

基于控制器虚拟等效电路模型的 直流微电网大信号稳定性分析

罗东海¹, 郑华俊¹, 袁旭峰¹, 谈竹奎², 张超¹, 唐学用³, 徐玉韬²

(1. 贵州大学电气工程学院, 贵州省 贵阳市 550025; 2. 贵州电网有限责任公司电力科学研究院, 贵州省 贵阳市 550003; 3. 贵州电网有限责任公司, 贵州省 贵阳市 550003)

Large Signal Stability Analysis of DC Microgrid Based on Controller Virtual Equivalent Circuit Model

LUO Donghai¹, ZHENG Huajun¹, YUAN Xufeng¹, TAN Zhukui², ZHANG Chao¹, TANG Xueyong³, XU Yutao²

(1. College of Electrical Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, Guizhou Province, China;

2. Electric Power Research Institute of Guizhou Power Grid Co., Ltd., Guiyang 550003, Guizhou Province, China;

3. Guizhou Power Grid Co., Ltd., Guiyang 550003, Guizhou Province, China)

ABSTRACT: The existing large-signal stability analysis of DC microgrids based on Mixed Potential Theory (MPT) predominantly emphasizes main circuit parameters such as LC filters, thereby complicating the assessment of the impact of control parameters from source and load converters on system stability. To address this limitation, this paper introduces a novel large-signal stability analysis method for DC microgrids that incorporates both source and load converters' physical and control dynamics. Specifically, the proposed method establishes an RLC controller virtual equivalent circuit model with a comprehensive set of system variables by leveraging the mapping relationship between converter control equations and RLC circuits. Secondly, it proposes an enhanced Constant Power Load (CPL) model that accounts for the dynamic characteristics of load converters, thereby mitigating the conservativeness inherent in traditional stability analyses under ideal CPL models. Finally, using MPT, the paper derives the large-signal stability criteria and stability domain for DC microgrids and analyzes the influence of various system parameters on large-signal stability. Simulation results confirm that the proposed virtual equivalent circuit model accurately captures the effects of both physical and control dynamics on system stability. Moreover, the large-signal stability analysis method based on this model and the improved CPL model yields more precise stability boundaries and effectively reduces conservativeness. Additionally, this approach can be extended

to analyze the large-signal stability of multi-terminal DC microgrids.

KEY WORDS: DC microgrid; large signal stability; mixed potential theory; improvement of CPL model; controller equivalent circuit

摘要: 现有基于混合势理论(mixed potential theory, MPT)的直流微电网大信号稳定性分析主要侧重于LC滤波器等主电路参数,难以分析源、荷变流器控制参数对稳定性的影响。为此,该文提出考虑源、荷变流器物理动态及控制动态的直流微电网MPT大信号稳定性分析方法。首先,依据变流器控制方程与RLC电路的映射关系,将控制系统用RLC电路等效具现,建立具备系统完整变量集的RLC控制器虚拟等效电路模型;其次,提出了一种考虑负载变流器动态的改进恒功率负载(constant power load, CPL)模型,改善了传统方法在理想CPL模型下稳定性分析的保守性。最后,基于MPT推导了直流微电网大信号稳定判据及稳定域,并分析了系统参数对大信号稳定性的影响。仿真结果表明:所提控制器虚拟等效电路模型能够准确反映系统物理及控制动态对稳定性的影响,基于该模型及改进的CPL模型所提出的MPT大信号稳定性分析方法能够得出更为准确的稳定边界,有效降低了保守性。同时,该方法能够有效拓展分析多端直流微电网的大信号稳定性。

关键词: 直流微电网; 大信号稳定性; 混合势理论; 改进CPL模型; 控制器等效电路

DOI: 10.13335/j.1000-3673.pst.2024.1454

0 引言

直流微电网(DC microgrid, DCMG)凭借能量转换环节少、不存在无功损耗、无需考虑相位和频率

基金项目: 国家重点研发计划项目(2022YFE0205300); 国家自然科学基金项目(52367019)。

Project Supported by National Key Research and Development Program of China (2022YFE0205300); National Natural Science Foundation of China (52367019).

等优势^[1-2]，已成为新型电力系统重要的组成部分，对可再生能源的整合与消纳起到关键作用^[3-5]。但是呈现出强随机性的分布式能源(distributed energy source, DES)以及电压电流对外呈现出负阻特性的恒功率负载(constant power load, CPL)给直流微电网的稳定运行带来了挑战^[6-8]。

针对直流微电网稳定性问题，国内外学者根据扰动信号大小，将系统稳定性分为大信号稳定和小信号稳定。小信号稳定分析基于平衡点进行线性化处理的简化模型^[9-11]，其建模方法是将非线性系统在平衡点附近进行线性化，只能描述平衡点小邻域内的系统动态行为^[7,12]。然而实际运行中，负荷的频繁投切、系统故障以及直流微网中 DES 的功率波动等扰动信号的幅值大小不定。当使用小信号线性模型不能准确刻画扰动信号作用下的系统动力学行为时，则称该扰动信号为大扰动信号，导致小信号稳定性分析失效^[13-14]，此时则需运用基于非线性模型的大信号稳定分析方法研究系统稳定性^[12]。

直流微电网呈现出“多变流器并联、多状态变量耦合、阶数高”的特性，进行大信号稳定性分析时，若建立详细模型会导致计算量复杂庞大，出现维数灾难。基于简化降阶模型分析直流微网的大信号稳定性，不仅能够大幅降低直流微电网稳定性分析的复杂度和计算量，有效避免维数灾难，而且能够清晰直观地分析直流系统失稳的影响因素^[7,15-16]。常用的大信号非线性分析方法有：Lyapunov 直接法^[17]、Takagi-Sugeno 模糊模型(TS)^[15,18]和混合势理论(mixed potential theory, MPT)^[16,19-21]等。T-S 模糊模型随着系统非线性元件数目的增加，线性矩阵不等式呈指数增长而出现维数灾难，如文献[15]为了简化系统，通过忽略变流器控制系统建立了集群网络的降阶模型，然后基于 TS 模糊模型分析了关键电路参数对系统大信号稳定性的影响。MPT 能够基于给定系统模型得出包含系统参数的解析形式稳定性判据，因而被广泛应用于直流微电网的稳定性分析中。文献[16]建立了直流微电网集群的大信号降阶模型并基于 MPT 分析了系统的大信号稳定性。文献[17]基于 Lyapunov 直接法推导了多换流器并联系统的大信号稳定性判据，但是该方法缺乏统一的 Lyapunov 函数构造方法，分析非线性系统稳定性问题时难以建立合适的 Lyapunov 函数。文献[19]以含恒功率负载直流微网为研究对象，通过忽略变流器电压电流控制动态建立了直流微电网的等效降阶模型，基于 MPT 并结合 LaSalle 不变集定理得出了系统平衡点的估计吸

引域，为直流微网主电路参数的设计提供了参考依据。文献[20]根据 MPT 分析了含有多个电源的下垂控制直流微电网中不同功率分配比例对直流微网大信号稳定性的影响。文献[21]基于 MPT 分析了同时考虑 CPL 负阻抗特性以及储能动态特性对系统稳定性的影响。上述文献均将变流器等效为电压源与 LC 滤波器的串联模型，只关注了主电路参数对稳定性的影响，而忽略了控制系统动态，导致所得稳定性判据无法全面涵盖系统关键参数而难以准确反映直流微电网稳定域。文献[20,22]将变流器等效为受控电流源，基于 MPT 分析了直流微电网的大信号稳定性，但该方法在混合势函数偏微分运算过程中，不可避免的丢失部分控制器参数。文献[23]虽然推导了含变流器电压外环控制参数的直流微电网大信号稳定性判据，但是忽略了电流内环参数及滤波电感的影响，对于开关频率较低的大功率场景或连接弱交流电网的直流系统不再适用。

此外，文献[16,20-23]为了降低系统复杂程度，均将负载变流器建立为理想 CPL 模型。而基于理想 CPL 模型得到的稳定性判据因为在分析过程中忽略了负载变流器的动态特性，加大了稳定性分析结果的保守性^[24-25]。

综上所述，现有研究中利用 MPT 分析直流微电网大信号稳定时，尚存在稳定性判据保守且无法全面涵盖系统参数而难以准确刻画出稳定边界的问题。为此，本文提出一种接近于负载变流器动态的改进 CPL 模型，并依据变流器方程与 RLC 电路的映射关系^[26]，将控制系统用 RLC 电路等效具现，建立了包含变流器控制系统、主电路参数和改进 CPL 模型的系统完整变量集的等效电路模型。运用 MPT 推导了其大信号稳定判据，并分析了系统参数对稳定性的影响，与传统方法相比，所提等效电路模型能够准确反映系统物理及控制动态对稳定性的影响，得出涵盖系统完整变量的稳定性判据，更准确地刻画出系统稳定性边界。最后通过仿真验证了所提 RLC 控制器虚拟等效电路模型的有效性及其大信号稳定性判据的正确性。

1 直流微电网结构及数学模型

直流微电网通常包含主电网(main grid, MG)、分布式发电单元(distributed generation, DG)、储能单元(energy storage system, ESS)和负载单元等部分，各异构单元均电力电子器件连接至直流母线，电力电子器件多且结构复杂。针对“多状态变量、多变流器并联、阶数高”给直流系统大信号稳定性分析

带来的难题,目前已有许多研究采用简化降阶模型对系统稳定性进行分析^[7,15-16]。为此,本文基于已有研究成果^[7]将直流微电网等值简化为一个源荷双端的级联系统,基于该级联系统作为研究多端直流系统整体稳定性的前提^[27],具体拓扑如附录图 A1~图 A2 所示。

在不失一般性的情况下,本文以图 1 所示级联系统作为研究对象,建立其包含控制系统、主电路和改进 CPL 模型的等效电路模型,分析系统参数对直流微电网稳定性的影响。

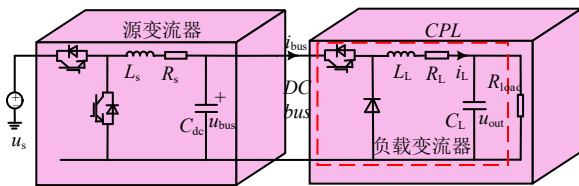


图 1 简化的直流微电网

Fig. 1 Simplified DC microgrid

图 1 中,源变流器采用电压型下垂控制($U-I$)和电压电流双环控制结构,负载变流器采用电压电流双环控制结构。其中 u_s 、 u_{bus} 和 u_{out} 分别为电源电压、源变流器输出电压和负载变流器输出电压; L_s 、 R_s 、 C_{dc} 分别为源变流器的滤波电感、等效电阻和滤波电容; L_L 、 R_L 、 C_L 分别为负载变流器的滤波电感、等效电阻和滤波电容; i_s 、 i_{bus} 和 i_L 分别为源变流器电感电流、直流母线电流和负载变流器电感电流; R_{load} 为阻性负载。

