

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.190081

带容错逆变器的孤岛微网系统及其稳定性研究

黎燕, 史向月, 向鹏

(中南大学信息科学与工程学院, 湖南 长沙 410083)

摘要: 提出了一种应用于孤岛微网的容错逆变器及其控制方法, 并对带容错逆变器的孤岛微网系统的稳定性进行小信号建模分析。当容错逆变器某一相桥臂中的功率开关器件故障时, 用直流侧电源来替代故障桥臂, 使系统在故障发生后依然能够稳定运行。在逆变器的电压-电流控制环中加入虚拟阻抗, 以抵消两个微源之间的环流。建立了带容错逆变器孤岛微网系统的小信号状态空间模型, 利用特征值分析法对系统状态矩阵的特征根进行分析, 研究了逆变器的容错拓扑结构、滤波电容以及虚拟阻抗对系统稳定性的影响。在仿真平台上搭建了带容错逆变器的孤岛微网的仿真模型, 仿真结果验证了所提容错逆变器拓扑结构及其控制策略的正确性与有效性, 系统在故障状态下仍能保持稳定。

关键词: 孤岛微网; 容错逆变器; 环流; 虚拟阻抗; 小信号稳定性

Stability analysis of islanded microgrid with the fault-tolerant inverter

LI Yan, SHI Xiangyue, XIANG Peng

(School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, China)

Abstract: A fault-tolerant inverter applied to islanded microgrid and its control method is proposed in this paper, its small-signal model is built to analyze the system stability. When the power switch device in the bridge arm of the fault-tolerant is faulty, the DC side power will replace the faulty bridge arm, so the system can operate stably after fault. Virtual impedance is added into the voltage-current control loop of inverter to offset the circulating current between two microsources. The small-signal state-space model of islanded microgrid with the fault-tolerant inverter is built, the eigenvalue analysis method can be used to analyze the eigenvalues of system state matrix, the impact of topology of the fault-tolerant inverter, the filter capacitance and the virtual impedance on system stability is studied. The simulation model of islanded microgrid with fault-tolerant inverter is built, the simulation model verifies the validity and correctness of the topology of the fault-tolerant inverter and its control method, and the system can still remain stable in fault state.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51507192).

Key words: islanded microgrid; fault-tolerant inverter; circulating current; virtual impedance; small-signal stability

0 引言

新能源的开发与利用是世界各国的研究热点。微网能够充分促进分布式电源与可再生能源的大规模接入, 实现对负荷提供多种形式的能源供给^[1-6]。在微网中, 微源、储能装置和负荷等大都通过逆变器在公共母线处并联, 因此逆变器对整个微网的安全稳定运行发挥着至关重要的作用^[7-8], 选取合适的逆变器的控制方法, 对维护微网系统稳定、有效地运行十分关键。

微网中使用逆变器等电力电子装置会造成系统惯量较小、受到扰动时系统的电压和频率易振荡失稳等问题^[6], 因此, 微网的稳定性分析是微网研究的关键。小信号稳定性分析方法^[9]常被用于分析微电网系统的稳定性。在现有文献的研究可知, 微网的稳定性与系统的控制参数密切相关。文献[10-14]建立了含有恒功率负载的小信号状态空间模型, 利用特征值分析法, 对微网系统的小信号稳定性与下垂增益、电压电流增益、恒功率负载、等效线路阻抗等参数之间的关系进行了详细的分析。为了明确微网稳定工作的范围和提高系统的动态响应, 通常对微电网完整的小信号状态空间模型的根轨迹和特

征根灵敏度进行分析, 来选取合适的控制方法和微电网线路参数。文献[15]建立了完整的孤岛微网小信号模型, 根据其状态矩阵特征值及灵敏度来对微网进行稳定性分析以及控制器参数的优化设计。文献[16-17]通过特征值分析法和参数灵敏度分析来预测系统的不稳定域, 研究参数对系统稳定边界的影响, 优化系统的稳定性和提高系统的瞬态响应性能。虚拟阻抗技术的提出可以实现并联运行的逆变器的有功功率与无功功率的解耦, 提高系统的控制性能, 有效抑制微电网谐波, 改善电能质量^[18-20]。文献[21]利用微网在不同运行模式下的小信号模型的复矩阵合理设计了逆变器输出接口与大电网之间的虚拟阻抗。文献[22]建立了一个工作在不同运行模式下的灵活的微网小信号模型并提出了鲁棒虚拟阻抗和自适应阻抗来抑制系统的谐波和高频噪声, 提高系统在瞬态和联网故障下的功率控制性能。

本文提出了一种应用于孤岛微网的容错逆变器及其控制方法。为了研究逆变器的容错拓扑结构、

滤波电容以及虚拟阻抗对系统稳定性的影响, 建立了带容错逆变器的孤岛微网的小信号状态空间模型, 利用特征值分析法对系统的状态矩阵特征值进行了分析, 最后搭建了仿真模型进行仿真验证。所提容错逆变器的容错空间比传统容错逆变器大大提高, 有效提高了孤岛微网系统的可靠性。

1 带容错逆变器的孤岛微网

1.1 孤岛微网容错逆变器的拓扑结构及其工作原理

带容错逆变器的孤岛微网的拓扑结构如图1所示。逆变器1为本文所提的容错逆变器, 逆变器2为传统的三相六开关型逆变器, V_1 — V_6 是功率开关器件 IGBT。在逆变器1中, F_1 — F_{12} 是快速熔断器, T_{oa} , T_{ob} , T_{oc} , T_{ab} , T_{bc} 和 T_{ac} 是六个三端双向可控硅开关, 它们共同构成了逆变器的容错拓扑结构。逆变器1与逆变器2的输出侧均采用一组 LC 滤波器来抑制高次谐波。 Z_{line1} 、 Z_{line2} 分别为逆变器 1、2 的线路阻抗。

