

含恒功率负荷直流微电网的状态反馈电压振荡控制技术

付 媛,王耀铎,张祥宇

(华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室,河北 保定 071003)

摘要:扰动发生后新能源发电和恒功率负荷侧换流器在现有功率控制模式下所表现出的负阻抗特性,会大幅增加直流电压振荡失稳的风险。为此,首先针对直流电压振荡失稳的问题,推导含恒功率负荷两端直流微电网的小扰动线性化状态方程。其次,结合各状态变量的参与因子,选取振荡电流、电压作为可调节控制参数,将其分别引入储能换流器与恒功率负荷换流器的占空比反馈环节中,提出基于状态反馈的多端直流电压振荡控制方法。然后,利用根轨迹、Bode图分析附加状态反馈电压振荡控制技术后的直流微电网稳定裕度的变化规律,为控制参数设计提供依据。最后,搭建时域仿真系统,验证了所提出的控制方法可有效抑制直流微电网的电压振荡,显著提高系统的动态稳定性。

关键词:直流微电网;电压振荡;参与因子;状态反馈;极点配置

中图分类号:TM 712;TM 727

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202103017

0 引言

与传统的交流电网相比,直流微电网不仅运行效率高、系统损耗小、便于分布式电源接入,并且不需要调频和无功补偿,可有效隔离故障,目前已受到国内外电力行业的广泛关注^[1-3]。然而,随着换流器控制技术研究的不深入,高渗透分布式电源和负荷在现有控制模式下所表现出的非线性和负阻抗特性将大幅降低直流微电网的稳定裕度,显著增加了电压振荡失稳的风险^[4-5]。

为抑制直流电压振荡,目前文献多采用电路谐振理论设计控制参数,改变状态方程特征根,从而实现阻尼控制^[6]。如文献[7]通过在LCL滤波回路中串联R、串联RL、并联RC和并联RLC,为换流器级联运行提供附加阻尼。文献[8]将储能装置并联至负荷换流器,通过充放电控制削弱恒功率负荷表现出的负阻抗特性。上述方法为抑制直流电压振荡配备了辅助装置,但会增加投资也将导致阻尼损耗增加。为进一步提升直流微电网中换流器的控制能力,文献[9]分析了直流微电网的振荡模态及其影响因素,并在此基础上通过参与因子和特征根分析,提出直流微电网中的下垂系数寻优方法。文献[10]分析了下垂系数及系统参数对稳定性的影响,并设计了虚拟阻抗补偿下垂系数的有源阻尼方法。文献[11]根据下垂系数变化对系统稳定性的影响分析,在下垂控制中设计了附加低通滤波器,从而实现有源阻尼

控制。文献[12-13]认为采用传统PI控制器无法提高直流微电网的稳定性,需要加入高通滤波器抑制电压波动。文献[14]将带通滤波的前馈补偿环节引入了换流器定直流电压控制中,获得了附加阻尼效果。文献[15-17]通过设计低通滤波器、带通滤波器和有源阻尼控制器引入了虚拟阻尼电阻,抑制了系统输出阻抗的谐振峰值,实现了有源阻尼控制。然而采用有源阻尼方法虽然可以利用换流器的控制潜力,但受拓扑结构和控制策略的限制较大,在直流微电网的多模式切换下难以灵活调整至最优阻尼配置,目前仅适用于单端换流器改善直流电压的动态稳定性。上述方法能否在多端级联网架结构下,为系统提供最优阻尼效果仍亟需深入探讨。

相比于文献[10-17]中的有源阻尼控制方法,全维状态反馈控制方式可控变量更多,在系统性能设计上更为灵活。且控制器结构在不增加新的状态变量的情况下,具有更强的鲁棒性。文献[18]对直流电网进行了全维状态反馈控制设计,从阶跃响应和连续变化两方面进行对比,结果表明相比传统主从裕度控制,该状态反馈控制方法具备明显优势。文献[19]通过设计全维状态反馈控制器调节多端直流系统的特征值位置,从而实现阻尼效果。且通过仿真对比得出状态反馈附加阻尼控制的控制效果优于常规附加阻尼控制。文献[20]通过含有低通滤波器的状态反馈方式来抑制恒功率负荷带来的电气振荡,但未对多端换流器的阻尼效果进行进一步分析。因此,全维状态反馈控制策略更适用于多端直流微电网发挥振荡抑制潜力,但分布式电源与负荷的多端耦合使得全维状态反馈的实现难度较大。如文献[19]发现在多端直流微电网中全维状态采样和反馈十分困难,为此简化反馈矩阵,使计算量减小,但引入了误差。因此,如何在保证极点配置准确度的情

收稿日期:2020-10-26;修回日期:2021-01-19

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51607070);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2018MS90)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51607070) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities(2018MS90)

