Delta x_{\mathrm{d6}}, \\ \quad \Delta x_{\mathrm{d7}},\Delta x_{\mathrm{d8}},\Delta x_{\mathrm{d9}},\Delta x_{\mathrm{d10}},\Delta x_{\mathrm{d11}},\ \Delta x_{\mathrm{d12}},\Delta x_{\mathrm{d13}},\Delta x_{\mathrm{d14}}, \\ \quad \Delta x_{\mathrm{d15}},\Delta x_{\mathrm{d16}},\Delta x_{\mathrm{d17}},\Delta x_{\mathrm{d18}},\Delta x_{\mathrm{d19}},\Delta x_{\mathrm{d20}}]^{\mathrm{T}} \\ \Delta\boldsymbol{u}=[\Delta u_{gd},\Delta u_{gq},\Delta U_{\mathrm{dc}},\Delta u_{sd\mathrm{ref}}, \\ \quad \Delta U_{\mathrm{dcref}},\Delta i_{\mathrm{cir}d\mathrm{ref}},\Delta i_{\mathrm{cir}q\mathrm{ref}},\Delta P_{\mathrm{ref}}]^{\mathrm{T}} \end{cases} \tag{B21}$$

式(B22)为简化模型条件1）中电容折算方程。

$$C_{\mathrm{dc}}=C_{\mathrm{cdcm}}+C_{\mathrm{dc1}} \tag{B22}$$

式中：C_{dc}为简化后直流侧电容；C_{cdcm}为子模块等效总电容；C_{dc1}为简化前直流侧电容。

式(B23)为简化模型状态空间方程。

$$\frac{\mathrm{d}\Delta\boldsymbol{x}_2}{\mathrm{d}t}=\boldsymbol{A}_2\Delta\boldsymbol{x}_2+\boldsymbol{B}_2\Delta\boldsymbol{u}_2 \tag{B23}$$

式(B23)中状态变量 $\Delta\boldsymbol{x_2}$ 及输入变量 $\Delta\boldsymbol{u_2}$ 如式(B24)所示。

$$\begin{cases} \Delta\boldsymbol{x}_2=[\Delta i_{sD},\ \Delta i_{sQ},\ \Delta U_{\mathrm{dcm}},\ \Delta x_1,\ \Delta x_2,\ \Delta x_3,\ \Delta x_4, \\ \quad \Delta x_{\mathrm{dc}},\ \Delta\omega,\ \Delta\theta_{\mathrm{psc}}]^{\mathrm{T}} \\ \Delta\boldsymbol{u}_2=[\Delta u_{gd},\Delta u_{gq},\Delta u_{sd\mathrm{ref}},\Delta U_{\mathrm{dcref}},\Delta P_{\mathrm{ref}}]^{\mathrm{T}} \end{cases} \tag{B24}$$