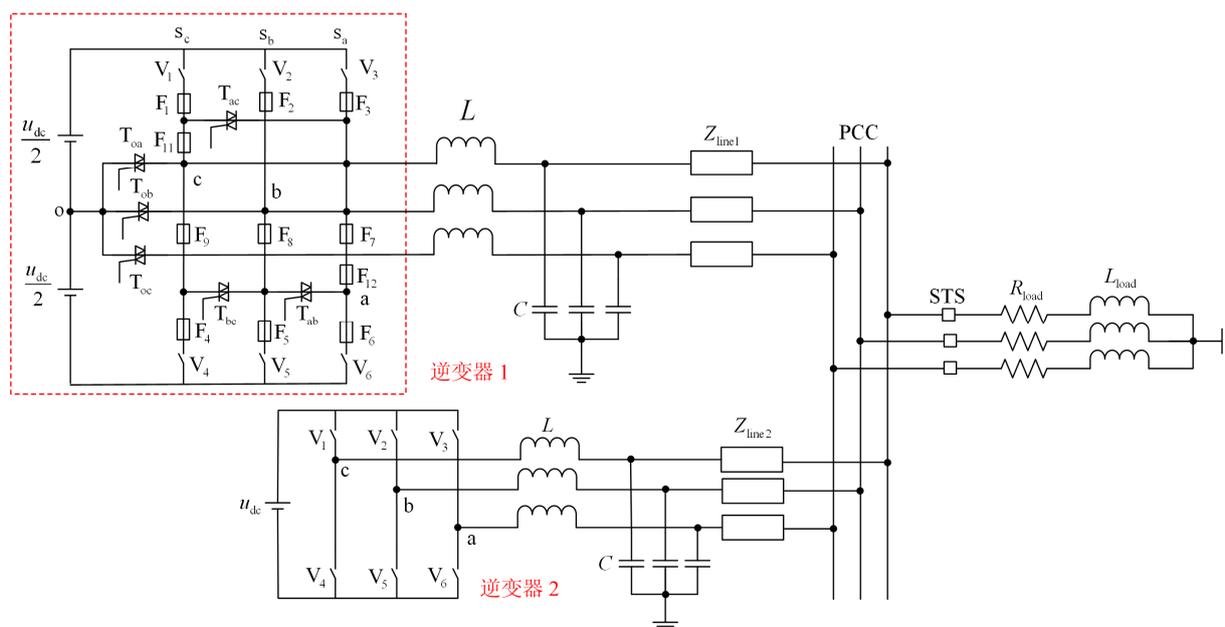


图1 带容错逆变器的孤岛微网的拓扑结构

Fig. 1 Topology structure of islanded microgrid with the fault-tolerant inverter

在图1中, 当逆变器中的某个功率开关管发生短路故障时, 需要熔断对应的快速熔断器, 并且接通相应的双向可控硅开关。例如, 当逆变器1中c相的功率开关器件发生开路或短路故障时, 相应的熔断器熔断, 断开c相故障桥臂, 接通相应的TRIACs, c相桥臂的中点c连接到直流侧电源中点o处, 重构后的逆变器为三相四开关型逆变器。当逆变器中的某个功率开关器件发生开路故障时, 不需要熔断对应

的快速熔断器, 只需要接通相应的双向可控硅开关。

各个功率开关管故障时, 对应的三端双向可控硅开关和快速熔断器通断状态与开关相之间的关系如表1所示。

1.2 逆变器的控制

逆变器的控制框图如图2所示。逆变器1的控制算法如红色虚线框所示, 逆变器2的控制算法如蓝色虚线框所示。

表 1 容错逆变器开关状态表

Table 1 Switch states of the fault-tolerant inverter

状态	故障开关	熔断		接通
		短路故障	开路故障	
1	-	-	-	-
2	V ₁	F ₁	-	T _{oc}
3	V ₄	F ₄	-	T _{oc}
4	V ₂	F ₂	-	T _{ob}
5	V ₅	F ₅	-	T _{ob}
6	V ₃	F ₃	-	T _{oa}
7	V ₆	F ₆	-	T _{oa}
8	V ₁ , V ₄	F ₁ , F ₄	-	T _{oc}
9	V ₂ , V ₅	F ₂ , F ₅	-	T _{ob}
10	V ₃ , V ₆	F ₃ , F ₆	-	T _{oa}
11	V ₁ , V ₅	F ₁ , F ₅ , F ₉	F ₉	T _{oc} , T _{bc}
12	V ₂ , V ₄	F ₂ , F ₄ , F ₈	F ₈	T _{ob} , T _{bc}
13	V ₂ , V ₆	F ₂ , F ₆ , F ₈	F ₈	T _{ob} , T _{ab}
14	V ₃ , V ₅	F ₃ , F ₅ , F ₁₁	F ₁₁	T _{ob} , T _{ab}
15	V ₁ , V ₆	F ₁ , F ₆ , F ₇	F ₇	T _{oa} , T _{ac}
16	V ₃ , V ₄	F ₃ , F ₄ , F ₁₀	F ₁₀	T _{oc} , T _{ac}

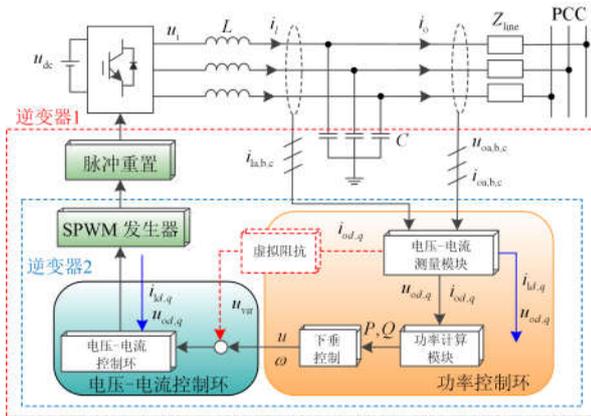


图 2 并联逆变器的控制框图

Fig. 2 Control diagram of parallel inverter

功率控制环主要包括逆变器的输出电压电流测量模块、功率计算模块和下垂控制模块。电压、电流测量模块测量逆变器的电感电流 i_i ，输出电压 u_o 和输出电流 i_o 的 a、b、c 三相分量，并将它们转换到 dq 旋转坐标系下，再根据瞬时无功功率理论计算得到逆变器的瞬时有功功率和瞬时无功功率。低通滤波器可以减小瞬时功率中的谐波，得到下垂控制所需的平均功率 P 和 Q ，如式(1)、式(2)所示。

$$\begin{cases} p = u_{od}i_{od} + u_{oq}i_{oq} \\ q = u_{od}i_{oq} - u_{oq}i_{od} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} P = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} u_{od}i_{od} + u_{oq}i_{oq} \\ Q = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} u_{od}i_{oq} - u_{oq}i_{od} \end{cases} \quad (2)$$

式中， ω_c 是高频噪声的截止频率。P/f-Q/V 下垂控制根据 P 和 Q 的变化，来调节逆变器的输出电压和系统的频率，如式(3)所示。

$$\begin{cases} \omega = \omega_{ref} - mP \\ u = u_{oref} - nQ \end{cases} \quad (3)$$

其中： ω 为系统的频率； u 为下垂控制产生的输出电压； m 、 n 分别为有功和无功功率的下垂系数。

当逆变器 1 发生故障时，经重构后运行在故障状态，因此与逆变器 2 的运行状态不完全一致，导致两个逆变器之间有环流产生。另一方面，并联运行的微源与大电网间的不平衡的线路阻抗，也会产生环流。本文采用增加虚拟阻抗来抑制环流。虚拟阻抗的设计原理图如图 3 所示。