况下合理解决状态变量和反馈端口的匹配问题,仍有待探讨。

基于上述分析,为提高直流微电网的电压振荡抑制能力,本文提出了一种直流微电网的多端状态反馈电压振荡控制技术。首先建立了直流微电网的小信号模型,然后分析了各状态变量对稳定性的影响程度,并设计了以两端换流器的振荡电压、电流为线性反馈变量的多端状态反馈控制方法。最后通过根轨迹图、Bode图分析以及直流微电网时域仿真,比较不同极点配置状态与不同控制模式下的多端电压振荡抑制效果。

1 直流微电网的小扰动模型与阻尼特性

图1为典型的多端孤岛直流微电网拓扑结构,包含风电、光伏、储能和交流、直流、阻性负荷六部分。图中,风力发电单元与光伏发电单元采取最大功率点跟踪控制;储能单元采用定功率或下垂控制方式;交流负荷换流器采用定功率控制模式;直流负荷被认为是阻性负荷接于直流母线。在孤岛运行状态下,储能换流器切换至电压下垂控制模式。

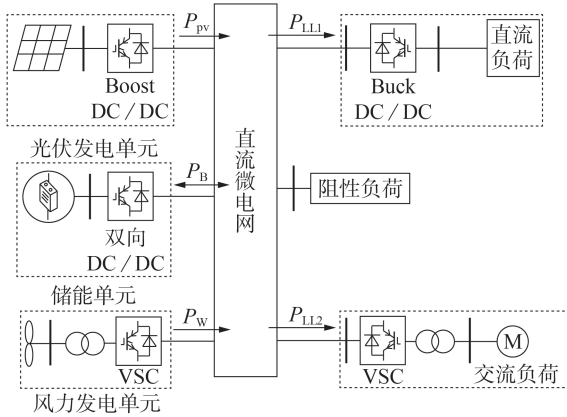


图1 直流微电网拓扑结构

Fig.1 Topological structure of DC microgrid

在直流电网的暂态过渡过程中,风电和光伏的总输出功率 P_{Le} 在短时间内近似认为保持恒定^[6,21-22],可视为负的恒功率负荷。因此,将其与恒功率交、直流总负荷 P_{LL} 等值合并,得到等值恒功率负荷 $P_{cpl} = P_{LL} - P_{Le}$,从而将图1所示的多端系统转化为两端换流器结构,其等值模型如图2所示。图中, R_L 为阻性负荷; u_s 为储能电压; u_{dc} 为直流母线电压;

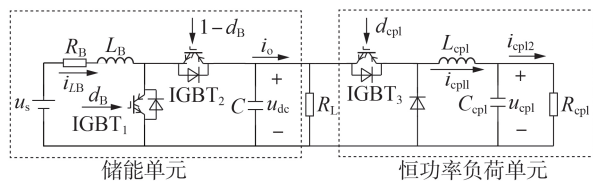


图2 直流微电网等值模型

Fig.2 Equivalent model of DC microgrid

u_{cpl} 为恒功率负荷侧电压; i_o 为储能换流器的输出电流; i_{LB} 为储能侧换流器电感电流; i_{cpl1} 、 i_{cpl2} 分别为恒功率负荷侧换流器的电感电流和负荷输入电流; L_B 、 R_B 分别为储能侧滤波电感及其寄生电阻; C 为储能侧换流器直流侧电容; L_{cpl} 为等效恒功率负荷侧滤波电感; C_{cpl} 为等效恒功率负荷侧换流器直流侧电容; d_B 为开关器件IGBT₁的占空比,由于双向变换器中开关器件的占空比互补,则IGBT₂的占空比为 $1-d_B$; d_{cpl} 为开关器件IGBT₃的占空比。

图2中,直流电网的状态空间表达式可表示为:

$$\begin{cases} L_B \frac{di_{LB}}{dt} = u_s - (1-d_B)u_{dc} - R_B i_{LB} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = (1-d_B)i_{LB} - i_o \\ i_o = \frac{u_{dc}}{R_L} + d_{cpl}i_{cpl1} \\ L_{cpl} \frac{di_{cpl1}}{dt} = d_{cpl}u_{dc} - u_{cpl} \\ C_{cpl} \frac{du_{cpl}}{dt} = i_{cpl1} - i_{cpl2} \\ i_{cpl2} = \frac{P_{cpl}}{u_{cpl}} \end{cases} \quad (1)$$

在平衡点附近进行小信号分析,将式(1)线性化为:

$$\dot{\mathbf{x}}_0 = \mathbf{A}_0 \mathbf{x}_0 + \mathbf{B}_0 \mathbf{u}_0 \quad (2)$$