直流微电网中源变流器的数学模型如式(1)所示, d 为源变流器占空比。控制结构如附录图 A3 所示。可以看出,变流器本质是一个受控电压源,变流器桥臂输出电压 u_0 经控制器输出电压信号 u_c 放大 k 倍得到,电压放大系数 $k=u_s/U_M$, U_M 为调制锯齿波峰值。当 $U-I$ 下垂控制采用开环控制时,源变流器控制系统数学模型如式(2)所示。

$$\begin{cases} L_s \frac{di_s}{dt} = du_s - u_{bus} - R_s i_s \\ C_{dc} \frac{du_{bus}}{dt} = i_s - i_{bus} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_{sref} = k_{vp}(u_{busset} - u_{bus} - u_{doop}) + k_{vi} \int (u_{busset} - u_{bus} - u_{doop}) dt \\ u_0 = k[k_{ip}(i_{sref} - i_s) + k_{ii} \int (i_{sref} - i_s) dt] \\ u_{doop} = i_{sref} R_{doop} \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_{busset} 、 i_{sref} 分别为源变流器输出电压设定值和电流内环参考值; R_{doop} 为 $U-I$ 下垂控制系数,也可看做是等效电压源 u_{busset} 的内阻; u_{doop} 为下垂控制电压。

2 基于控制器虚拟等效的直流微电网等效电路模型

基于 MPT 的直流微电网大信号稳定性分析虽然可以得出解析式的稳定性判据,但是传统建模方法难以准确反映系统的稳定边界且具有保守性。导致这一缺陷的原因主要有以下两方面:将变流器等效为电压源与 LC 滤波器的串联模型,忽略了控制系统动态;二是将负载变流器等效为理想 CPL 模型,即受控电流源(P_{CPL}/u_{bus}),忽略了负载变流器的动态影响。本文分别建立源变流器的控制器虚拟等效电路模型以及负载变流器的改进 CPL 模型,建立涵盖系统完整变量的直流微电网等效电路模型,进而得出更为准确的大信号稳定性判据。

2.1 源变流器控制器虚拟等效电路模型

由于典型比例积分(proportional-integral, PI)控制器的数学模型与 RLC 电路在物理本质存在着等价联系^[26],故本文将源变流器控制系统虚拟等效为 RLC 电路,如图 2 所示,详细推导见附录式(B1)~(B6),其中源变流器控制系统与等效 RLC 电路的对偶关系为

$$\begin{cases} R_v = 1/k_{vp} \\ L_v = 1/k_{vi} \end{cases}; \begin{cases} R_i = k k_{ip} \\ C_i = 1/k k_{ii} \end{cases} \quad (3)$$

式中: R_v 和 L_v 分别为电压外环比例和积分系数对应的虚拟等效电阻和电感; R_i 和 C_i 分别为电流内环比例和积分系数对应的虚拟等效电阻和电容。

根据基尔霍夫定理,由式(1)~(3)可以得到源变流器涵盖控制系统与主电路参数的等效电路模型如附录图 A4 所示。

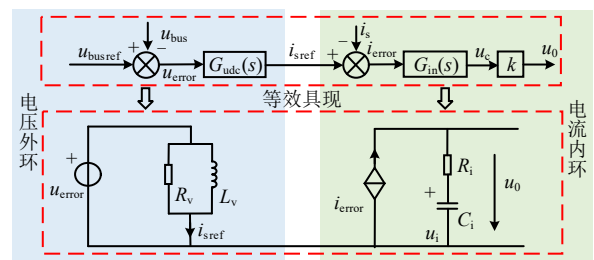


图 2 控制系统的 RLC 虚拟等效电路

Fig. 2 RLC virtual equivalent circuit of control system

至此,建立了含控制系统和主电路参数的源变流器等效电路模型,但该模型不是一个完整的模型,需要对其进行改进。混合势理论^[28]中指出,可以在一个电路中串联电感使其完整,为此我们引入虚拟电感 L_d ,其值无限趋于 0。改进后的电路模型如附录图 A5 所示,并存在如附录式(B7)的关系^[23]。

2.2 负载变流器改进 CPL 模型

针对含 CPL 的直流微电网,通常的建模方法是

将负载变流器简化为一个理想受控电流源, 如附录图 A6 所示, 其电流响应动态可以描述为 $i''_{\text{bus}} = P_{\text{CPL}}/u_{\text{bus}}$ 。本文考虑负载变流器的物理动态及控制动态得出改进 CPL 模型的数学模型如式(4)所示, 其详细推导过程见附录式(C1)~(C5)。

$$i'_{\text{bus}} = \frac{k_{\text{ip,L}} u_{\text{bus}} i_{\text{Lref}} u_{\text{out}} - u_{\text{out}}^2 + u_{\text{out}} g(t)}{R_{\text{L}} u_{\text{bus}} + k_{\text{ip,L}} u_{\text{bus}}} \quad (4)$$

当系统发生大扰动时, 不同 CPL 模型的电流响应特性如图 3 所示, 其中 i_{bus} 为实际 CPL 模型的电流; i'_{bus} 为本文改进 CPL 模型的电流; i''_{bus} 为理想 CPL 模型的电流。由于理想 CPL 模型忽略了负载变流器的动态, 发生大扰动时, 其电流响应速度明显快于实际 CPL 模型, 从而引入保守性, 导致分析结果不准确, 具体分析见 3.2 节。为此, 本文提出一种更接近于实际负载变流器动态响应的改进 CPL 模型, 即用受控电流源式(4)替换 $P_{\text{CPL}}/u_{\text{bus}}$, 如附录图 A6 所示。

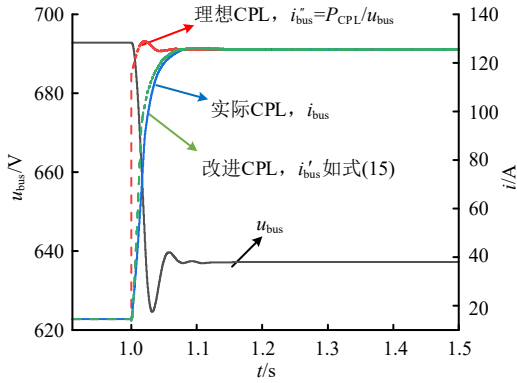


图 3 不同 CPL 模型大扰动下电压电流波形
Fig. 3 Voltage and current waveforms of different CPL models under large disturbance

2.3 直流微电网等效电路模型

结合源变流器控制器虚拟等效电路模型和改进 CPL 模型, 建立如图 4 所示的直流微电网等效电路模型。

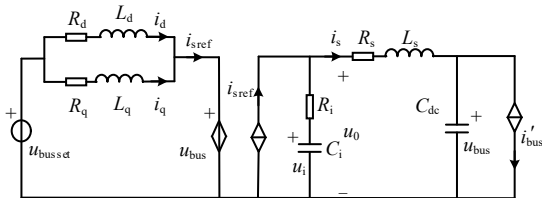


图 4 直流微电网等效电路模型

Fig. 4 Dc microgrid equivalent circuit model

通过上述过程, 本文基于控制系统与 RLC 电路之间的联系, 将控制系统以等效电阻、电感和电容的电路具现出来, 从而利于构造混合势函数分析控制参数的影响; 将理想 CPL 模型用受控电流源式(4)替代, 充分考虑负载变流器的动态, 使得改进

CPL 模型接近于实际负载变流器动态。

3 直流微电网大信号稳定性分析

3.1 基于 MPT 的直流微电网稳定性分析

应用混合势理论^[28]对直流微电网系统进行分析, 对图 4 所示系统建模, 其混合势函数 $P(i, u)$ 为

$$P(i, u) = \int \sum_{\mu > r+s} u_{\mu} di_{\mu} + \sum_{\delta=r+1}^{r+s} i_{\delta} u_{\delta} \quad (5)$$

式中: $i=i_1, \dots, i_r$ 为流经电感的电流; $u=u_{r+1}, \dots, u_{r+s}$ 为电容支路的电压。

所有非储能元件的电流势函数为

$$\begin{aligned} \int \sum_{\mu > r+s} u_{\mu} di_{\mu} = & - \int_0^{i_d} R_d i_d di_d - \int_0^{i_q} R_q i_q di_q - \int_0^{i_s} R_s i_s di_s - \\ & \int_0^{i_{\text{sref}} - i_s} R_i (i_{\text{sref}} - i_s) d(i_{\text{sref}} - i_s) + \int_0^{i_{\text{sref}}} u_0 di_{\text{sref}} - \\ & \int_0^{i'_{\text{bus}}} u_{\text{bus}} di'_{\text{bus}} + \int_0^{i_{\text{sref}}} (u_{\text{busset}} - u_{\text{bus}}) di_{\text{sref}} \end{aligned} \quad (6)$$

根据图 4, u_0 的详细表达式为

$$u_0 = R_i (i_{\text{sref}} - i_s) + u_i \quad (7)$$

所有电容的电压电流乘积之和为

$$\sum_{\delta=r+1}^{r+s} i_{\delta} u_{\delta} = u_i (-i_{\text{sref}} + i_s) + u_{\text{bus}} (-i_s + i'_{\text{bus}}) \quad (8)$$

结合式(6)~(8)并化简可以得到直流微电网混合势函数 $P(i, u)$ 如式(9)所示。

$$\begin{aligned} P(i, u) = & (u_{\text{busset}} - u_{\text{bus}}) i_{\text{sref}} - \frac{1}{2} R_d i_d^2 - \frac{1}{2} R_q i_q^2 - \\ & \frac{1}{2} R_s i_s^2 - \frac{1}{2} R_i i_s^2 + \int_0^{i_s} R_i i_{\text{sref}} di_s - \\ & \int_0^{u_i} i_{\text{sref}} du_i + \int_0^{u_{\text{bus}}} i'_{\text{bus}} du_{\text{bus}} + u_i i_s - u_{\text{bus}} i_s \end{aligned} \quad (9)$$

将式(9)转换成混合势函数的一般形式, 则直流微电网混合势函数可改写为

$$\begin{cases} A(i) = \frac{1}{2} R_d i_d^2 + \frac{1}{2} R_q i_q^2 + \frac{1}{2} R_s i_s^2 + \\ \quad \frac{1}{2} R_i i_s^2 - \int_0^{i_s} R_i i_{\text{sref}} di_s \\ B(u) = - \int_0^{u_i} i_{\text{sref}} du_i + \int_0^{u_{\text{bus}}} i'_{\text{bus}} du_{\text{bus}} \end{cases} \quad (10)$$

对 $A(i)$ 求二阶偏微分运算, 并求出矩阵 $L^{-1/2} A(ii) L^{-1/2}$ 的最小特征根 μ_1 为

$$\mu_1 = L^{-1/2} A(ii) L^{-1/2} = \min \left\{ \frac{R_d}{L_d}, \frac{R_q}{L_q}, \frac{R_s + R_i}{L_s} \right\} \quad (11)$$

式中 $L = \text{diag} \{L_d, L_q, L_s\}$ 。

由图 4 可知, i_{sref} 与 u_i 的关系如下

$$i_{sref} = \frac{1}{R_i} (L_s \frac{di_s}{dt} + R_i i_s - u_i + u_{bus}) \quad (12)$$