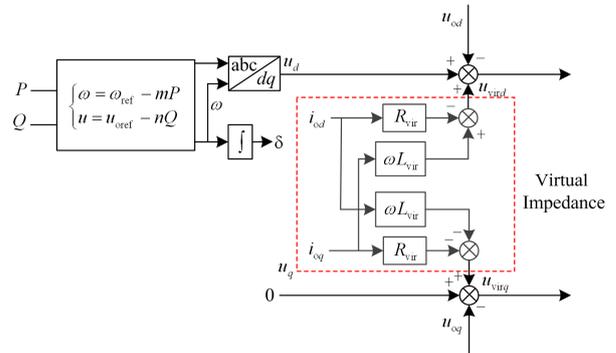


图 3 虚拟阻抗设计原理图

Fig. 3 Design schematic diagram of virtual impedance

虚拟阻抗及其输出电压可表示为

$$Z_{vir} = R_{vir} + j\omega L_{vir} \quad (4)$$

$$\begin{cases} u_{vir,d} = i_{od}R_{vir} - i_{oq}\omega L_{vir} \\ u_{vir,q} = i_{oq}R_{vir} + i_{od}\omega L_{vir} \end{cases} \quad (5)$$

式中： R_{vir} 为虚拟电阻； L_{vir} 为虚拟电感。设置虚拟阻抗的参数 $R_{vir}=R_{line}$ ， $L_{vir}=L_{line}$ 。

对电压-电流控制环的输出信号进行 SPWM 调制，产生逆变器的 6 路脉冲信号。当逆变器 1 发生故障重构，相当于功率器件的位置发生变化，因此本文提出脉冲重置算法，使得逆变器 1 从正常状态转入故障状态运行时，不需要转换控制算法。脉冲重置算法如图 4 所示。

在脉冲重置算法中，根据 6 个功率开关器件 V_1 — V_6 的通断情况，判断 SPWM 产生 6 路脉冲信号 S_{v1} — S_{v6} 是否需要改变。例如，如果是 V_1 和 V_5 发生故障，则满足表 1 中所示的状态 11， V_5 由 V_4 替代，那么将脉冲 S_{v5} 的值赋给 S_{v4} 。然后输出最终的容错脉冲信号 S_{v1} — S_{v6} 。状态 12-16 有类似的处理过程。其他状态不需要改变原来的脉冲信号。

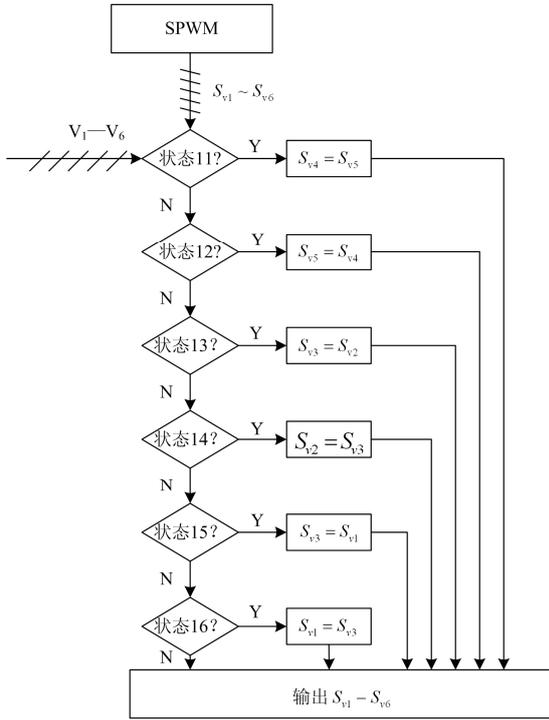


图4 本文所提脉冲重置算法

Fig. 4 Pulse reset algorithm proposed in this paper

因此由图4可以看出, 当系统由正常状态运行到故障状态时, 控制算法不需改变。

2 带容错逆变器的孤岛微网系统的小信号状态空间模型

为了验证本文所提容错逆变器控制方法与虚拟阻抗的正确性与有效性, 建立了图1所示的孤岛微网系统的状态空间模型。该模型主要包含两个子模型: 并联逆变电源的小信号模型、负荷小信号模型。由于逆变器的旋转坐标系互不相同, 所以需要将它们转换到公共参考坐标系下, 最后可以得到完整的孤岛微电网小信号状态空间模型。

2.1 并联逆变电源的小信号模型

2.1.1 功率控制器建模

在旋转坐标系下逆变器的下垂控制可表示为

$$\begin{cases} \omega = \omega_{\text{ref}} - mP \\ u_d = u_{\text{orefd}} - nQ \\ u_q = 0 \end{cases} \quad (6)$$

式中, u_d 、 u_q 、 u_{orefd} 分别为下垂控制的输出电压及其参考值。

设逆变器1的坐标系为公共参考坐标系, 其角频率为 ω_{com} , 为了将系统中所有逆变器的变量都转换到公共参考坐标系上, 定义逆变器的 dq 坐标系与

公共参考坐标系的相位差为

$$\delta = \int (\omega - \omega_{\text{com}}) dt \quad (7)$$

式中, δ 表示系统中某个逆变器所在参考坐标系转换到公共参考坐标系所需要旋转的角度。

对式(1)、式(2)、式(6)、式(7)进行线性化可得功率控制器的小信号状态空间方程为

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\delta} \\ \Delta \dot{P} \\ \Delta \dot{Q} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{P_{3 \times 3}} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{P_{3 \times 6}} \begin{bmatrix} \Delta i_{dq} \\ \Delta u_{odq} \\ \Delta i_{odq} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{P_{\omega_{3 \times 1}}} \Delta \omega_{\text{com}} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \omega \\ \Delta u_{odq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{P_{\omega_{3 \times 3}}} \\ \mathbf{C}_{P_{u_{2 \times 3}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中

$$\mathbf{A}_{P_{3 \times 3}} = \begin{bmatrix} 0 & -m & 0 \\ 0 & -\omega_c & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_c \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{P_{\omega_{3 \times 1}}} = [-1 \ 0 \ 0]^T$$

$$\mathbf{B}_{P_{3 \times 6}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_c i_{od} & \omega_c i_{oq} & \omega_c u_{od} & \omega_c u_{oq} & \omega_c i_{od} & \omega_c i_{oq} \\ \omega_c i_{oq} & -\omega_c i_{od} & -\omega_c u_{oq} & \omega_c u_{od} & -\omega_c i_{od} & -\omega_c i_{oq} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_{P_{\omega_{3 \times 3}}} = [0 \ -m \ 0], \mathbf{C}_{P_{u_{2 \times 3}}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -n \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

2.1.2 含虚拟阻抗的电压-电流控制器建模

在图2所示的电压-电流双环控制中, 电压外环采用PI控制, 在旋转坐标系下的电压外环控制器可表示为

$$\begin{cases} i_{\text{ref}d} = k_{pv}(u_d - u_{od}) + k_{iv} \int (u_d - u_{od}) dt - \omega_{\text{ref}} C u_{oq} + i_{od} \\ i_{\text{ref}q} = k_{pv}(u_q - u_{oq}) + k_{iv} \int (u_q - u_{oq}) dt + \omega_{\text{ref}} C u_{od} + i_{oq} \end{cases} \quad (10)$$

引入承接变量

$$\begin{cases} d\varphi_d/dt = u_d - u_{od} \\ d\varphi_q/dt = u_q - u_{oq} \end{cases} \quad (11)$$