其中, $\mathbf{u}_0 = [\Delta d_B \ \Delta d_{cpl}]^T$, $\mathbf{x}_0 = [\Delta i_{LB} \ \Delta u_{dc} \ \Delta i_{cpl1} \ \Delta u_{cpl}]^T$, Δd_B 、 Δd_{cpl} 、 Δi_{LB} 、 Δu_{dc} 、 Δi_{cpl1} 、 Δu_{cpl} 分别为IGBT₁的占空比、IGBT₃的占空比、储能侧换流器的电感电流、直流母线电压、恒功率负荷侧换流器的电感电流、恒功率负荷侧电压的小扰动量; $\mathbf{A}_0$ 为系统矩阵, $\mathbf{B}_0$ 为输入矩阵,分别如式(3)和式(4)所示。

$$\mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} -\frac{R_B}{L_B} & -\frac{1-d_B}{L_B} & 0 & 0 \\ \frac{1-d_B}{C} & -\frac{1}{CR_L} & -\frac{d_{cpl}}{C} & 0 \\ 0 & \frac{d_{cpl}}{L_{cpl}} & 0 & -\frac{1}{L_{cpl}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{cpl}} & \frac{P_{cpl}}{C_{cpl}U_{cpl}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{B}_0 = \begin{bmatrix} \frac{U_{dc}}{L_B} & -\frac{I_{LB}}{C} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{I_{cpl1}}{C} & \frac{U_{dc}}{L_{cpl}} & 0 \end{bmatrix}^T \quad (4)$$

其中, D_B 、 D_{cpl} 、 U_{dc} 、 U_{cpl} 、 I_{LB} 、 I_{cpl1} 分别为 d_B 、 d_{cpl} 、 u_{dc} 、 u_{cpl} 、 i_{LB} 、 i_{cpl1} 的稳态值。

由式(2)可得,考虑两端换流器间的耦合关系,直流微电网的小信号框图如图3所示。

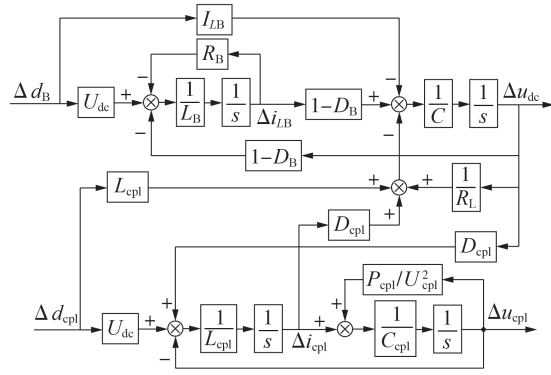


图3 直流微电网的小信号框图

Fig.3 Small-signal block diagram of DC microgrid

对系统进行特征根分析。当系统功率变化时(P_{cpl} 从0增加到15 kW),系统根轨迹图如图4所示。由图可见,多端系统的特征根随恒功率负荷增加,主导特征根3、4越过虚轴,直流微电网失去稳定。

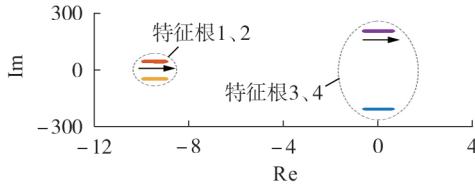


图4 系统根轨迹图

Fig.4 Root locus diagram of system

2 状态反馈电压振荡控制方法

2.1 多端换流器的电压振荡控制原理

直流微电网失去稳定后,直流电压、电流将随之振荡,储能换流器与恒功率负荷侧换流器可通过选择的振荡信号反馈,并以占空比作为可调节控制参数抑制振荡,附加信号 Δd 可表示为:

$$\Delta d = \sum_{i=1}^n k_i \Delta x_i \quad (5)$$

其中, Δx 为振荡电压、电流反馈偏差量; k 为反馈量对应的反馈系数; n 为反馈量的数目。

由式(5)可知,当直流电网处于稳态运行时,附加占空比 Δd 为0,不会改变系统的稳定运行点。

引入状态反馈控制后,两侧换流器的复合占空比可表示为:

$$\begin{cases} d_B = d_{B0} - \Delta d_B \\ d_{cpl} = d_{cpl0} - \Delta d_{cpl} \end{cases} \quad (6)$$

在直流微电网多端口相互作用下,为得到反馈变量与端口间的匹配准则,通过引入参与因子,分析系统的状态变量对系统特征根的影响程度。在直流微电网中,参与因子 P_{ki} 的计算公式为:

$$P_{ki} = \frac{v_{ki} u_{ki}}{v_i^T u_i} \quad (7)$$

其中, v_i 、 u_i 分别为系统矩阵 A_0 的左、右特征向量; v_{ki} 、

u_{ki} 分别为左、右特征向量中的相关元素。

状态变量所对应的参与因子如表1所示。从表中可得出,对于特征根1、2,与储能侧换流器电感电流、直流母线电压、恒功率负荷侧电压的相关程度更高;对于特征根3、4,与直流母线电压、恒功率负荷侧换流器电感电流、恒功率负荷侧电压相关程度高。因此考虑在储能单元换流器中选取反馈变量 i_{LB} 、 u_{dc} 、 u_{cpl} ,在恒功率负荷单元换流器选取状态变量 i_{cpl1} 、 u_{cpl} 、 u_{dc} 。得到状态反馈控制结构图如图5所示。图中虚线框部分为附加控制器。

表1 状态变量所对应的参与因子

Table 1 Participation factor corresponding to state variables

状态变量	特征根1、2的参与因子	特征根3、4的参与因子
i_{LB}	0.481	0.018
u_{dc}	0.286	0.216
i_{cpl1}	0.019	0.482
u_{cpl}	0.214	0.284