当系统达到稳态时, $P_{CPL} = i_{Lref} u_{out}$, 且 C 取 0 时, $g(t)=0$, 于是式(4)对 u_{bus} 求偏导有

$$\frac{\partial i'_{bus}}{\partial u_{bus}} = \frac{k_{ip,L} P_{CPL}}{R_L u_{bus} + k_{ip,L} u_{bus}^2} + \frac{(R_L + 2k_{ip,L} u_{bus})(u_{out}^2 - k_{ip,L} P_{CPL} u_{bus})}{(R_L u_{bus} + k_{ip,L} u_{bus}^2)^2} \quad (13)$$

结合式(10)(12)(13), 对 $B(u)$ 求二阶偏微分, 并求出矩阵 $C^{-1/2} B(uu) C^{-1/2}$ 的最小特征根 μ_2 为

$$\mu_2 = C^{-1/2} B(uu) C^{-1/2} = \min \left(\frac{1}{R_i C_i}, \frac{k_{ip,L} P_{CPL}}{(R_L u_{bus} + k_{ip,L} u_{bus}^2) C_{dc}} + \frac{(R_L + 2k_{ip,L} u_{bus})(u_{out}^2 - k_{ip,L} P_{CPL} u_{bus})}{(R_L u_{bus} + k_{ip,L} u_{bus}^2)^2 C_{dc}} \right) \quad (14)$$

式中 $C = \text{diag}\{C_i, C_{dc}\}$; P_{CPL} 为 CPL 功率值。

应用混合势理论第 3 稳定性理论, 可以得到直流微电网的大信号稳定性判据为

$$\min \left\{ \frac{R_d}{L_d}, \frac{R_q}{L_q}, \frac{R_s + R_i}{L_s} \right\} + \min \left\{ \frac{k_{ip,L} P_{CPL}}{C_{dc} (R_L u_{bus} + k_{ip,L} u_{bus}^2)} + \frac{(R_L + 2k_{ip,L} u_{bus})(u_{out}^2 - k_{ip,L} P_{CPL} u_{bus})}{C_{dc} (R_L u_{bus} + k_{ip,L} u_{bus}^2)^2}, \frac{1}{R_i C_i} \right\} \quad (15)$$

式(15)给出了包含系统控制参数、主电路参数和改进 CPL 模型的系统完整变量集的直流微电网大信号稳定性判据。基于该判据可以直观的显示系统参数对于系统稳定边界的影响, 基于附录表 A3 的参数, 附录图 A7 给出了不同滤波电容 C_{dc} 的系统稳定边界, 可以看出选取较大的 C_{dc} 可以提升系统的大信号稳定性, 其它系统参数对系统大信号稳定性的影响见 5.2.2 节。

3.2 不同模型及其大信号稳定性判据的对比分析

运用 MPT 分析直流微电网大信号稳定性时, 因建模方法不够合理导致分析结果存在误差以及保守性问题。下面分别采用文献[17-18,20]和文献[23]所提方法对图 2 所示直流微电网进行建模。为便于表述, 模型一表示本文所提控制器虚拟等效电路模型(图 4); 模型二表示文献[17-18,20]中所提模型; 模型三表示文献[23]中所提模型, 具体拓扑见附录图 A8。不同建模方法的直流微电网模型对比见附录表 A1。

3.2.1 模型二稳定性判据

根据图 A8(a)可构造出模型二的混合势函数如

式(16)所示, 并求出稳定性判据如式(17)所示。

$$P(i, u) = \int_0^{i_s} u_{busset} di_s - \frac{1}{2} R_{doop} i_s^2 + \int_0^{u_{bus}} \frac{P_{CPL}}{u_{bus}} du_{bus} - u_{bus} i_s \quad (16)$$

$$\underbrace{\frac{R_{doop}}{L_s}}_{\mu_1} + \underbrace{\left(-\frac{P_{CPL}}{u_{bus}^2 C_{dc}} \right)}_{\mu_2} > 0 \quad (17)$$

3.2.2 模型三稳定性判据

根据图 A8(b)可构造出模型三的混合势函数如式(18)所示, 并求出稳定性判据如式(19)所示。

$$P(i, u) = \int_0^{i_s} u_{dcset} di_s - \frac{1}{2} R_d i_d^2 - \frac{1}{2} R_q i_q^2 + \int_0^{u_{bus}} \frac{P_{CPL}}{u_{bus}} du_{bus} - u_{bus} i_s \quad (18)$$

$$\min \left\{ \underbrace{\frac{R_d}{L_d}, \frac{R_q}{L_q}}_{\mu_1} \right\} + \underbrace{\left(-\frac{P_{CPL}}{u_{bus}^2 C_{dc}} \right)}_{\mu_2} > 0 \quad (19)$$

3.2.3 稳定性判据对比分析

模型二将变流器等效为电压源、LC 滤波器的串联模型, 考虑了下垂控制参数 R_{doop} 、主电路参数 (L_s 、 C_{dc}) 和 CPL 的影响, 但缺失重要的控制系统参数以及将负载变流器等效为理想 CPL 模型; 模型三考虑了电压外环控制参数 (k_{vp} 、 k_{vi})、下垂控制系数 R_{doop} 、主电路参数 C_{dc} 和 CPL 的影响, 但忽略了电流内环控制参数 (k_{ip} 、 k_{ii}) 和主电路参数 (L_s 、 R_s) 的影响, 同时将负载变流器等效为理想 CPL 模型, 3 种直流微电网模型的稳定性判据比较见附录表 A2。

基于上述分析, 可以得出以下结论: 1) 模型二缺失控制系统参数, 导致难以准确分析控制系统参数对系统稳定性的影响, 同时使得 μ_1 的最小值偏大, 导致稳性判据结果不准确。2) 模型三忽略了电流内环控制动态的影响, 无法全面分析系统参数对系统稳定性的影响, 在低开关频率场景下, 发生大功率扰动时, 导致分析结果可能存在误差。3) 模型二和模型三均将负载变流器等效为理想 CPL 模型, 而理想 CPL 模型忽略了负载变流器的动态响应, 导致稳定性判据缺失负载变流器参数。对比式 (15)、式(17)和式(19)可知, 相较于改进 CPL 模型, 理想 CPL 模型会导致 μ_2 的绝对值偏大, 加大了稳定性分析的保守性。

4 多端直流微电网稳定性分析适用性讨论

在推导了源荷双端级联系统的大信号稳定判据后, 为了讨论所提控制器虚拟等效电路模型对于多端直流系统的适用性, 在源荷双端直流系统的基

础上进行拓展,进一步推导多端直流微电网的大信号稳定判据。

4.1 多端直流微电网拓扑及稳定性判据

以一个典型的单总线架构的直流微电网系统为例,如附录图 A9 所示,进一步讨论所提控制器虚拟等效电路模型对于复杂直流微电网的适应性,图中负载侧电容 $C_{CPL}=1\text{mF}$,光伏发电单元采用 MPPT 控制,其输出最大功率为 P_{avmax} , $C_{pv}=1\text{mF}$ 。 u_{dcseti} 、 u_{dci} 分别为第 i 台源变流器的直流电压设定值和输出电压; L_{si} 、 R_{si} 、 C_{dci} 分别为第 i 台源变流器的滤波电感、等效电阻以及滤波电容; L_{li} 和 R_{li} 为线路阻抗; u_{bus} 为母线电压。

与源荷两端级联系统不同,多端直流微电网中,各台源变流器由本地输出直流电流产生本地直流参考电压 u_{dcrefi} ,因此各源变流器之间的功率分配可以描述为

$$P_1:P_2:\cdots:P_n = \frac{1}{R_{doop1} + R_{l1}} : \frac{1}{R_{doop2} + R_{l2}} : \cdots : \frac{1}{R_{doopn} + R_{ln}} \quad (20)$$

式中: $P_i(i=1\sim n)$ 为各源变流器共同承担负载功率所输出的功率。

因此各源变流器的等效下垂控制系数为

$$R_{deqi} = \frac{1/(R_{doopi} + R_{li})}{\sum_{i=1}^n (1/(R_{doopi} + R_{li}))} \quad (21)$$

控制器虚拟等效电路参数依旧存在着附录式 (B7)的关系,如附录式(D1)所示。

由附录图 A9 所示 n 端直流微电网模型可以得到 n 端直流微电网的大信号稳定性判据如式(22)所示,详细推导见附录式(D2)—(D5)。

$$\underbrace{\min\{\mu_{11}, \mu_{12}, \cdots, \mu_{1n}\}}_{\mu_1} + \underbrace{\min\{\mu_{21}, \mu_{22}, \cdots, \mu_{2n}\}}_{\mu_2} > 0 \quad (22)$$

若忽略直流线路损耗即电压损耗,式中 μ_{li} 、 $\mu_{2i}(i=1\sim n)$ 的表达式如附录 D 式(D6)所示。

4.2 多端直流微电网稳定性分析

对比式(15)和式(22)可以看出,影响多端直流微电网稳定性的因素与源荷两端级联系统基本一致,区别在于:多端直流微电网的负载功率由各源变流器按等效下垂系数分配共同承担。这就导致:1)相比于级联系统,多端直流系统的大信号稳定性判据中 u_l 项中的 R_{doopi} 变为 R_{deqi} , u_2 项中的功率变量 P_{CPL} 变为 P_{CPLi} ; 2)由于等效下垂系数之和始终等于 1,无论各源变流器的 R_{doopi} 怎么变化, $R_{deqi} \leq 0.5$ 总是成立的,当且仅当 $n=2$ 时, $R_{deqimax}=0.5$,因此在多端直流微电网中,下垂系数对稳定性的影响较小,主

要起着功率分配的作用。想要提升系统稳定运行功率边界,可以通过改变控制参数来实现,这一点与级联系统一致;3)影响 u_2 幅值的因素与级联系统基本一致,随着负载的增加,直流母线电压降低,系统的稳定性减弱,相比于级联系统,多端直流系统中恒功率负载 P_{CPL} 对稳定性的影响变为按照功率分配后的子恒功率负载值 P_{CPLi} 对稳定性的影响。

5 仿真实证

在 MATLAB/Simulink 中建立图 1 所示直流微电网的时域开关电路模型和基于控制器虚拟等效的等效电路模型用于仿真验证,具体仿真电路如图 A10 所示,时域开关电路模型及其计算的控制器虚拟等效电路模型的仿真参数见附录表 A3 和表 A4。

5.1 模型验证及对比分析

5.1.1 基于控制器虚拟等效电路的直流微电网等效电路模型验证

为了验证所提 RLC 控制器虚拟等效电路能否准确表征变流器控制系统的动态影响,以及验证基于控制器虚拟等效电路模型的直流微电网模型的有效性。下面以附录图 A10 中时域开关电路模型和 RLC 控制器虚拟等效电路模型的电流内环参考电流 i_{sref} 和直流电压 u_{bus} 两个角度分别进行验证。仿真条件包括以下几组参数:1)基本主电路参数如附录表 A3 所示;2)控制参数及其计算的等效电路模型参数如附录表 A4 所示;3)恒功率负载 P_{CPL} 在 $t=1\text{s}$ 时 10kW 跳变为 30kW ;4)将 P_{CPL} 的扰动量加倍,即由 10kW 跳变为 50kW 。