式(10)、式(11)中: u_d 、 u_q 为下垂控制输出电压的 dq 分量; u_{od} 、 u_{oq} 为逆变器输出电压的 dq 分量; k_{pv} 、 k_{iv} 分别为电压外环的比例系数和积分系数。对上面两式进行线性化可得电压外环控制器的小信号状态空间方程为

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\text{ref}d} \\ \Delta i_{\text{ref}q} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{u_{2 \times 2}} \begin{bmatrix} \Delta \varphi_d \\ \Delta \varphi_q \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{u_{1 \times 2}} \begin{bmatrix} \Delta u_d \\ \Delta u_q \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{u_{2 \times 6}} \begin{bmatrix} \Delta i_{dq} \\ \Delta u_{odq} \\ \Delta i_{odq} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\phi}_d \\ \Delta\dot{\phi}_q \end{bmatrix} = [\boldsymbol{\theta}] \begin{bmatrix} \Delta\varphi_d \\ \Delta\varphi_q \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{u1} \begin{bmatrix} \Delta u_d \\ \Delta u_q \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{u2 \times 6} \begin{bmatrix} \Delta i_{ldq} \\ \Delta u_{odq} \\ \Delta i_{odq} \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中

$$\mathbf{C}_{u2 \times 2} = \begin{bmatrix} k_{iv} & 0 \\ 0 & k_{iv} \end{bmatrix}, \mathbf{D}_{u1 \times 2} = \begin{bmatrix} k_{pv} & 0 \\ 0 & k_{pv} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D}_{u2 \times 6} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -k_{pv} & -\omega_{ref} C_f & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_{ref} C_f & -k_{pv} & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_{u1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{u2 \times 6} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2}$$

电流环采用 P 控制, 则加入虚拟阻抗后的电流内环控制器可表示为

$$\begin{cases} u_{oref d} = k_{pi}(i_{ref d} - i_d) - \omega_{ref} L_f i_{lq} + L_{vir} i_{oq} - R_{vir} i_{od} \\ u_{oref q} = k_{pi}(i_{ref q} - i_q) + \omega_{ref} L_f i_{ld} - L_{vir} i_{od} + R_{vir} i_{oq} \end{cases} \quad (14)$$

式中: k_{pi} 为电流内环的比例系数; $i_{ref d}$ 、 $i_{ref q}$ 、 i_d 、 i_q 、 i_{od} 、 i_{oq} 分别代表逆变器的参考电流、滤波电感电流和实际输出电流的 dq 分量。

则电流内环控制器的线性化小信号状态空间方程为

$$\begin{bmatrix} \Delta u_{oref d} \\ \Delta u_{oref q} \end{bmatrix} = \mathbf{D}_{i1 \times 2} \begin{bmatrix} \Delta i_{ref d} \\ \Delta i_{ref q} \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{i1 \times 6} \begin{bmatrix} \Delta i_{ldq} \\ \Delta u_{odq} \\ \Delta i_{odq} \end{bmatrix} \quad (15)$$

其中

$$\mathbf{D}_{i1 \times 2} = \begin{bmatrix} k_{pi} & 0 \\ 0 & k_{pi} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D}_{i2 \times 6} = \begin{bmatrix} -\omega_{ref} L_f - k_{pi} & 0 \\ 0 & -\omega_{ref} L_f - k_{pi} \end{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 4}$$

2.1.3 LC 滤波器和线路建模

根据图 1 所示的孤岛微网的拓扑结构图可知, 逆变电源经由 LC 滤波器和线路在公共母线处与负载连接。可以推导出滤波电感电流 i_l 、逆变器的输出电压 u_o 、输出电流 i_o 的方程为

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{ld}}{dt} = u_{ld} - u_{od} - i_{ld} R_f + \omega L_f i_{lq} \\ L_f \frac{di_{lq}}{dt} = u_{lq} - u_{oq} - i_{lq} R_f - \omega L_f i_{ld} \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} C_f \frac{du_{od}}{dt} = i_{ld} + \omega C_f u_{oq} - i_{od} \\ C_f \frac{du_{oq}}{dt} = i_{lq} - \omega C_f u_{od} - i_{oq} \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} L_{line} \frac{di_{od}}{dt} = u_{od} - u_{cd} - R_{line} i_{od} + \omega L_{line} i_{oq} \\ L_{line} \frac{di_{oq}}{dt} = u_{oq} - u_{cq} - R_{line} i_{oq} - \omega L_{line} i_{od} \end{cases} \quad (18)$$

式中: R_f 为抑制滤波器振荡串入的阻尼电阻; R_{line} 、 L_{line} 分别为逆变器输出侧线路阻抗的电阻值和电感值。

则 LC 滤波器和线路的线性化小信号状态空间方程为

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_{ldq} \\ \Delta \dot{u}_{odq} \\ \Delta \dot{i}_{odq} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{L\omega_{66}} \begin{bmatrix} \Delta i_{ldq} \\ \Delta u_{odq} \\ \Delta i_{odq} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{L\omega_{6 \times 2}} \begin{bmatrix} \Delta u_{od} \\ \Delta u_{oq} \end{bmatrix} + \mathbf{C}_{L\omega_{6 \times 2}} \begin{bmatrix} \Delta u_{cd} \\ \Delta u_{cq} \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{L\omega} [\Delta \omega] \quad (19)$$

其中

$$\mathbf{B}_{L\omega_{6 \times 2}} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{L_f} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 4}, \mathbf{C}_{L\omega_{6 \times 2}} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D}_{L\omega_{6 \times 1}} = [i_{lq} \quad -i_{ld} \quad u_{oq} \quad -u_{od} \quad i_{oq} \quad -i_{od}]^T$$

$$\mathbf{A}_{L\omega_{66}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega & -\frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & -\omega & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{line}} & 0 & -\frac{R_{line}}{L_{line}} & \omega \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{line}} & -\omega & -\frac{R_{line}}{L_{line}} \end{bmatrix}$$

2.1.4 逆变电源并联系统小信号模型

上述线性化小信号模型都是在逆变电源各自的参考旋转坐标系下建立的, 为了建立完整的孤岛微网小信号模型, 需要将上述模型变换到公共参考坐标系下。将逆变器的输出电压和输出电流转化到公共参考坐标系为

$$\mathbf{i}_{oDQ} = \mathbf{T} \mathbf{i}_{odq} = \begin{bmatrix} \cos\delta & \sin\delta \\ -\sin\delta & \cos\delta \end{bmatrix} \mathbf{i}_{odq} \quad (20)$$

$$\mathbf{u}_{oDQ} = \mathbf{T} \mathbf{u}_{odq} = \begin{bmatrix} \cos\delta & \sin\delta \\ -\sin\delta & \cos\delta \end{bmatrix} \mathbf{u}_{odq} \quad (21)$$