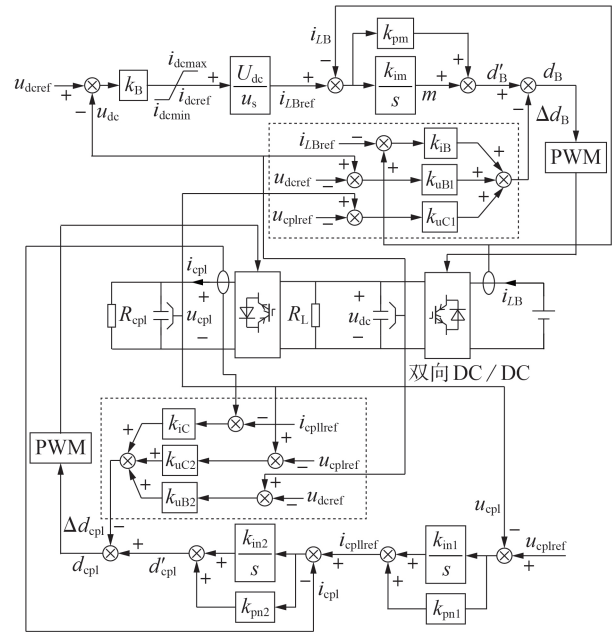


图5 状态反馈控制结构图

Fig.5 Structure diagram of state feedback control

为了保证负荷电压恒定,恒功率侧换流器Buck电路一般采用定电压控制,此时直流负荷可等效成恒功率负荷。设状态变量为 $x' = [i_{LB} \ u_{dc} \ i_{cpl1} \ u_{cpl} \ m \ n_1 \ n_2]^T$,输入 $u = u_{ref}$ 。其中, m 为储能侧内环PI控制器积分环节的输出变量; n_1 、 n_2 分别为恒功率负荷侧外环和内环PI控制器积分环节的输出变量。设 $[\Delta i_{LB} \ \Delta u_{dc} \ \Delta u_{cpl}]^T$ 、 $[\Delta i_{cpl1} \ \Delta u_{cpl} \ \Delta u_{dc}]^T$ 分别为储能侧、恒功率负荷侧的振荡电压和电流反馈量,反馈量前的系数为反馈系数, $[i_{LBref} \ u_{dcref} \ i_{cpl1ref} \ u_{cplref}]^T$ 为变量 $[i_{LB} \ u_{dc} \ i_{cpl1} \ u_{cpl}]^T$ 的参考值。

引入状态反馈控制后,在图2所示的直流电网

模型中加入控制策略的状态空间表达式为:

$$\begin{cases} L_B \frac{di_{LB}}{dt} = u_s - (1 - d_B)u_{dc} - R_B i_{LB} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = (1 - d_B)i_{LB} - \left(\frac{u_{dc}}{R_L} + d_{cpl} i_{cpl1} \right) \\ L_{cpl} \frac{di_{cpl1}}{dt} = d_{cpl} u_{dc} - u_{cpl} \\ C_{cpl} \frac{du_{cpl}}{dt} = i_{cpl1} + \frac{P_{cpl}}{u_{cpl}} i_{cpl2} \\ d_B = f(u_{dc}, i_{LB}, u_{cpl}, k_{iB}, k_{uB1}, k_{uC1}) \\ d_{cpl} = f(u_{cpl}, i_{cpl1}, u_{dc}, k_{iC}, k_{uB2}, k_{uC2}) \end{cases} \quad (8)$$

具体方程详见附录A式(A1)。

采用状态反馈控制后,系统矩阵 A' 为:

$$A' = \begin{bmatrix} a_{11} + a'_{11} & a_{12} + a'_{12} & 0 & a_{14} + a'_{14} & a_{15} & 0 & 0 \\ a_{21} + a'_{21} & a_{22} + a'_{22} & a_{23} + a'_{23} & a_{24} + a'_{24} & a_{25} & a_{26} & a_{27} \\ 0 & a_{32} + a'_{32} & a_{33} + a'_{33} & a_{34} + a'_{34} & 0 & a_{36} & a_{37} \\ 0 & 0 & a_{43} & a_{44} & 0 & 0 & 0 \\ a_{51} & a_{52} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{64} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{74} & 0 & a_{76} & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

系统矩阵 A' 中各系数说明详见附录A式(A2)。

2.2 反馈系数计算

根据系统的系统矩阵,通过直流电网的极点配置可以对基于状态反馈控制器的参数完成进一步的优化设计^[23]。因此,通过反馈系数的参数设置,可使系统闭环主导极点配置在非负实轴上,即对应欠阻尼状态(阻尼比 $\xi < 1$),此时系统会经过衰减振荡恢复到稳态值;也可使系统闭环主导极点配置在负实轴上,即对应临界阻尼状态(阻尼比 $\xi = 1$)或过阻尼(阻尼比 $\xi > 1$)状态。若直流电网处于临界阻尼状态或过阻尼状态,系统受到扰动后直接恢复到稳态值,考虑到临界阻尼状态的调节时间短,将系统设计为临界阻尼状态。