对比波形如附录图 A11 所示,可以看出,不同负载扰动工况下,RLC 控制器虚拟等效电路的 i_{sref} 和时域开关电路的 i_{sref} 的电流波形一致,且均能良好跟踪实际电流 i_s ,验证了 RLC 控制器虚拟等效电路能够准确表征变流器控制系统的动态影响;由附录图 A11(c)—(d)可以看出,所提基于控制器虚拟等效电路模型的直流电压动态响应与时域开关电路模型的基本吻合,验证了所提基于控制器虚拟等效电路模型的直流微电网模型的有效性。

5.1.2 不同模型对比分析

本文所提控制器虚拟等效电路模型(模型一)的有效性已经得到了验证,进一步将其与开关模型和传统模型(模型二、三)进行仿真对比分析,仿真条件同 5.1.1 小节。各模型直流电压动态响应结果如图 A12 所示。可以看出,恒功率负载 P_{CPL} 突增后,3 种等效电路模型经过短暂调节后均保持稳定运行,且稳态时与详细开关模型相同。模型一同时考

虑了变流器控制系统动态以及主电路动态,其电压响应波形与开关模型基本一致;模型二未考虑变流器控制系统动态,其直流电压动态响应波形与开关模型具有较大差异;模型三忽略了电流内环控制动态以及主电路滤波电感等参数,在发生大扰动情况下,直流电压响应速度慢于开关模型,超调量明显大于开关模型,且这种影响随着扰动的增加而越明显。通过3种模型与开关模型的对比,可以得出本文所提等效电路模型更能准确反映直流微电网的动态响应过程。

5.2 大信号稳定性判据验证及系统参数对稳定性的影响分析

5.2.1 大信号稳定性判据验证

为验证基于本文所提等效电路模型得到的稳定性判据式(15)的正确性,以电压环积分系数 k_{vi} 为例进行仿真验证。当恒功率负载扰动值为80kW时,基于附录表A3的参数,其中下垂系数 R_{dooP} 取0.5,由式(15)可以计算出系统临界稳定点 $k_{vi}=49.97$,如图5中O点所示。设计2组不同的控制参数并计算其稳定性结果,见表1。图6(a)、(b)分别为图5中A和B点的仿真结果。由于A点不满足式(15),位于图5稳定临界线下方,系统在CPL突增后直流电

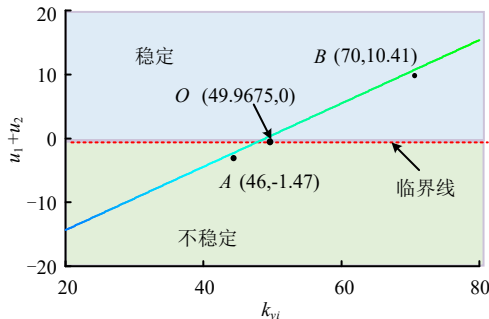


图5 不同控制参数对应的稳定性情况

Fig. 5 Stability of different control parameters

表1 不同控制参数下稳定性计算结果

Table 1 Stability calculation results under different control parameters

组别	k_{vi}	CPL 功率阶跃范围/kW	是否满足式(15)
A	46	10~80	否
B	70	10~80	是

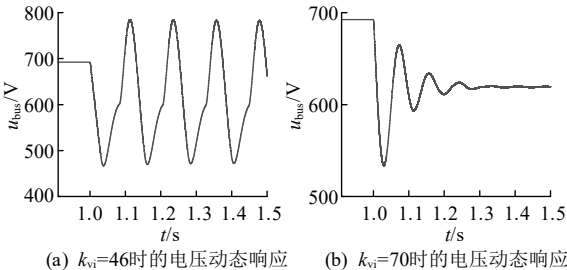


图6 表1对应的仿真结果

Fig. 6 Simulation results corresponding to Table 1

压发生等幅振荡失稳;B点满足式(15),位于图5中稳定临界线上方,CPL突增后,系统经过短暂调节后稳定运行,仿真结果与分析结果一致。

同一恒功率负载扰动工况下,不同控制参数对应的稳定性情况已经得到了验证。下面进行控制参数恒定时,不同恒功率负载跳变的仿真试验,以验证稳定性判据能否准确刻画出系统稳定边界。基于附录表A3的参数,其中下垂系数 R_{dooP} 取0.246,由式(15)计算出稳定功率边界为

$$P_{\text{CPL}} < 88.645\text{kW} \quad (23)$$

由式(23)可以看出系统最大能承受的恒功率负载为 $P_{\text{max}}=88.645\text{kW}$,选取表2中的两组负载跳变参数,其中组I满足判据式(15),组II不满足,不同负载跳变的仿真结果如图7所示。

表2 不同负载跳变下稳定性计算结果

Table 2 Stability results under different load jumps

组别	CPL 功率阶跃范围/kW	是否满足式(15)
I	10~0.85 P_{max}	是
II	10~1.1 P_{max}	否

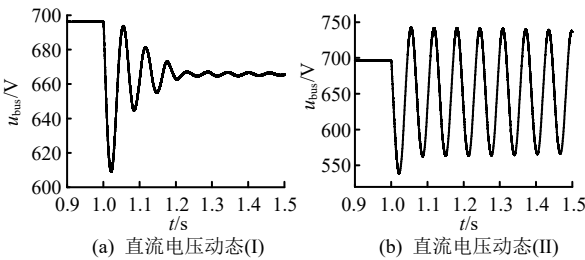


图7 表2对应的仿真结果

Fig. 7 Simulation results corresponding to Table 2

由图7(a)(b)可知当恒功率负载阶跃值超出判据所计算的范围,系统不能稳定运行。由此验证了稳定性判据能够准确刻画出系统稳定边界。

实际运行中,直流微电网除了负载突变外,直流网内发生故障也时有发生。为验证发生短时故障时,系统稳定性情况,基于附录

表A4中参数,短路前 P_{CPL} 为50kW,满足判据式(15),系统处于稳定状态, $t=1\text{s}$ 时,直流母线经小电阻短路,母线电压大幅跌落, $t=1.02\text{s}$,故障切除,系统从新进入稳定状态,如附录图A13所示。通过上述分析可以得出,本文所提等效电路模型的稳定性判据对于系统稳定性的判断是准确的。

5.2.2 系统参数对稳定性的影响分析

根据判据(15),可以分析系统参数对 $\mu_1+\mu_2$ 幅值的影响,并以此表征其对系统稳定性的影响。对于 μ_1 而言,影响其幅值的因素有源变流器控制系统参数(R_{dooP} 、 k_{vi} 和 k_{vp})和源变流器主电路参数(R_s 、 L_s);影响 μ_2 幅值的因素有恒功率负载值 P_{CPL} 、负载变流

器的电流内环控制比例系数 $k_{ip,L}$ 和主电路参数 R_L 以及源变流器滤波电容 C_{dc} 和电流内环控制参数(k_{ip} 和 k_{ii})。以 R_{dooP} 、 k_{vi} 、 C_{dc} 、 L_s 和 P_{CPL} 为例分析系统参数对稳定性的影响情况,影响系统稳定性的三维图 $\mu_1+\mu_2=f(x,P_{CPL})(x=R_{dooP},k_{vi},C_{dc},L_s)$ 如附录图 A14 所示。可以看出,增大 R_{dooP} 、 k_{vi} 和 C_{dc} 可以提高系统稳定性,而随着恒功率负载 P_{CPL} 和源变流器电感 L_s 的增大,系统稳定性减弱。

附录图 A14 给出了系统参数对稳定性的影响趋势,还需进一步进行仿真验证其正确性,在不失一般性的情况下,以控制参数 R_{dooP} 和主电路参数 C_{dc} 为例进行仿真验证,仿真参数见附录表 A3。由于增大 R_{dooP} 会提高系统稳定性,如附录图 A15(a) 中 C 点到 D 点,增大 R_{dooP} 使系统从不稳定域进入稳定域,仿真结果如附录图 A15(b)所示,恒功率负载 P_{CPL} 在 $t=1s$ 时由 10kW 跳变为 80kW,此时 R_{dooP} 为 0.15, $\mu_1+\mu_2<0$,系统失稳,在 $t=1.3s$ 时,将 R_{dooP} 从 0.15 增大至 0.5,使得 $\mu_1+\mu_2>0$,系统经过短暂调节后从新进入稳定状态。同理取附录图 A15(c)中 E 点和 F 点,其中 E 点 $C_{dc}=3mH$, F 点 $C_{dc}=8mH$ 。仿真结果如附录图 A15(d)所示,通过上述分析,验证了所提等效电路模型的稳定判据能够正确反映系统参数对稳定性的影响,为参数优化提供指导。

5.3 不同模型对应大信号稳定性判据的对比分析

为验证相较于传统建模方法,本文所提等效电路模型稳定性判据更为准确,保守性更低,设计两组参数进行对比分析。其中,III: $k_{vp}=0.2$, $k_{vi}=25$, $R_{dooP}=0.4$, $k_{ip,L}=0.05$; IV: $k_{vp}=0.2$, $k_{vi}=60$, $R_{dooP}=0.4$, $k_{ip,L}=0.05$ 。由式(15)、(17)和(19)可以分别计算出各模型对应的 μ_1 、 μ_2 最小值,计算结果见表 3。在 $t=1s$ 时 CPL 由 10kW 跳变为 80kW,仿真结果见图 9。

表 3 稳定性判据计算结果

Table 3 Stability criterion calculation results

组别	模型一			模型二			模型三		
	μ_1	μ_2	稳定性	μ_1	μ_2	稳定性	μ_1	μ_2	稳定性
III	9.26	-20.06	否	190.5	-23.61	是	9.26	-23.61	否
IV	22.22	-20.06	是	190.5	-23.61	是	22.22	-23.61	否