对式(20)、式(21)线性化可得

$$\Delta \mathbf{i}_{oDQ} = \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{odq} + \begin{bmatrix} -i_{od} \sin \delta - i_{oq} \cos \delta \\ i_{od} \cos \delta - i_{oq} \sin \delta \end{bmatrix} \Delta \delta \quad (22)$$

$$\Delta \mathbf{u}_{oDQ} = \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{odq} + \begin{bmatrix} -u_{od} \sin \delta - u_{oq} \cos \delta \\ u_{od} \cos \delta - u_{oq} \sin \delta \end{bmatrix} \Delta \delta \quad (23)$$

微网交流母线电压在公共参考坐标系下, 需使用坐标反变换公式

$$\mathbf{u}_{cdq} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{u}_{CDQ} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \mathbf{u}_{CDQ} \quad (24)$$

对式(24)线性化得

$$\Delta \mathbf{u}_{CDQ} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{CDQ} + \begin{bmatrix} -u_{CD} \sin \delta + u_{CQ} \cos \delta \\ -u_{CD} \cos \delta - u_{CQ} \sin \delta \end{bmatrix} \Delta \delta \quad (25)$$

因此, 结合式(8)、式(9)、式(12)、式(13)、式(15)、式(19)、式(22)、式(23)、式(25)可以求出单台逆变器的小信号状态空间模型为

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_{\text{inv}x_{1 \times 1}} \Delta \mathbf{x}_{\text{inv}x_{1 \times 1}} + \mathbf{B}_{\text{inv}x_{1 \times 2}} \Delta \mathbf{u}_{cDQ} + \mathbf{B}_{x\omega\text{com}_{1 \times 1}} \Delta \omega_{\text{com}} \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \omega_x \\ \Delta \mathbf{i}_{oDQx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\text{inv}\omega x} \\ \mathbf{C}_{\text{inv}cx} \end{bmatrix}_{3 \times 11} \Delta \mathbf{x}_{\text{inv}x_{1 \times 1}} \quad (27)$$

其中

$$\Delta \mathbf{x}_{\text{inv}x} = [\Delta \delta_x \quad \Delta P_x \quad \Delta Q_x \quad \Delta \phi_{dqx} \quad \Delta i_{ldqx} \quad \Delta u_{odqx} \quad \Delta i_{odqxx}]^T$$

$$\mathbf{B}_{\text{inv}x_{1 \times 2}} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\cos \delta}{L_{\text{line}}} \\ \frac{\cos \delta}{L_{\text{line}}} & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_{x\omega\text{com}_{1 \times 1}} = [-1 \quad \mathbf{0}_{1 \times 10}]^T$$

$$\mathbf{C}_{\text{inv}\omega x_{1 \times 1}} = [0 \quad -m \quad \mathbf{0}_{1 \times 9}]$$

$$\mathbf{C}_{\text{inv}cx_{2 \times 1}} = \begin{bmatrix} -I_{od} \sin \delta - I_{oq} \sin \delta & \cos \delta & \sin \delta \\ I_{od} \cos \delta - I_{oq} \sin \delta & -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 8}$$

$$\mathbf{A}_{\text{inv}x_{1 \times 1}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{P_{3,3}} & \mathbf{0}_{3 \times 2} & \mathbf{B}_{P_{3,6}} \\ (\mathbf{B}_{u1} \mathbf{C}_{pu})_{2 \times 3} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{B}_{u2,6} \\ \left[\begin{array}{c} \mathbf{B}_{Lo} \mathbf{D}_{l1} \mathbf{D}_{u1} \mathbf{C}_{pu} + \\ \mathbf{C}_{Lo} [\mathbf{T}^{-1} \mathbf{0}_{2 \times 1} \mathbf{0}_{2 \times 1}] + \\ \mathbf{D}_{Lo} \mathbf{C}_{p\omega} \end{array} \right]_{6 \times 2} & \left[\begin{array}{c} \mathbf{B}_{Lo} \mathbf{D}_{l1} \mathbf{C}_{u2} \\ \mathbf{B}_{Lo} \mathbf{D}_{l2} \end{array} \right]_{6 \times 3} & \left[\begin{array}{c} \mathbf{A}_{Lo} + \\ \mathbf{B}_{Lo} \mathbf{D}_{l1} \mathbf{D}_{u2} + \\ \mathbf{B}_{Lo} \mathbf{D}_{l2} \end{array} \right]_{6 \times 5} \end{bmatrix}$$

此小信号状态空间模型有 11 个状态变量、2 个输入向量和 3 个输出向量, 其中, $\mathbf{A}_{\text{inv}x}$ 是状态矩阵, $\mathbf{B}_{\text{inv}x}$ 、 $\mathbf{B}_{x\omega\text{com}}$ 是输入矩阵, $\mathbf{C}_{\text{inv}\omega x}$ 、 $\mathbf{C}_{\text{inv}cx}$ 是输出矩阵。

本文中逆变器 1 为容错逆变器, 且在故障状态下, 仅逆变器内部的拓扑结构重构, 不会对逆变电源输出侧线路参数产生影响, 则式(26)、式(27)所示的单台逆变器的小信号状态空间模型适用于本文中的两个并联逆变器。综上所述, 可得两个逆变电源并联系统的小信号状态空间模型为

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\mathbf{x}}_{\text{inv}1} \\ \Delta \dot{\mathbf{x}}_{\text{inv}2} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{\text{inv}22 \times 22} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}_{\text{inv}1_{1 \times 1}} \\ \Delta \mathbf{x}_{\text{inv}2_{1 \times 1}} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{\text{inv}22 \times 2} \Delta \mathbf{u}_{CDQ} \quad (28)$$

$$\Delta \mathbf{i}_{oDQ} = \mathbf{C}_{\text{INV}4 \times 22} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}_{\text{inv}1_{1 \times 1}} \\ \Delta \mathbf{x}_{\text{inv}2_{1 \times 1}} \end{bmatrix} \quad (29)$$

其中

$$\mathbf{A}_{\text{inv}22 \times 22} = \begin{bmatrix} (\mathbf{A}_{\text{inv}1} + \mathbf{B}_{1\omega\text{com}} \mathbf{C}_{\text{inv}\omega 1})_{11 \times 11} & \mathbf{0}_{1 \times 11} \\ (\mathbf{B}_{2\omega\text{com}} \mathbf{C}_{\text{inv}\omega 1})_{11 \times 11} & \mathbf{A}_{\text{inv}2_{11 \times 11}} \end{bmatrix}_{22 \times 22}$$

$$\mathbf{B}_{\text{inv}22 \times 2} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\text{inv}1_{11 \times 2}} \\ \mathbf{B}_{\text{inv}2_{11 \times 2}} \end{bmatrix}_{22 \times 2}, \quad \mathbf{C}_{\text{inv}22 \times 2} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\text{inv}c1} & \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{C}_{\text{inv}c2} \end{bmatrix}_{4 \times 22}$$