考虑状态反馈后,直流微电网的系统矩阵 A' 对应的特征多项式为 $f(s, k_{iB}, k_{uB1}, k_{uC1}, k_{iC}, k_{uB2}, k_{uC2})$,假设 $\lambda_1 \sim \lambda_7$ 为系统希望配置的极点,则有:

$$f(s, k_i) = \prod_{i=1}^7 (s - \lambda_i) \quad (10)$$

利用式(9)的系统矩阵进行特征值求解后,通过式(10)所示的系统极点配置过程可计算反馈参数。考虑到此系统是七阶系统,状态变量的反馈对应于两端换流器中的6项状态反馈策略,因此只能自由配置6个与反馈变量数目对应的极点,另外一个极点 λ_7 需要由式(10)计算得到,为强制配置极点。

设系统的闭环主导极点为 $\lambda = \alpha + j\Omega$ 。其中, α 为衰减系数,是主导极点实部,反映了衰减特性,体现出系统的稳定裕度; Ω 为振荡系数,是主导极点极

点虚部,反映了振荡特性。可得系统的阻尼比为:

$$\xi = -\frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \Omega^2}} = \cos \theta \quad (11)$$

其中, θ 为极点虚部与实部比值的反正切值。

在系统设计时,阻尼比 ξ 的最小值 $\xi_{\min}$ 应介于0.1~0.3之间^[24],取最小值 $\xi_{\min} = 0.3$, $\theta = \arccos \xi_{\min}$,由此可确定极点配置的范围为 $-72.54^\circ \sim 72.54^\circ$,且主导极点实部为:

$$\alpha \leq -\frac{\xi_{\min}}{\sqrt{1 - \xi_{\min}^2}} |\Omega| < 0 \quad (12)$$

由上述分析可知,若极点配置范围介于 $-72.54^\circ \sim 72.54^\circ$ 之间,则可通过配置的特征根保证系统阻尼比,实现预期的阻尼效果。

3 直流电压的动态稳定性分析

多端状态反馈控制技术的系数设计是根据系统的阻尼比确定极点配置方式,进而得到各反馈系数。因此,反馈系数影响系统的阻尼振荡能力。为实现不同动态特性的振荡抑制,从以下三方面配置极点:①在式(11)和式(12)所示的极点配置区域内配置极点;②强制配置极点 λ_7 的实部不大于其他配置极点的实部且各极点不应过于集中,减弱非主导极点对稳定性的影响;③在欠阻尼配置方式下,防止极点振荡频率相近引起谐波幅值叠加。

根据上述原则,选取以下2种极点配置方式:配置方式1为临界阻尼状态,主导极点在极点配置区域内,且配置极点均位于负实轴上,如图6(a)所示;配置方式2为欠阻尼状态,极点位置满足式(11)、式(12)所示的极点配置区域,如图6(b)所示。阻尼控制器配置极点具体如表2所示。

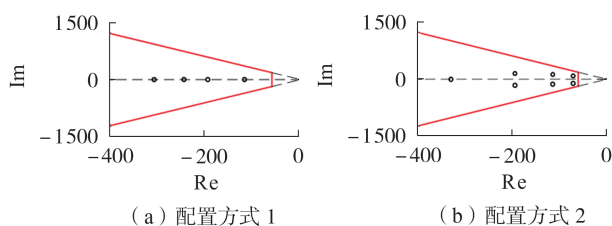


图6 2种极点配置方式

Fig.6 Two kinds of pole configuration modes

表2 阻尼控制器配置极点

Table 2 Configuration pole of damping controller

配置方式	λ_1, λ_2	λ_3, λ_4	λ_5, λ_6
1	-110	-200	-250
2	$-60 \pm j100$	$-125 \pm j150$	$-200 \pm j180$

确定极点配置方式后,通过2种极点配置方式可计算得出对应的反馈系数与强制配置极点,如表3所示。

在图4所示的根轨迹图中,当系统运行功率 $P_{cpl} =$

表3 反馈系数与强制配置极点
Table 3 Feedback coefficient and mandatory configuration pole

参数	配置方式1	配置方式2
k_{iB}	0.0045	0.0038
k_{uB1}	-0.0114	-0.0165
k_{uC1}	0.0143	0.0103
k_{iC}	0.0036	0.0030
k_{uC2}	0.0479	0.0649
k_{uB2}	0.0045	0.0047
λ_7	-306.6	-247.1

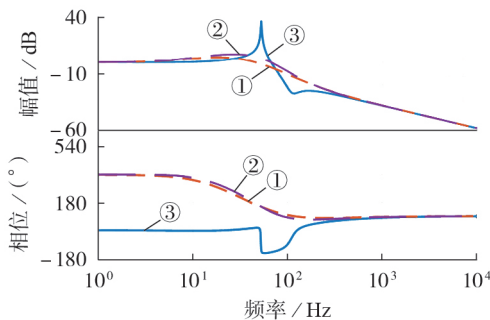
5.56 kW时,主导极点的实部由负变正。加入控制器后,可将原本失稳的系统恢复稳定,即系统特征根向左移动,系统的稳定性得到改善。加入控制器后的根轨迹图见附录B图B1。