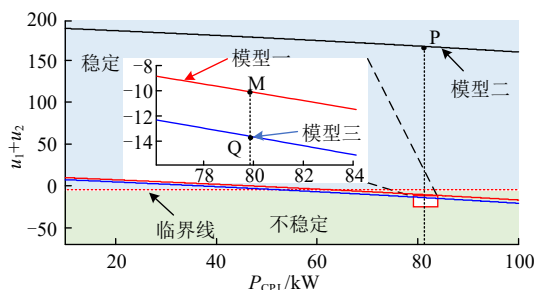


图 8 参数III下各模型稳定域

Fig. 8 Parameters under III stability domain model

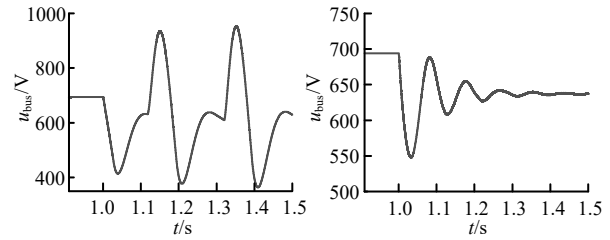


图 9 表 3 对应的仿真结果

Fig. 9 Simulation results corresponding to Table 3

基于参数III可以绘制出 3 种模型的稳定域如图 8 所示。当 CPL 扰动值为 80kW 时,模型一与模型三的 $\mu_1+\mu_2<0$,位于稳定临界线下方,如图 8 中 M 点和 Q 点;而模型二的 $\mu_1+\mu_2$ 则远远高于临界线,如图 8 中 P 点。从仿真结果图 9(a)可知,系统在发生 CPL 突增后出现失稳,符合模型一和模型三的判据分析结果,而与模型二的相悖。其原因是:模型二的建模方法忽略了变流器控制系统对系统稳定性的影响,相较于模型一和模型三,模型二的 μ_1 较大,使得 $\mu_1+\mu_2>0$,如图 8 中黑色线远远高于临界线,导致稳定性判据存在较大误差。

根据式(15)和式(19)可以绘制出参数IV下模型一与模型三的稳定域如图 10 所示。从表 3 可知,模型一与模型三有着相同的 μ_1 ,而模型三将负载变流器等效为理想 CPL,相较于考虑了负载变流器动态的模型一,由模型三稳定性判据式(19)计算得到的 μ_2 的绝对值偏大,使得模型三的稳定域分析结果保守,超出了模型三的稳定边界,如图 10 中 N 点,判据分析结果为不稳定。而从图 9(b)和图 10 可以看出,基于参数IV,N 点位于模型一稳定边界内部,系统在 CPL 突增后经过短暂的调节达到稳定状态,与模型一的分析结果一致,从而验证了相较于传统建模方法,本文所提模型的稳定性判据分析结果更准确,保守性更低。

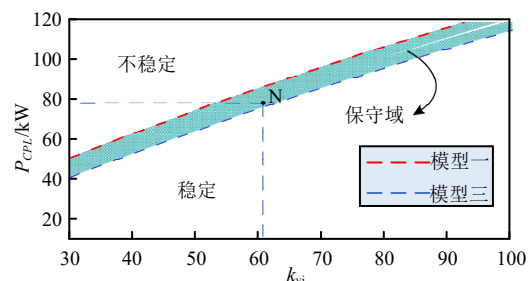


图 10 不同模型的稳定边界

Fig. 10 Stability boundaries for different models

5.4 多端直流微电网大信号稳定性判据验证

以附录图 A16 所示四端系统($n=2$)为例验证多端直流微电网大信号稳定性判据的有效性。设等效恒功率负载 $P_{ECPL}=P_{CPL}-P_{PV}$,则 $P_{ECPL,max}$ 为四端直

流微电网所能承受的最大等效负载,由此可以得到 CPL 的稳定运行功率边界 $P_{\text{CPLmax}}=P_{\text{ECPLmax}}+P_{\text{PVmax}}$ 。

设置两种仿真场景(场景V、VI)进行验证,两种场景中,源变流器1的 R_{dooop} 都取0.7,源变流器2的 R_{dooop} 也均取0.5,其他参数如附录表A5所示,“/”表示场景V/VI的参数。在0.2s前光伏以 $P_{\text{avmax}}=5\text{kW}$ 并入系统并稳定运行。

由式(22)可以算出场景V和场景VI的4端直流系统的CPL稳定运行功率边界分别如式(24)和式(25)所示。

$$P_{\text{CPLmax}} < 50.135\text{kW} \quad (\text{V}) \quad (24)$$

$$P_{\text{CPLmax}} < 67.71\text{kW} \quad (\text{VI}) \quad (25)$$

设在0.5、1、1.5、2.5和3.5s时分别接入 $0.3P_{\text{CPLmax}}$ 、 $0.6P_{\text{CPLmax}}$ 、 $0.9P_{\text{CPLmax}}$ 、 $0.97P_{\text{CPLmax}}$ 和 $1.057P_{\text{CPLmax}}$ 的CPL功率值。场景V和场景VI的仿真波形分别如附录图A17和图A18所示。可以看出,随着 P_{CPL} 的增大,直流母线电压振荡幅度增加,系统进入稳态的响应时长也逐渐增加;当 P_{CPL} 功率值超过各场景下的功率稳定运行边界后,直流母线电压开始大幅振荡,系统均无法稳定运行。对比式(24)、(25)及其对应的仿真结果,可以得出通过优化源变流器的控制参数,能够有效提升系统的稳定运行边界,与多端直流微电网的大信号稳定判据分析结果一致,验证了本文所提方法对于复杂直流电网的大信号稳定性分析的适应性和有效性。

6 结论

本文以直流微电网作为研究对象,提出了一种具备系统完整变量的控制器虚拟等效电路模型,运用MPT推导了其大信号稳定性判据,通过与传统模型对比分析,得出以下结论:

1) 依据变流器控制方程与RLC电路之间的映射关系,将控制系统用RLC电路等效具现,更有利于运用MPT分析控制参数对稳定性的影响。基于此建立的直流微电网等效电路模型与详细开关模型有着相同的暂态性能。

2) 传统建模方法侧重于LC滤波器等主电路参数的影响,导致大信号稳定性分析结果存在较大误差;将负载变流器简化为理想CPL模型,加大了稳定性分析结果的保守性。相比于传统模型,本文所提等效电路模型涵盖了控制系统、主电路和改进CPL模型等参数,有效降低了保守性得出更为准确的稳定性判据。

3) 控制系统参数对系统稳定性起着重要作用,基于控制器虚拟等效电路模型所建立的直流微电

网稳定性判据能够指导控制参数的优化,有效提升系统大扰动稳定裕度。所提控制器虚拟等效电路模型能够方便拓展到多端直流微电网的大信号稳定性分析,并准确反映系统的稳定边界。

如何将变流器占空比饱和及控制器限幅等非线性环节引入控制器虚拟等效电路模型中,并分析直流微电网的大信号稳定性是后续研究的重点。

附录见本刊网络版(<http://www.dwjs.com.cn/CN/1000-3673/current.shtml>)。

参考文献

- [1] ALSHAREEF M, LIN Zhengyu, LI Fulong, et al. A grid interface current control strategy for DC microgrids[J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2021, 5(3): 249-256.
- [2] 张继红, 赵锐, 高雷, 等. 直流微网母线电压稳定控制策略[J]. 电网技术, 2021, 45(12): 4922-4929.
ZHANG Jihong, ZHAO Rui, GAO Lei, et al. DC bus voltage stability control strategy for DC microgrid[J]. Power System Technology, 2021, 45(12): 4922-4929(in Chinese).
- [3] 姜瀚瀚, 彭克, 徐丙垠, 等. 直流配电系统示范工程现状与展望[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(5): 219-231.
JIANG Songhan, PENG Ke, XU Bingyin, et al. Current situation and prospect of demonstration projects of DC distribution system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(5): 219-231(in Chinese).
- [4] 刘朋印, 谢小荣, 李原, 等. 构网型控制改善跟网型变流器次/超同步振荡稳定性的机理和特性分析[J]. 电网技术, 2024, 48(3): 990-997.
LIU Pengyin, XIE Xiaorong, LI Yuan, et al. Mechanism and characteristics of grid-forming control for improving sub/super synchronous oscillation stability of grid-following-based grid-connected converter[J]. Power System Technology, 2024, 48(3): 990-997(in Chinese).
- [5] XU Qianwen, VAFAMAND N, CHEN Linglin, et al. Review on advanced control technologies for bidirectional DC/DC converters in DC microgrids[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(2): 1205-1221.
- [6] 赵竞涵, 万克厅, 陈勇攀, 等. 基于SOS的直流微电网暂态稳定域估计与参数优化[J/OL]. 电网技术, 2024: 1-11[2024-07-28]. <https://doi.org/10.13335/j.1000-3673.pst.2024.0252>.
ZHAO Jinghan, WAN Keting, CHEN Yongpan, et al. Estimation of transient stability domain and parameter optimization of DC microgrid based on sum-of-squares[J/OL]. Power System Technology, 2024: 1-11[2024-07-28]. <https://doi.org/10.13335/j.1000-3673.pst.2024.0252>(in Chinese).
- [7] 赵学深, 朱琳, 郭力, 等. 基于等值单机非线性模型的多换流器并联直流系统暂态稳定性分析及控制参数整定方法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(4): 1389-1401.
ZHAO Xueshen, ZHU Lin, GUO Li, et al. Transient stability analysis and control parameters tuning method of multi-converters DC power system based on equivalent single-converter nonlinear model[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(4): 1389-1401(in Chinese).
- [8] 陈刚, 刘万彬, 杨悦荣, 等. 考虑新能源不确定波动的交直流混联电网静态电压稳定裕度区间计算[J]. 电网技术, 2023, 47(3): 1127-1137.
CHEN Gang, LIU Wanbin, YANG Yuerong, et al. Calculation of