2.2 负荷小信号模型

根据图 1 所示的孤岛微网的拓扑结构, 可推导出在公共坐标系 DQ 下负荷的线性化小信号模型为

$$\Delta \mathbf{i}_{\text{load}DQ} = \mathbf{A}_{\text{load}2 \times 2} \Delta \mathbf{i}_{\text{load}DQ} + \mathbf{B}_{\text{load}1_{2 \times 2}} \Delta \mathbf{u}_{cDQ} + \mathbf{B}_{\text{load}2_{2 \times 1}} \Delta \omega \quad (30)$$

其中

$$\mathbf{A}_{\text{load}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{\text{load}}}{L_{\text{load}}} & \omega_0 \\ -\omega_0 & -\frac{R_{\text{load}}}{L_{\text{load}}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{\text{load}1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\text{load}}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{\text{load}}} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_{\text{load}2} = \begin{bmatrix} I_{\text{load}Q} \\ -I_{\text{load}D} \end{bmatrix}$$

2.3 完整的孤岛微网小信号模型

微网交流母线电压 u_C 是系统模型的输入变量, 为了更好地定义微电网交流母线电压 u_C 这一中间变量, 引入了微电网交流母线电压对地的虚拟电阻 r_n , 则 u_C 的线性化小信号模型可表示为

$$\Delta \mathbf{u}_{cDQ} = \mathbf{r}_n \mathbf{M}_{\text{inv}} \Delta \mathbf{i}_{oDQ} + \mathbf{r}_n \mathbf{M}_{\text{load}} \Delta \mathbf{i}_{\text{load}DQ} \quad (31)$$

其中

$$\mathbf{r}_n = \begin{bmatrix} r_n & 0 \\ 0 & r_n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_{\text{inv}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_{\text{load}} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

综上所述, 本文中带容错逆变器的孤岛微网的小信号模型为

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\mathbf{x}}_{\text{inv}} \\ \Delta \mathbf{i}_{\text{load}DQ} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{\text{mg}24 \times 24} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}_{\text{inv}1} \\ \Delta \mathbf{x}_{\text{inv}2} \\ \Delta \mathbf{i}_{\text{load}DQ} \end{bmatrix} \quad (32)$$

式中, \mathbf{A}_{mg} 即为本文中孤岛微网系统的状态矩阵,

其表达式为

$$A_{mg} = \begin{bmatrix} (A_{inv} + B_{inv}r_n M_{inv} C_{inv})_{22 \times 22} & (B_{inv}r_n M_{load})_{22 \times 2} \\ (B_{load1}r_n M_{inv} C_{inv} + B_{load2} C_{inv\omega})_{2 \times 22} & (A_{load} + B_{load1}r_n M_{load})_{2 \times 2} \end{bmatrix}_{24 \times 24}$$

其中

$$C_{inv\omega} = [C_{inv\omega1} \ C_{inv\omega2}]_{2 \times 22}$$

3 孤岛微网小信号稳定性分析

第 2 节建立了完整的孤岛微网的小信号状态空间模型。由李雅普诺夫第一法知,对于非线性系统,其小信号稳定性是由系统线性化后特征方程的根决定的。即当孤岛微网系统状态矩阵 A_{mg} 的特征值的实部均为负时,系统是稳定的。

为了研究本文所提容错逆变器的拓扑结构、滤波电容参数、虚拟阻抗对孤岛微网系统小信号稳定性的影响,本节在系统稳定运行点处,对系统状态矩阵的特征根进行分析,逐一分析上述三个因素对孤岛微网系统小信号稳定性的影响。表 2 给出了逆变器的控制参数,如下所示。

表 2 逆变器的控制参数

Table 2 Inverter control parameters

参数	数值	参数	数值
u_{dc}/V	800	Z_{line1}	$1+j0.126 \ 5$
L_f / mH	3	Z_{line2}	$0.5+j0.062 \ 8$
$C_f / \mu F$	1 500	Z_{vir1}	$1+j0.126 \ 5$
k_{pu}	0.2	Z_{vir2}	$0.5+j0.062 \ 8$
k_{iu}	300	m_p	$1 \times 10e-5$
k_{pi}	300	n_q	$2 \times 10e-4$
u_{oref}/V	311	$\omega_{ref}/(rad/s)$	314

将表 2 所示参数代入本文中提出的孤岛微网的小信号状态空间模型的状态矩阵 A_{mg} 中,当滤波电容 C_f 取值范围为 $15 \sim 2\ 000 \ \mu F$ 时,系统状态矩阵 A_{mg} 的特征根轨迹如图 5 所示。

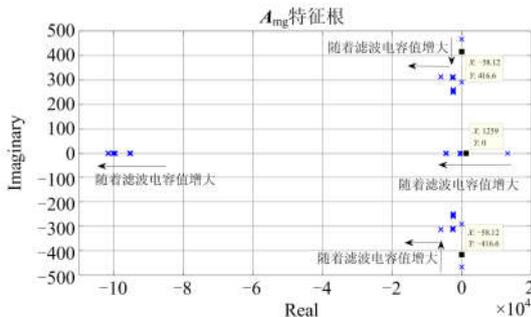


图 5 系统状态矩阵特征根随滤波电容变化的根轨迹图

Fig. 5 Eigenvalue root locus of system state matrix varying with filter capacitance

从图 5 中可以看出,随着滤波电容值的增大,位于横轴上的特征根向复平面坐标系的左半平面移动,特征根的实部由正变负。位于复平面的共轭特征根随着滤波电容值的增大向横轴靠近并逐渐向复平面的左半平面移动,特征根的实部逐渐变小。由此可知,随着滤波电容值的增大,孤岛微网系统的稳定性增强。本文中选取 C_f 为 $1\ 500 \ \mu F$,经过计算可知系统是稳定的。

为了验证虚拟阻抗可以提高孤岛微网系统的稳定性,对比分析系统在有无虚拟阻抗两种情况下状态矩阵特征根的分布情况,如图 6 所示。

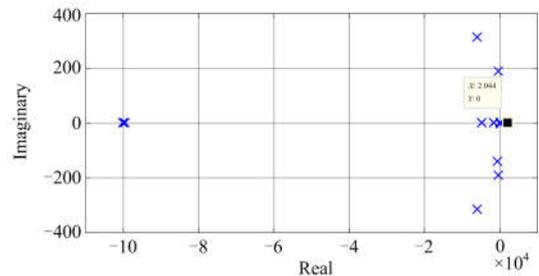


图 6 系统状态矩阵的特征根(线路阻抗不平衡,无虚拟阻抗)

Fig. 6 Characteristic roots of system state matrix (the line impedance are unbalanced, with no virtual impedance)

对比图 6、图 7 可知:当孤岛微网系统中微源与公共母线间的线路阻抗不一致时,状态矩阵 A_{mg} 的特征根没有完全分布在坐标系的复平面,如坐标 $(2044,0)$,系统是不稳定的;加入虚拟阻抗后,系统状态矩阵 A_{mg} 的特征根均分布在坐标系的左半平面,系统是稳定的。由此可以说明虚拟阻抗可以增强系统的小信号稳定性。