通过对式(8)进行小信号分析可得系统传递函数如式(13)所示,借助系统传递函数绘制Bode图。

$$G_{CL} = \frac{\Delta u_{dc}}{\Delta u_{ref}} = \frac{\sum_{i=1}^4 P_i \Delta_i}{1 - T_a + T_b} \quad (13)$$

其中, G_{CL} 为小信号直流母线电压 Δu_{dc} 与参考电压 Δu_{ref} 的闭环传递函数; P_i 和 Δ_i 分别为第*i*条前向通道的总增益和余子式; T_a 为所有不同回路的回路增益之和; T_b 为所有两两互不接触的回路的增益乘积之和。传递函数各部分构成见附录B式(B1)~(B14)。小信号控制框图见附录B图B2。可通过 G_{CL} 分析多端耦合的直流系统动态响应。

图7为系统闭环传递函数的Bode图。可见原直流网络中系统在振荡频率处增益较大,出现谐振峰值,系统稳定裕度相对较小容易失稳;加入配置方式1的状态反馈控制后,系统的带宽不变,且谐振频率处增益较小,稳定裕度更大;加入配置方式2的状态反馈控制后,系统的谐振频率处增益较大,稳定裕度较低。因此,可通过调整极点位置调整在振荡频率处的增益与系统带宽,从而适应不同工况。从Bode图方面分析可知,本文所提控制策略在临界阻尼配置方式下性能更好。



① 配置方式1, ② 配置方式2, ③ 无阻尼配置方式

图7 系统Bode图

Fig.7 Bode diagram of system

4 仿真分析

为验证所提控制策略对直流微电网电压振荡抑制的有效性,本文搭建了如图1所示的仿真模型。模型参数见附录C表C1。

4.1 附加状态反馈控制前后的仿真波形

在直流微电网中加入欠阻尼配置方式的状态反馈控制和加入临界阻尼配置方式的状态反馈控制时的直流母线电压 u_{dc} 和恒功率负荷侧电压 u_{cpl} 的动态响应如图8所示。

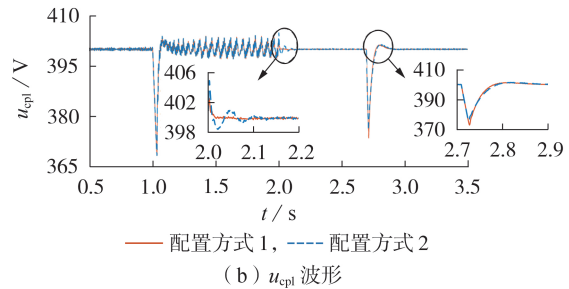
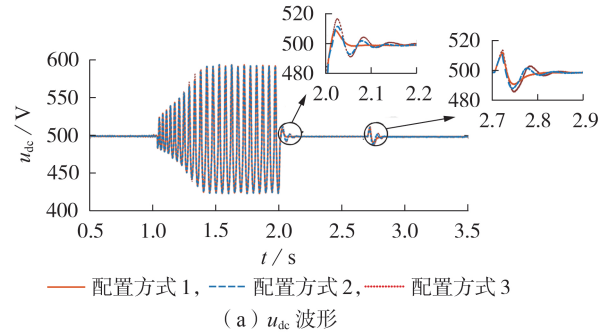


图8 加入状态反馈控制策略后的仿真波形

Fig.8 Simulative waveform after adding state feedback control strategy

图8(a)中,初始状态下阻性负荷 $P_L = 3$ kW,恒功率负荷 $P_{cpl} = 4$ kW,直流母线电压 u_{dc} 稳定于499.5 V;1 s时恒功率负荷增加至8 kW后直流电压出现振荡,振幅约为165 V;2 s时加入状态反馈控制,此时采用的2种配置方式均能使直流电压衰减振荡后恢复稳定运行状态;且在2.7 s时恒功率负荷增加至12 kW,采用附加控制策略仍能维持系统稳定运行。

从图8(a)中极点配置方式1、2的仿真波形对比看出,在欠阻尼配置方式下,系统由振荡失稳状态变为稳定运行状态。直流母线电压衰减振荡约0.15 s后恢复稳定。2.7 s时,衰减振荡0.15 s后恢复正常运行状态。2 s时加入临界阻尼的状态反馈控制,经0.05 s后无振荡地恢复至稳定状态,2.7 s时负荷增加,经0.1 s后无振荡地恢复至正常运行状态,且电压超调量更小。相比而言,临界阻尼的状态反馈控制超调量较小,过渡过程较快,动态特性较好。此外,为体现不同极点配置方式的影响,增加配置方式