- Static Voltage Stability Margin Interval for AC/DC Hybrid Power System Considering the Uncertainty of Renewable Energy[J]. Power System Technology, 2023, 47(3): 1127-1137(in Chinese).
- [9] 李达, 张涛. 基于阻抗法的光储逆变器交直流建模及耦合分析[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 3038-3048.
LI Da, ZHANG Tao. Modeling and coupling analysis of DC and grid side of solar-storage inverter based on impedance method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 3038-3048(in Chinese).
- [10] LI Pengfei, GUO Li, LI Xialin, et al. Reduced-order modeling and comparative dynamic analysis of DC voltage control in DC microgrids under different droop methods[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(4): 3317-3333.
- [11] 李霞林, 李佳鑫, 朱琳, 等. 弱连接 VSC 在“外环-锁相环”时间尺度下的一类小扰动稳定性提升方法及等效性分析[J]. 电网技术, 2023, 47(4): 1632-1640.
LI Xialin, LI Jiaxin, ZHU Lin, et al. Equivalence analysis of A Class of small-signal stability enhancement for weak grid connected VSCs in “Outer-loop & PLL”Time-scale[J]. Power System Technology, 2023, 47(4): 1632-1640(in Chinese).
- [12] 李鹏飞, 李霞林, 王成山, 等. 中低压柔性直流配电系统稳定性分析模型与机理研究综述[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(5): 3-21.
LI Pengfei, LI Xialin, WANG Chengshan, et al. Review of stability analysis model and mechanism research of medium- and low-voltage flexible DC distribution system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(5): 3-21(in Chinese).
- [13] ZHENG Huajun, YUAN Xufeng, CAI Jie, et al. Large-signal stability analysis of DC side of VSC-HVDC system based on estimation of domain of attraction[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2022, 37(5): 3630-3641.
- [14] FU Xikun, SUN Jianjun, HUANG Meng, et al. Large-signal stability of grid-forming and grid-following controls in voltage source converter: a comparative study[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 7832-7840.
- [15] LIU Sucheng, LI Xiang, XIA Mengyu, et al. Takagi-Sugeno multimodeling-based large signal stability analysis of DC microgrid clusters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12670-12684.
- [16] 刘宿城, 李响, 秦强栋, 等. 直流微电网集群的大信号稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2022, 37(12): 3132-3147.
LIU Sucheng, LI Xiang, QIN Qiangdong, et al. Large signal stability analysis for DC microgrid clusters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(12): 3132-3147(in Chinese).
- [17] XIE Wenqiang, HAN Minxiao, CAO Wenyuan, et al. System-level large-signal stability analysis of droop-controlled DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 4224-4236.
- [18] 王慧, 赵书强, 陈旭博, 等. 含类虚拟同步发电机和柔性负荷的直流微电网大信号稳定控制方法[J]. 电工技术学报, 2025, 40(3): 705-716.
WANG Hui, ZHAO Shuqiang, CHEN Xubo, et al. Large signal stability control method of DC microgrid with analogous virtual synchronous generator and flexible load[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(3): 705-716(in Chinese).
- [19] 刘海涛, 熊雄, 徐旖旎, 等. 含恒功率负载的直流微电网稳定性分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2022, 34(5): 42-49.
LIU Haitao, XIONG Xiong, XU Yini, et al. Stability analysis of DC microgrid with constant power load[J]. Proceedings of the CSU-EPSC, 2022, 34(5): 42-49(in Chinese).
- [20] 厉泽坤, 孔力, 裴玮, 等. 基于混合势函数的下垂控制直流微电网大扰动稳定性分析[J]. 电网技术, 2018, 42(11): 3725-3734.
LI Zekun, KONG Li, PEI Wei, et al. Large-disturbance stability analysis of droop-controlled DC microgrid based on mixed potential function[J]. Power System Technology, 2018, 42(11): 3725-3734(in Chinese).
- [21] 刘欣博, 高卓. 考虑恒功率负载与储能单元动态特性的直流微电网系统大信号稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2019, 34(S1): 292-299.
LIU Xinbo, GAO Zhuo. Large signal stability analysis of DC microgrid system considering dynamic characteristics of constant power load and energy storage system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 292-299(in Chinese).
- [22] 厉泽坤, 孔力, 裴玮. 直流微电网大扰动稳定判据及关键因素分析[J]. 高电压技术, 2019, 45(12): 3993-4002.
LI Zekun, KONG Li, PEI Wei. Analyses of stability criterion and key factors of DC microgrid under large disturbance[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(12): 3993-4002(in Chinese).
- [23] 王力, 谭振杰, 曾祥君, 等. 基于改进等效电路模型的直流微电网大信号稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2024, 39(5): 1284-1299.
WANG Li, TAN Zhenjie, ZENG Xiangjun, et al. Large-signal stability analysis for DC microgrids based on the improved equivalent circuit model[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(5): 1284-1299(in Chinese).
- [24] XIE Wenqiang, HAN Minxiao, CAO Wenyuan, et al. Virtual resistance tradeoff design for DCMG grid-forming converters considering static- and large-signal dynamic constraints[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5582-5593.
- [25] 阚鹏, 郑华俊, 袁旭峰, 等. 不同模型对 MMC-HVDC 系统大信号稳定性分析准确性影响的对比研究[J]. 智慧电力, 2024, 52(5): 105-113.
KAN Peng, ZHENG Huajun, YUAN Xufeng, et al. Comparative study on impact of different models on large signal stability analysis accuracy in MMC-HVDC systems[J]. Smart Power, 2024, 52(5): 105-113(in Chinese).
- [26] 曾正, 邵伟华, 宋春伟, 等. 电压源逆变器典型控制方法的电路本质分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(18): 4980-4989.
ZENG Zheng, SHAO Weihua, SONG Chunwei, et al. Circuit-based analysis of typical control schemes of voltage-source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(18): 4980-4989(in Chinese).
- [27] DU Weijing, ZHANG Junming, ZHANG Yang, et al. Stability criterion for cascaded system with constant power load[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1843-1851.
- [28] BRAYTON R K, MOSER J K. A theory of nonlinear networks. I[J]. Quarterly of Applied Mathematics, 1964, 22(1): 1-33.



罗东海

在线出版日期: 2025-02-28。

收稿日期: 2024-08-01。

作者简介:

罗东海(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为直流微电网大信号稳定性分析, E-mail: 956090183@qq.com;

郑华俊(1987), 男, 通信作者, 硕士生导师, 博士, 研究方向为电力电子系统稳定性、电力系统建模与控制, E-mail: hjzheng@gzu.edu.cn。

(编辑 李健一)

附录 A

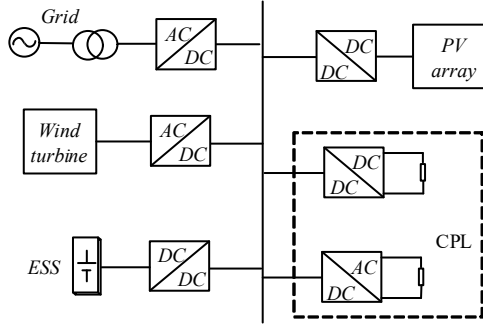


图 A1 直流微电网的典型架构

Fig. A1 Typical architecture of DC microgrid

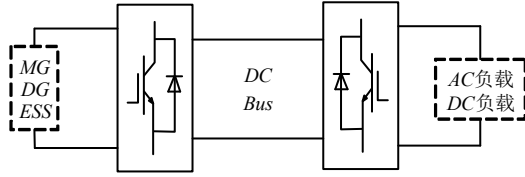


图 A2 直流微电网的简化

Fig. A2 Simplification of DC microgrids

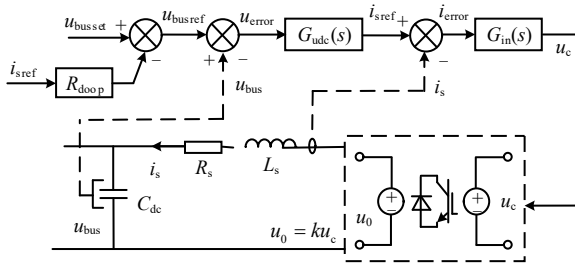


图 A3 源变流器控制结构

Fig. A3 Source converter control structure

图中 $G_{udc}(s)=k_{vp}+k_{vi}/s$, $G_{in}(s)=k_{ip}+k_{ii}/s$, k_{vp} 和 k_{vi} 分别为源变流器电压外环比例和积分系数; k_{ip} 和 k_{ii} 分别为源变流器电流内环比例和积分系数。

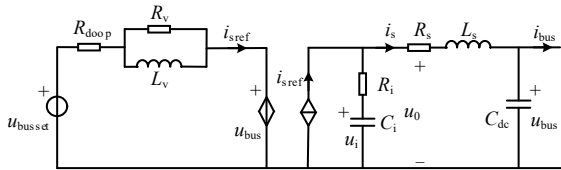


图 A4 源变流器等效电路模型

Fig. A4 Converter virtual equivalent circuit model

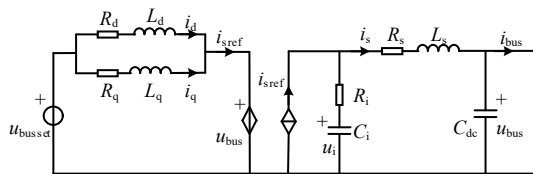


图 A5 改进后源变流器等效电路模型

Fig. A5 The improved converter equivalent circuit model

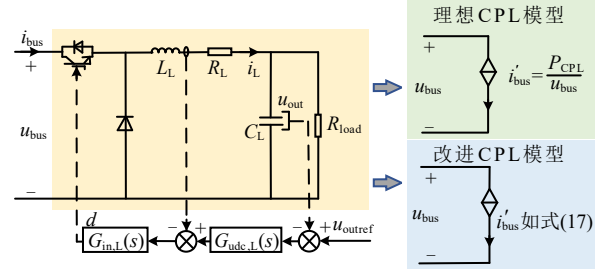


图 A6 CPL 模型

Fig. A6 CPL model

图中 $G_{udc,L}(s)=k_{vp,L}+k_{vi,L}/s$, $G_{in,L}(s)=k_{ip,L}+k_{ii,L}/s$, $k_{vp,L}$ 和 $k_{vi,L}$ 分别负载变流器电压外环比例和积分系数; $k_{ip,L}$ 和 $k_{ii,L}$ 分别负载变流器电流内环比例和积分系数。

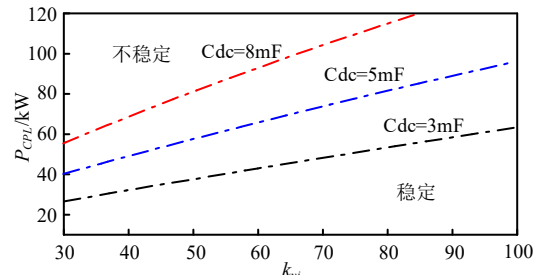
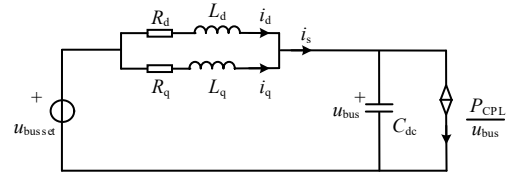
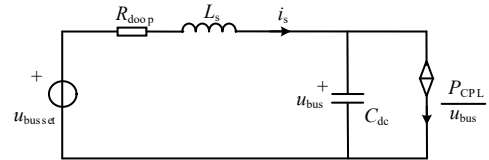


图 A7 不同 C_{dc} 的系统稳定边界

Fig. A7 System stability boundaries for different C_{dc}



(a) 模型二



(b) 模型三

图 A8 不同建模方法的直流微电网模型

Fig. A8 Dc microgrid models with different modeling methods

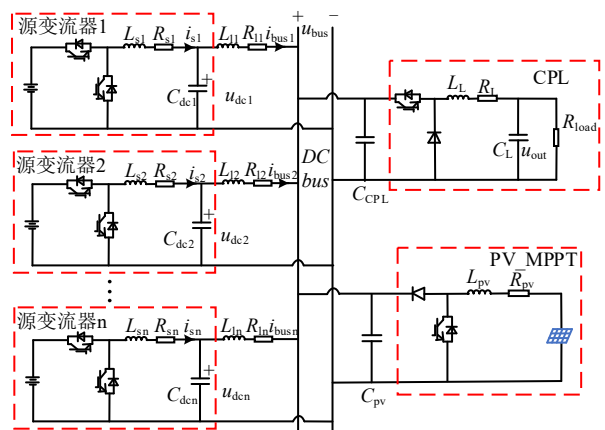


图 A9 n 端直流微电网拓扑

Fig. A9 n-terminal DC microgrid topology

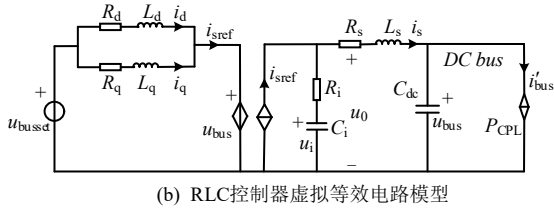
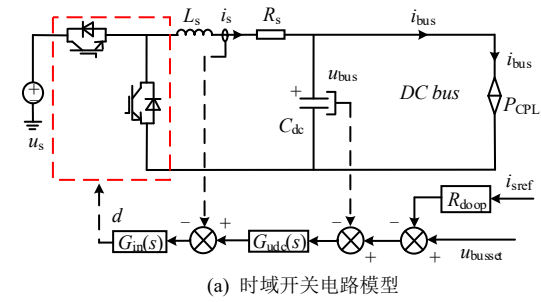