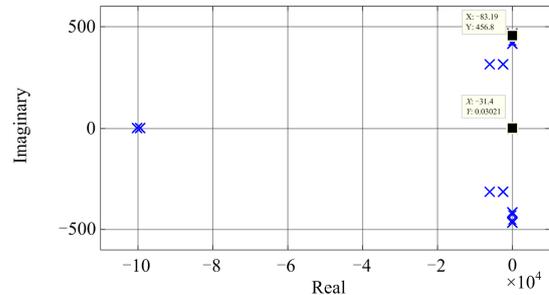


图 7 系统状态矩阵的特征根(线路阻抗不平衡,有虚拟阻抗)

Fig. 7 Characteristic roots of system state matrix (the line impedance is unbalanced, with virtual impedance)

4 带容错逆变器的孤岛微网系统的仿真与分析

为了验证上述孤岛微网系统小信号稳定性分析结论的正确性,在 Matlab 仿真平台上搭建了如图 1

所示的孤岛微网仿真模型。

仿真时长为 5 s, 在 $t=2.5$ s 时容错逆变器故障重构, 取滤波电容 $C=1\ 500\ \mu\text{F}$, 分别设置逆变器 1、逆变器 2 的线路阻抗、虚拟阻抗参数如表 2 中所示值, 仿真结果如图 8、图 9 所示。

根据图 8 所示的仿真结果图可知, 并联型容错逆变间不平衡的线路阻抗使逆变器 1 与逆变器 2 间的产生环流, 有功和无功功率在逆变器间的分配不平衡, 系统频率不稳定。由图 9 的仿真结果可知, 加入虚拟阻抗模块后, 并联型逆变器间的环流得到

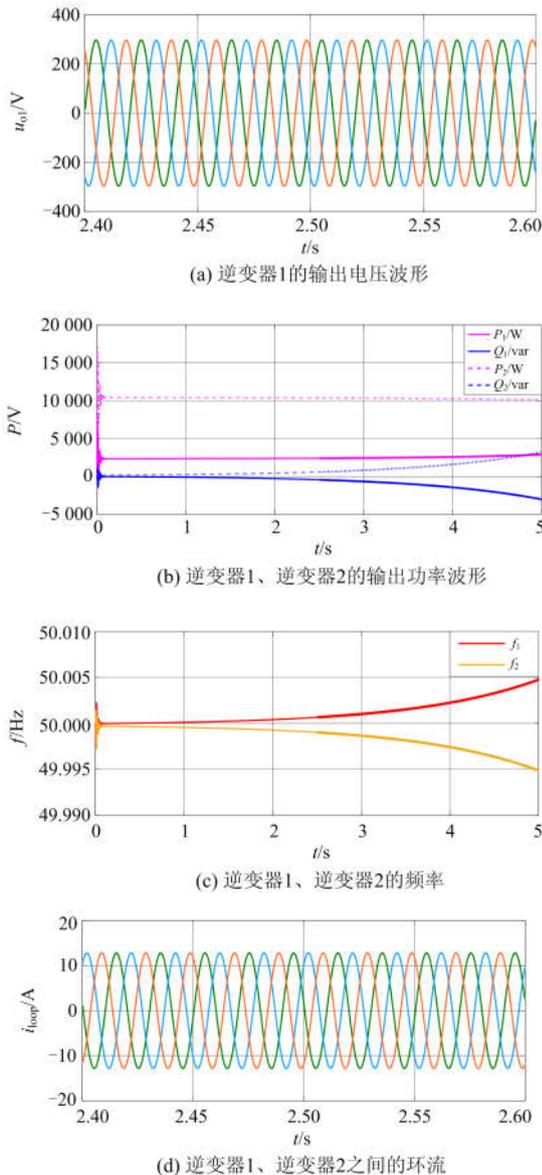


图 8 孤岛微网系统的仿真波形图(线路阻抗不平衡, 没有虚拟阻抗)

Fig. 8 Simulation waveforms of islanded microgrid system (the line impedance is unbalanced, with no virtual impedance)

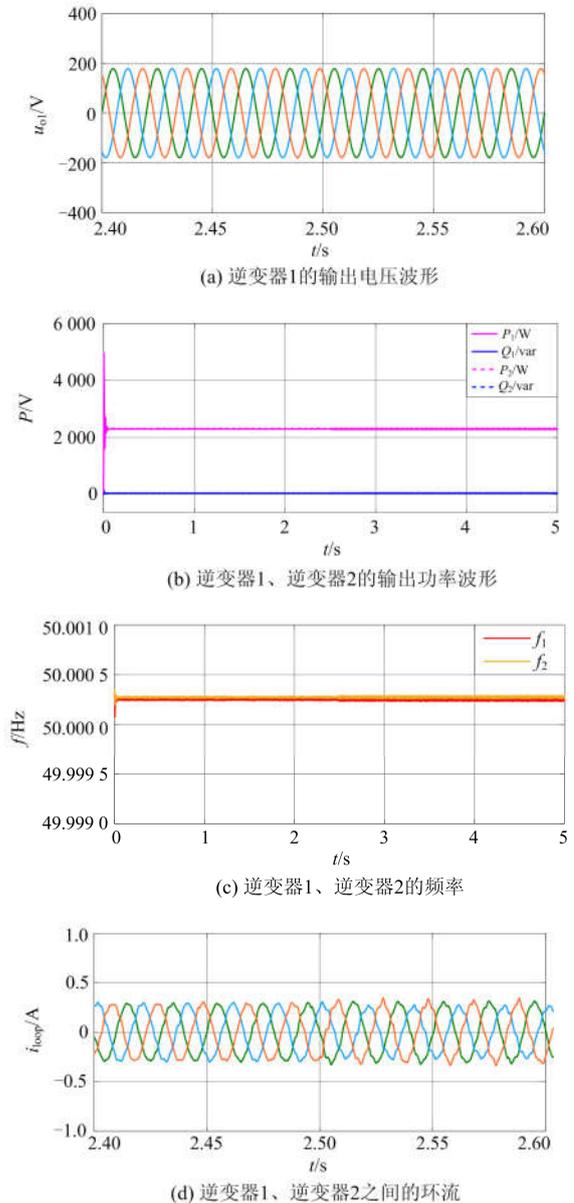


图 9 孤岛微网系统仿真波形图(线路阻抗不平衡, 带虚拟阻抗)

Fig. 9 Simulation waveforms of islanded microgrid system (the line impedance is unbalanced, with virtual impedance)

抑制, 有功和无功功率均衡分配, 系统的频率稳定在工频 50 Hz 附近。此外, 当孤岛微网系统分别运行在图 8、图 9 所示的两种状态下, 逆变器 1 在 $t=2.5$ s 时故障重构, 系统的输出电压和频率依然保持稳定。