3,极点设置如下: $\lambda_{1,2}=-50\pm j130$, $\lambda_{3,4}=-100\pm j140$, $\lambda_{5,6}=-150\pm j150$, $\lambda_7=-358.9$ 。相比于配置方式2,配置方式3中各极点的阻尼比更小,主导极点阻尼比减小为0.359,且虚部取值集中。在极点配置原则中,方式2的极点配置要优于方式3,受阻尼比减小和虚部取值的影响,方式3的超调量更大且调整时间更长。由于配置方式2的振荡抑制效果优于方式3,因此后续分析均只采用配置方式1和2。

图8(b)为 u_{cpl} 的动态响应波形。恒功率负荷侧电压稳定运行时为400 V,稳定运行时的恒功率负荷为4 kW。不加入控制策略时,突增负荷后电压失去稳定开始振荡。2 s时加入控制后的恒功率负荷侧电压从振荡状态恢复至正常运行状态。对应于2次功率突变,临界阻尼配置方式下系统分别经0.05 s与0.1 s后无振荡地恢复至正常运行状态,欠阻尼配置方式下系统分别经过2次0.15 s的衰减振荡恢复至稳定状态。根据上述分析,可以得出本文所设计的状态反馈控制方式对母线电压与负荷侧电压大幅度波动具备较好的阻尼能力。系统相应的功率和占空比波形图见附录C图C1。

4.2 单端控制与多端控制效果对比

目前,直流微电网的阻尼控制多附加于储能侧换流器的控制系统中。对应于多端状态反馈控制,可通过将状态变量反馈至储能侧换流器控制来实现单端状态反馈控制,但其无法发挥除储能侧外的其余换流器的控制潜力。为体现本文控制策略的优势,对单端状态反馈控制与多端状态反馈控制下母线电压 u_{dc} 和恒功率负荷侧电压 u_{cpl} 在负荷突增、突减1 kW情况下的动态响应进行对比,其仿真波形见图9。

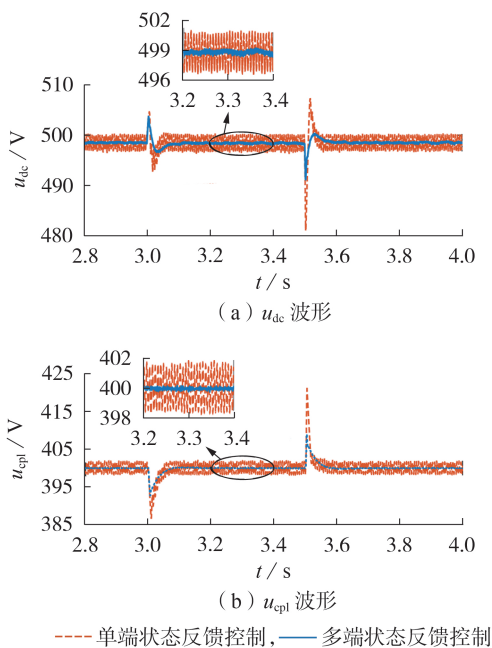


图9 电压仿真波形对比

Fig.9 Comparison of simulative waveforms of voltage

从图9(a)中可以看出,在储能侧施加状态反馈控制,负荷突变时的母线电压 u_{dc} 振荡幅度更大,突增负荷时的振荡幅值为13 V,突减负荷时的振荡幅值达到26 V,且稳定运行时有2.5 V的系统母线电压波动;在两侧施加状态反馈控制,突增负荷时的振荡幅值减小到8 V,突减负荷时振荡幅值减小到10 V,且母线电压波动为0.5 V。从图9(b)中可以看出,在储能侧施加状态反馈控制,负荷增加时 u_{cpl} 振幅为14 V,负荷降低时振幅为22 V,且稳态运行时的电压波动为3.6 V;在两侧施加状态反馈控制,突增负荷时的振荡幅值减小到7 V,突减负荷时振荡幅值减小到9 V,且稳态运行时电压波动很小。因此,与采用单端状态反馈相比,本文所提控制策略通过设计状态变量的选取方式,扩展了反馈控制的换流器数量,更有利于发挥直流微电网的阻尼控制潜力。此外,相应的稳定性分析与极限负载能力对比见附录C图C2。

4.3 不同控制方法对比

为了进一步说明所提控制方法的优越性,将其与文献[10-11]通过变下垂结构和文献[15-17]通过附加滤波器结构引入虚拟阻尼电阻的有源阻尼控制方法进行比较,设置1 s时增加4 kW负荷,2 s时启动附加控制,结果如图10所示。

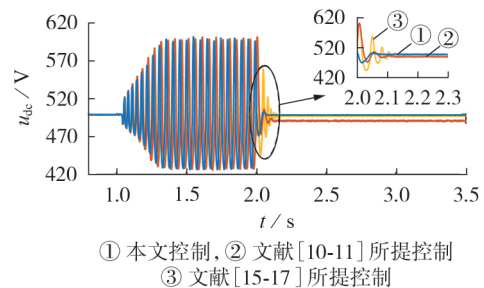


图10 不同控制方法对比

Fig.10 Comparison among different control methods

从图10中可以看出,采用滤波器结构引入虚拟阻抗实现有源阻尼的控制方法无稳态误差,但振荡衰减特性较差,调节时间较长;采用变下垂控制结构引入虚拟阻抗实现有源阻尼的控制方法的动态特性较好,超调量小且调节时间小,但是对下垂结构进行改进容易引起稳态误差。此外,在上述2种控制方法下,系统稳定运行时都存在明显的电压波动。从超调量、调节时间、稳态误差和电压波动方面可以看出,相比于参考文献[10-11,15-17]中的其他控制方法,本文所提控制方法更具优势,能够有效改善系统稳定性。