图 A10 直流微电网仿真电路

Fig. A10 Dc microgrid simulation circuit

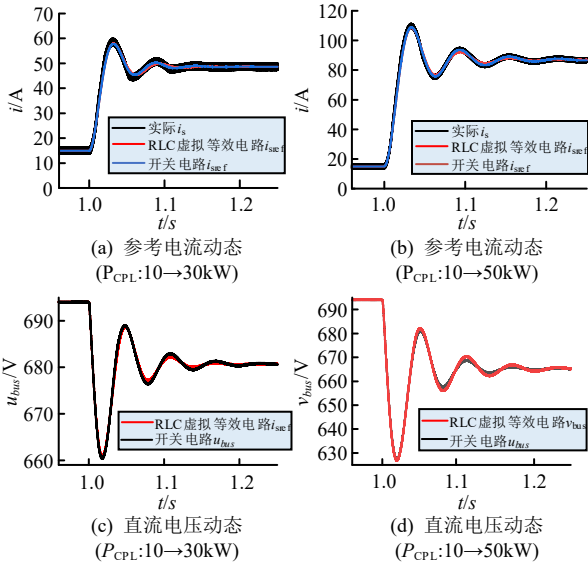


图 A11 所提模型验证结果

Fig. A11 Validation results of the proposed model

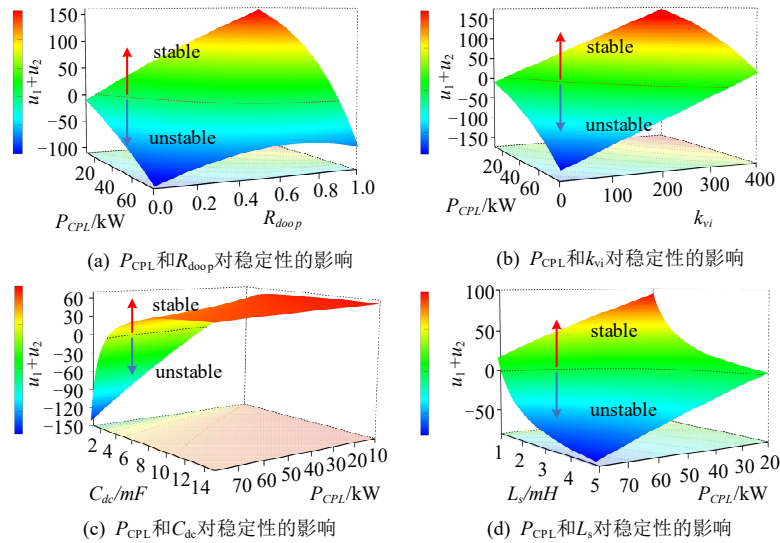


图 A14 影响系统稳定性因素的三维图

Fig. A14 Three-dimensional diagram of factors affecting system stability

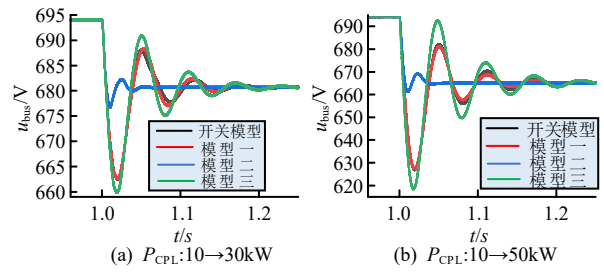


图 A12 不同模型的直流电压波形

Fig. A12 Dc voltage waveform of different models

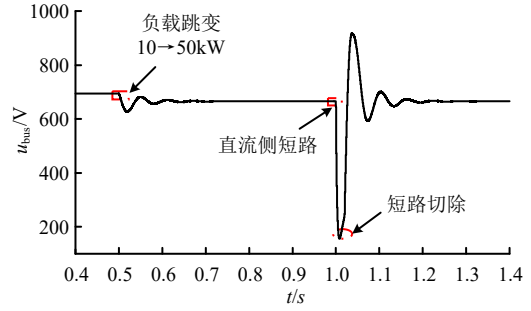


图 A13 直流网内短路直流电压动态

Fig. A13 Short-circuit DC voltage dynamic in DC network

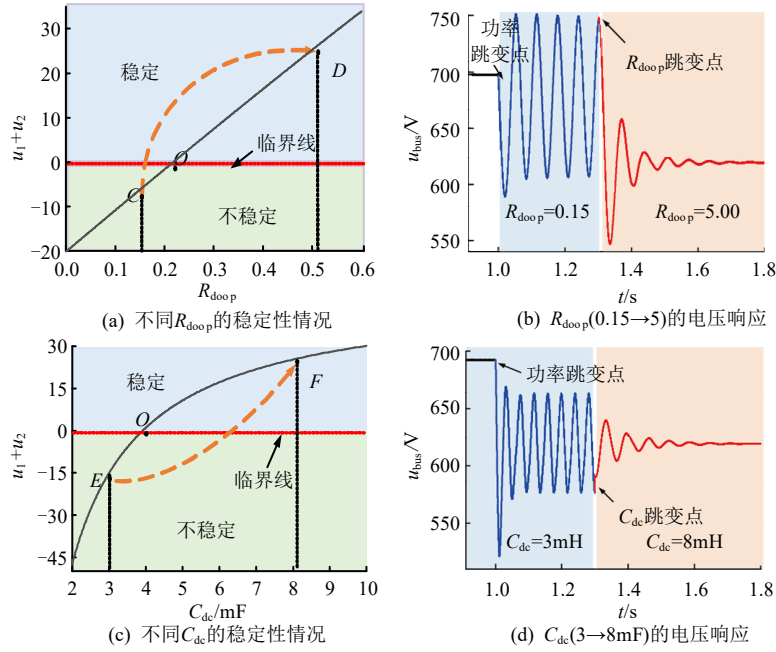


图 A15 参数的影响验证
Fig. A15 Validation of the effects of parameters

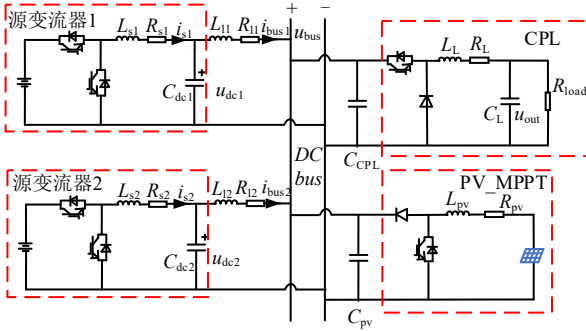


图 A16 4 端直流微电网拓扑
Fig. A16 4-terminal DC microgrid topology

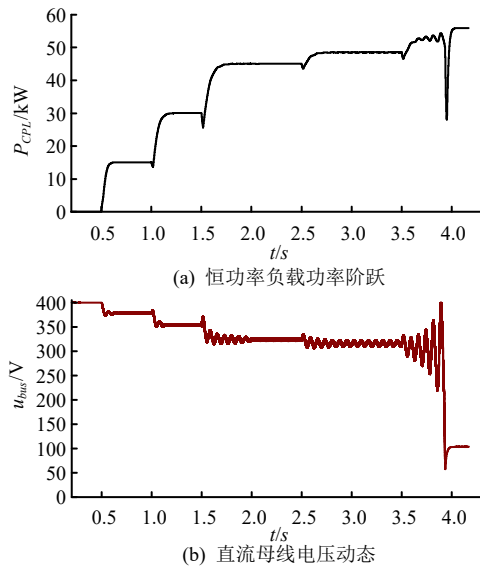


图 A17 场景V下的仿真波形
Fig. A17 Simulation waveform in scenario V

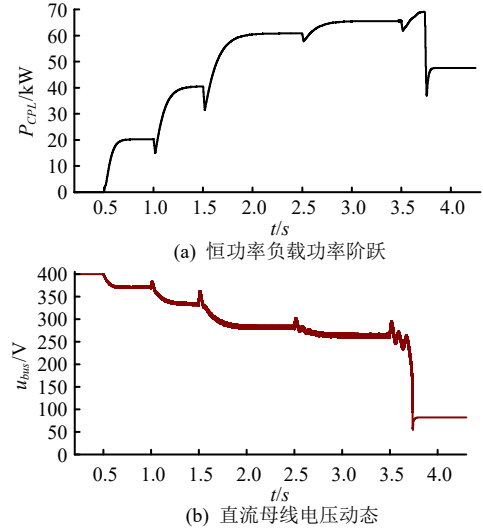


图 A18 场景VI下的仿真波形
Fig. A18 Simulation waveform in scenario VI

表 A1 不同直流微电网模型比较

Table A1 Comparison of different DC microgrid models

模型	建模方法对比
模型一	考虑了源、负载变流器的主电路动态和控制动态，模型更加准确
模型二	只考虑了源变流器主电路动态，忽略了源、负载变流器的控制动态，模型在动态响应速度上存在较大误差
模型三	只考虑了源变流器电压外环控制动态，忽略了部分主电路动态、电流内环以及负载变流器的控制动态，适用性受限

表 A2 不同直流微电网模型对应的稳定性判据对比
Table A2 Comparison of stability criteria of different DC microgrid models

模型	稳定性判据的对比	
	可分析参数	结论
模型一	控制参数($R_{\text{dooop}}, k_{\text{vp}}, k_{\text{vi}}, k_{\text{ip}}, k_{\text{ii}}, k_{\text{ipL}}$)	涵盖系统完整变量, 参数分析全面, 保守性低
	主电路参数($L_s, R_s, C_{\text{dc}}, R_L, P_{\text{CPL}}, u_{\text{out}}$)	难以分析控制参数及负载变流器动态的影响, 保守性较大
模型二	控制参数(R_{dooop})	难以分析控制参数及负载变流器动态的影响, 保守性较大
	主电路参数($L_s, R_s, C_{\text{dc}}, P_{\text{CPL}}$)	难以分析控制参数及负载变流器动态的影响, 保守性较大
模型三	控制参数($R_{\text{dooop}}, k_{\text{vp}}, k_{\text{vi}}$)	难以分析控制参数及负载变流器动态的影响, 保守性较大
	主电路参数($C_{\text{dc}}, P_{\text{CPL}}$)	难以分析控制参数及负载变流器动态的影响, 保守性较大