5 结论

本文提出了一种应用于孤岛微网的容错逆变器及其控制方法。当容错逆变器某一相桥臂中的功率

开关器件故障时,对逆变器进行重构并对脉冲信号重置可以使系统容错运行。在逆变器的电压-电流控制环中加入虚拟阻抗有效地抑制了并联逆变器间的环流,提高了功率分配精度。根据本文所提控制方法,建立了孤岛微网系统的小信号状态空间模型,利用特征值分析法对系统的稳定性进行分析,得到如下结论:1)本文所提的逆变器的容错拓扑结构不会影响微网系统的小信号稳定性;2)增大滤波电容可提高系统的小信号稳定性;3)采用虚拟阻抗可以提高系统的小信号稳定性。此外,在 Simulink 仿真平台上搭建了本文所提孤岛微网的仿真模型并进行仿真。孤岛微网小信号稳定性分析与仿真结果均验证了本文所提容错逆变器拓扑结构及其控制策略的正确性与有效性。

参考文献

- [1] 刘健,魏郝焜,张志华,等.未来配电网的主要形态——基于储能的低压直流微电网[J].电力系统保护与控制,2018,46(18):11-16.
LIU Jian, WEI Haokun, ZHANG Zhihua, et al. Future architecture of power distribution network — low-voltage direct current micro-grids based on energy storage[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(18): 11-16.
- [2] MAGDY G, MOHAMED E A, SHABIB G, et al. Microgrid dynamic security considering high penetration of renewable energy[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2018, 3(3): 236-246. DOI: 10.1186/s41601-018-0093-1.
- [3] 邓诗蕾,王明渝.直流微电网潮流控制器与分布式储能协同控制策略[J].电力系统保护与控制,2018,46(24):40-46.
DENG Shilei, WANG Mingyu. Cooperative control strategy of DC microgrid power flow controller and distributed energy storage system[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(24): 40-46.
- [4] 赵晋斌,蒋伟明,孟伟,等.直流微电网中混合储能系统的动态均流控制策略[J].供用电,2018,35(9):16-21.
ZHAO Jinbin, JIANG Weiming, MENG Wei, et al. Dynamic power sharing control strategy for hybrid energy storage system in DC microgrid[J]. Distribution & Utilization, 2018, 35(9): 16-21.
- [5] 范志华,苗世洪,刘子文,等.含多类型分布式电源的交直流混合微电网系统潮流控制策略研究[J].供用电,2018,35(7):20-27.
FAN Zhihua, MIAO Shihong, LIU Ziwen, et al. Research on power flow control strategy of ac/dc hybrid microgrid system with multi-type distributed power supply[J]. Distribution & Utilization, 2018, 35(7): 20-27.
- [6] 杨昌儒,林仕立,宋文吉,等.复合储能对提升太阳能利用率的仿真研究[J].电网与清洁能源,2018,34(11):52-58.
YANG Changru, LIN Shili, SONG Wenji, et al. Simulation study in the promotion of solar energy utilization by multi-energy storage[J]. Power System and Clean Energy, 2018, 34(11): 52-58.
- [7] LI Yunwei, KAO C N. An accurate power control strategy for power-electronics-interfaced distributed generation units operating in a low-voltage multibus microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(12): 2977-2988.
- [8] LI Yan, LI Yunwei. Power management of inverter interfaced autonomous microgrid based on virtual frequency-voltage frame[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2011, 2(1): 30-40.
- [9] 王成山,肖朝霞,王守相.微网中分布式电源逆变器的多环反馈控制策略[J].电工技术学报,2009,24(2):100-107.
WANG Chengshan, XIAO Zhaoxia, WANG Shouxiang. Multiple feedback loop control scheme for inverters of themicro source in microgrids[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(2): 100-107.
- [10] YANG Yude, ZHAO Jixing, LIU Hui, et al. A matrix-perturbation-theory-based optimal strategy for small-signal stability analysis of large-scale power grid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2018, 3(3): 353-363. DOI: 10.1186/s41601-018-0107.
- [11] IYER S V, BELUR M N, CHANDORKAR M C. A generalized computational method to determine stability of a multi-inverter microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(9): 2420-2432.
- [12] 肖朝霞,王成山,王守相.含多微型电源的微网小信号稳定性分析[J].电力系统自动化,2009,33(6):81-85.
XIAO Zhaoxia, WANG Chengshan, WANG Shouxiang. Small-signal stability analysis of microgrid containing multiple micro sources[J]. Automation of Electric Power Systems, 2009, 33(6): 81-85.
- [13] 范元亮,苗逸群.基于下垂控制结构微网小扰动稳定性分析[J].电力系统保护与控制,2012,40(4):1-13.
FAN Yuanliang, MIAO Yiqun. Small signal stability analysis of microgrid droop controlled power allocation loop[J].

- Power System Protection and Control, 2012, 40(4): 1-13.
- [14] YU Kai, AI Qian, WANG Shiyi, et al. Analysis and optimization of droop controller for microgrid system based on small-signal dynamic model[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2016, 7(2): 695-705.
- [15] 张明锐, 杜志超, 王少波. 微网中下垂控制策略及参数选择研究[J]. 电工技术学报, 2014, 29(2): 136-144.
ZHANG Mingrui, DU Zhichao, WANG Shaobo. Research on droop control strategy and parameters selection of microgrids[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 29(2): 136-144.
- [16] CHEN Jiawei, CHEN Jie. Stability analysis and parameters optimization of islanded microgrid with both ideal and dynamic constant power loads[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(4): 3263-3274.
- [17] STEFAN L, MEHRDAD Y, ALI M. Small-signal stability analysis of an inverter-based microgrid with internal model-based controllers[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 9(5): 5393-5402
- [18] 程军照, 李澍森, 吴在军, 等. 微电网下垂控制中虚拟电抗的功率解耦机理分析[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 36(7): 27-32.
CHENG Junzhao, LI Shusen, WU Zaijun, et al. Analysis of power decoupling mechanism for droop control with virtual impedance[J]. Power System Protection and Control, 2012, 36(7): 27-32.
- [19] HE Jinwei, LI Yunwei, GUERRERO J M, et al. An islanding microgrid power sharing approach using enhanced virtual impedance control scheme[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 5272-5282.
- [20] 柏管, 陈卓, 刘飞, 等. 基于自调节下垂控制的分布式电源并联运行技术[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(8): 120-126.
BAI Guan, CHEN Zhuo, LIU Fei, et al. Parallel operation technology of distributed generation based on self-regulation droop control[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(8): 120-126.
- [21] HE Jinwei, LI Yunwei. Analysis and design of interfacing inverter output virtual impedance in a low voltage microgrid[C] // The 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, September 12-16, 2010, Atlanta, USA: 2857-2864.
- [22] HE Jinwei, LI Yunwei. Analysis, design, and implementation of virtual impedance for power electronics interfaced distributed generation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(6): 2525-2538.
-
- 收稿日期: 2019-01-18; 修回日期: 2019-05-22
- 作者简介:
黎燕(1976—), 女, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为微电网控制技术; E-mail: liyanly@csu.edu.cn
史向月(1993—), 女, 硕士, 研究方向为微电网控制技术; E-mail: 625343116@qq.com
向鹏(1995—), 硕士, 研究方向为微电网控制技术。E-mail: 904671053@qq.com
- (编辑 葛艳娜)