表 A3 直流微电网系统参数
Table A3 Dc microgrid component parameters

系统组成	参数	数值
源变流器	输入电压 u_s/V	1000
	滤波电感 L_s/mH	2.1
	等效电阻 R_s/Ω	0.1
	直流电压设定值 $u_{\text{dooop}}/\text{V}$	700
	开关频率 f_s/kHz	10
	滤波电容 C_{dc}/mF	8
	电压外环比例系数 k_{vp} , 积分系数 k_{vi}	0.02, 100
	电流内环比例系数 k_{ip} , 积分系数 k_{ii}	2.5, 300
	滤波电感 L_L/mH	1
	等效电阻 R_L/Ω	0.5
负载变流器	直流电压参考值 $u_{\text{outref}}/\text{V}$	400
	开关频率 f_L/kHz	10
	滤波电容 C_L/mF	1
	电压外环比例系数 k_{vp} , 积分系数 k_{vi}	0.5, 60
	电流内环比例系数 k_{ip} , 积分系数 k_{ii}	0.5, 110

表 A4 仿真控制参数及其计算
Table A4 The simulation control parameter and its calculation

开关模型					等效电路模型				
k_{vp}	k_{vi}	k_{ip}	k_{ii}	R_{dooop}	R_d/Ω	R_q/Ω	L_q/mH	R_r/Ω	C_i/mF
0.1	100	2.5	300	0.4	10.4	0.416	10.8	3.5714	2.3

表 A5 四端直流微电网仿真参数
Table A5 Simulation parameters of four-terminal DC microgrid

参数	数值
$u_{\text{dooop1,2}}/\text{V}$	400
$L_{s1,2}/\text{mH}, R_{s1,2}/\Omega$	1.2, 0.03
$L_{l1,2}/\text{mH}, R_{l1,2}/\Omega$	0.25, 0.15
$C_{\text{dc1,2}}/\text{mF}$	3.6
$k_{\text{vp1,2}}$	0.02/0.5
$k_{\text{vi1,2}}$	50/90
$k_{\text{ip1,2}}, k_{\text{ii1,2}}$	4, 400

附录 B

源变流器电压外环控制结构如附录图 A3 所示, 通过反馈电压 u_{bus} 与 $U-I$ 下垂控制输出的参考电压 u_{busref} 的比较, 可以得到电压误差信号 u_{error} , u_{error} 经过 PI 控制器 $G_{\text{udc}}(s)$ 的调节后输出电流内环参考电流 i_{sref} 。其数学模型为

$$i_{\text{sref}} = G_{\text{udc}}(s)u_{\text{error}} = k_{\text{vp}}u_{\text{error}} + k_{\text{vi}}\int u_{\text{error}}dt \quad (\text{B1})$$

注意到, 对于并联 RLC 电路, 如图 2 左侧所示, 各元件两端的电压均为 u_{error} , 则并联支路电流之和可以表示为

$$i_{\text{sref}} = \frac{u_{\text{error}}}{R_v} + \frac{1}{L_v}\int u_{\text{error}}dt \quad (\text{B2})$$

对比式(B1)和式(B2), 可以看出电压外环 PI 控制器和并联 RL 支路有着相同的数学形式, 故对于源变流器电压外环控制器, 可以用并联 RL 支路虚拟等效, 其两者之间的对偶关系为

$$\begin{cases} R_v = 1/k_{\text{vp}} \\ L_v = 1/k_{\text{vi}} \end{cases} \quad (\text{B3})$$

式中, R_v 和 L_v 分别为电压外环比例和积分系数对应的虚拟等效电阻和电感。

同理, 源变流器电流内环控制通过反馈电流 i_s 与参考电流 i_{sref} 的比较, 得到电流误差信号 i_{error} , i_{error} 经过 PI 控制器 $G_{\text{in}}(s)$ 的调节后输出控制电压信号 u_c 。 u_c 与变流器桥臂输出电压 u_0 之间存在 k 倍关系, 将其折算到控制回路的参数中有

$$u_0 = ku_c = kk_{\text{ip}}i_{\text{error}} + kk_{\text{ii}}\int i_{\text{error}}dt \quad (\text{B4})$$

对于图 2 右侧所示的串联 RC 电路, 流过各元件的电流均为 i_{error} , 则串联支路电压可以表示为

$$u_0 = R_i i_{\text{error}} + \frac{1}{C_i}\int i_{\text{error}}dt \quad (\text{B5})$$

对比式(B4)和式(B5), 可以看出电流内环 PI 控制器和串联 RC 支路有着相同的数学形式, 故对于源变流器电流内环控制器, 可以用串联 RC 支路虚拟等效, 其两者之间的对偶关系为

$$\begin{cases} R_i = kk_{\text{ip}} \\ C_i = 1/kk_{\text{ii}} \end{cases} \quad (\text{B6})$$

式中, R_i 和 C_i 分别为电流内环比例和积分系数对应的虚拟等效电阻和电容。

$$\begin{cases} R_d = R_{\text{dooop}} + R_v \\ R_q = R_{\text{dooop}}(R_{\text{dooop}} + R_v)/R_v \\ L_q = ((R_{\text{dooop}} + R_v)/R_v)^2 L_v \end{cases} \quad (\text{B7})$$

附录 C

负载变流器的数学模型及其控制方程分别为式(C1)和式(C2)。

$$\begin{cases} L_L \frac{di_L}{dt} = d_L u_{\text{bus}} - u_{\text{out}} - R_L i_L \\ C_L \frac{du_{\text{out}}}{dt} = i_L - \frac{u_{\text{out}}}{R_{\text{load}}} \end{cases} \quad (\text{C1})$$

$$\begin{cases} i_{Lref} = k_{vp,L}(u_{outref} - u_{out}) + \\ k_{vi,L} \int (u_{outref} - u_{out}) dt \\ d_L = k_{ip,L}(i_{Lref} - i_L) + k_{ii,L} \int (i_{Lref} - i_L) dt \end{cases} \quad (C2)$$

式中, u_{outref} 、 i_{Lref} 分别为负载变流器输出电压参考值和电流内环参考值; d_L 为负载变流器占空比。

求解附录式(C1)中第一项微分方程有

$$i_L = \frac{d_L u_{bus} - u_{out}}{R_L} + f(t) \quad (C3)$$

式中, $f(t) = Ce^{-R_L t/L_L}$ 为时变项, C 为常数, 结合式附录式(C2)和式(C3)有

$$i_L = \frac{k_{ip,L} u_{bus} i_{Lref} - u_{out} + g(t)}{R_L + k_{ip,L} u_{bus}} \quad (C4)$$

式中, $g(t) = k_{ii,L} u_{bus} \int (i_{Lref} - i_L) dt - f(t)$ 为时变项。

结合式(C3)、(C4)可以得到改进 CPL 模型的电流响应动态 i'_{bus} 的详细表达式为

$$i'_{bus} = \frac{k_{ip,L} u_{bus} i_{Lref} u_{out} - u_{out}^2 + u_{out} g(t)}{R_L u_{bus} + k_{ip,L} u_{bus}} \quad (C5)$$

附录 D

$$\begin{cases} R_{di} = R_{deqi} + R_{vi} \\ R_{qi} = R_{deqi}(R_{deqi} + R_{vi}) / R_{vi} \\ L_{qi} = L_{vi}((R_{deqi} + R_{vi}) / R_{vi})^2 \end{cases} \quad (D1)$$

由图 A9 所示 n 端直流微电网模型可以得到 n 端直流微电网的混合势函数为

$$\begin{aligned} P(i, u) = \sum_{i=1}^n & \left[-\frac{1}{2} (R_{di} i_{di}^2 + R_{qi} i_{qi}^2 + R_{si} i_{si}^2 + R_{ii} i_{si}^2 + R_{ii} i_{li}^2) + \right. \\ & \int_0^{i_{si}} R_{ii} i_{srefi} di_{si} - \int_0^{u_{ii}} i_{srefi} du_{ii} + (u_{dcseti} - u_{dci}) i_{srefi} + \\ & \left. u_{ii} i_{si} + u_{dci} i_{li} - u_{dci} i_{si} - u_{bus} i_{li} \right] + \int_0^{u_{bus}} i_{bus} du_{bus} \end{aligned} \quad (D2)$$

在源荷双端级联系统中, 负载功率全部由源变流器提供, 而在多源变流器的直流微电网中, 负载功率由各源变流器根据等效下垂系数共同承担, 在混合势函数 $P(i, u)$ 中表现为 $i_{bus} = i_{bus1} + \dots + i_{busn}$ 。故式(D2)可以等效变换为

$$\begin{aligned} P(i, u) = \sum_{i=1}^n & \left\{ -\frac{1}{2} (R_{di} i_{di}^2 + R_{qi} i_{qi}^2 + R_{si} i_{si}^2 + R_{ii} i_{si}^2 + R_{ii} i_{li}^2) + \right. \\ & \int_0^{i_{si}} R_{ii} i_{srefi} di_{si} - \int_0^{u_{ii}} i_{srefi} du_{ii} + (u_{dcseti} - u_{dci}) i_{srefi} + \\ & \left. u_{ii} i_{si} + u_{dci} i_{li} - u_{dci} i_{si} - u_{bus} i_{li} + \int_0^{u_{bus}} i_{busi} du_{bus} \right\} \end{aligned} \quad (D3)$$

将式(D3)转换成混合势函数的一般形式有

$$\begin{cases} A(i) = \sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{2} (R_{di} i_{di}^2 + R_{qi} i_{qi}^2 + R_{si} i_{si}^2 + R_{ii} i_{si}^2 + R_{ii} i_{li}^2) - \int_0^{i_{si}} R_{ii} i_{srefi} di_{si} \right) \\ B(u) = \sum_{i=1}^n \left(- \int_0^{u_{ii}} i_{srefi} du_{ii} + \int_0^{u_{bus}} i_{busi} du_{bus} \right) \end{cases} \quad (D4)$$

进一步可以得出 n 端直流微电网的大信号稳定性判据为

$$\min \{ \mu_{11}, \mu_{12}, \dots, \mu_{1n} \} + \min \{ \mu_{21}, \mu_{22}, \dots, \mu_{2n} \} > 0 \quad (D5)$$

$$\begin{cases} \mu_{1i} = \min \left(\frac{R_{di}}{L_{di}}, \frac{R_{qi}}{L_{qi}}, \frac{R_{si} + R_{ii}}{L_{si}}, \frac{R_{ii}}{L_{li}} \right) \\ \mu_{2i} = \min \left(\frac{(R_L + 2k_{ip,L} u_{bus})(u_{out}^2 - k_{ip,L} P_{CPLi} u_{bus})}{C_{eq} (R_L u_{bus} + k_{ip,L} u_{bus}^2)^2} \right. \\ \left. + \frac{k_{ip,L} P_{CPLi}}{C_{eq} (R_L u_{bus} + k_{ip,L} u_{bus}^2)}, \frac{1}{R_{ii} C_{ii}} \right) \end{cases} \quad (i = 1 \sim n) \quad (D6)$$

式中 C_{eq} 为直流系统的等效电容, 且为 $C_{dci}(i=1 \sim n)$ 、 C_L 和 C_{pv} 的累加和; P_{CPLi} 为第 i 台变流器所承担的负载功率。