5 结论

本文针对含恒功率负荷直流微电网的电压动态稳定性问题,提出了多端状态反馈电压振荡控制技

术,进一步发挥了微电网中各端换流器抑制电压振荡的控制潜力。通过理论分析与仿真验证,得出以下结论。

(1)为分析直流微电网的电压振荡模式,本文建立了多端口耦合直流系统的小信号模型。根据系统特征根轨迹分析可知,不同端口的特征根的变化存在相互影响。因此,目前单端口的阻尼控制设计对于振荡状态的信息反馈仍有不足,多端控制将更有利于发挥其控制潜力。

(2)通过多端口模型的小扰动分析可知,可根据系统特征根的参与因子分析,设计振荡电压、电流反馈环节。在所提多端振荡状态控制中,将电压、电流振荡信号分别引入了储能、负荷侧换流器的占空比反馈环节之中,在多换流器并联模式下,快速抑制直流微电网的振荡。

(3)基于多端状态反馈控制,本文采用极点配置方式调节直流微电网的振荡模式,并对控制器参数进行了优化设计。稳定分析及仿真验证均表明,与单端控制相比,在储能、负荷侧多换流器并联反馈控制下,可进一步增强直流微电网阻尼振荡的能力。

在直流微电网的全维状态反馈控制中需要考虑各端口换流站的控制方式。在源-储-荷多端运行模式下,对于引入状态反馈控制优化系统的动态运行性能,可在本文研究基础上进一步探讨。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 李霞林,郭力,王成山,等. 直流微电网关键技术研究综述[J]. 中国电机工程学报,2016,36(1):2-17.
LI Xialin, GUO Li, WANG Chengshan, et al. Key technologies of DC microgrids: an overview[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(1): 2-17.
- [2] 黄森年,韩博文,朱革兰,等. 基于虚拟RC控制的直流微网多恒功率负载并联谐振抑制策略[J]. 高电压技术,2019,45(10):3173-3181.
HUANG Sennian, HAN Bowen, ZHU Gelan, et al. Suppression strategy for multi-CPL parallel resonance of DC microgrids based on virtual RC control[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(10): 3173-3181.
- [3] 杨翔宇,肖先勇,马俊鹏,等. 基于电感电流反馈的双向DC-DC变换器下垂控制[J]. 中国电机工程学报,2020,40(20):2638-2646.
YANG Xiangyu, XIAO Xianyong, MA Junpeng, et al. Droop control of bi-directional DC-DC converters based on inductive current feedback[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(20): 2638-2646.
- [4] 万千,夏成军,管霖,等. 含高渗透率分布式电源的独立微电网的稳定性研究综述[J]. 电网技术,2019,43(2):598-612.
WAN Qian, XIA Chengjun, GUAN Lin, et al. Review on stability of isolated microgrid with highly penetrated distributed generations[J]. Power System Technology, 2019, 43(2): 598-612.
- [5] 张学,裴玮,邓卫,等. 含恒功率负载的交直流混联配电系统稳定性分析[J]. 中国电机工程学报,2017,37(19):5572-5582.
ZHANG Xue, PEI Wei, DENG Wei, et al. Stability analysis of AC/DC hybrid distribution system with constant power loads [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(19): 5572-5582.
- [6] 付媛,邵馨玉,李浩. 直流配电网的暂态电压稳定控制策略[J/OL]. 高电压技术. [2020-10-26]. <https://doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20200040>.
- [7] BIAN Shenyiyang, XU Jinming, QIAN Qiang, et al. Design and analysis of different passive damping for grid-connected LCL filters to achieve desirable system performance [C]//International Power Electronics and Application Conference and Exposition. Shenzhen, China: IEEE, 2018: 1-6.
- [8] POTTY K, BAUER E, LI H, et al. Smart resistor: dynamic stabilization of constant power loads in DC microgrids with high bandwidth power converters and energy storage [C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. Tampa, USA: IEEE, 2017: 2795-2801.
- [9] 朱晓荣,李铮. 多换流器直流微电网稳定性分析[J/OL]. 电网技术. [2020-10-26]. <https://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2410.TM.20200706.0928.002.html>. DOI: 10.13335/j.1000-3673.pst.2020.0320.
- [10] 朱晓荣,孟欣欣. 直流微电网的稳定性分析及有源阻尼控制研究[J]. 高电压技术, 2020, 46(5): 1675-1686.
ZHU Xiaorong, MENG Xinxin. Stability analysis and research of active damping control method for DC microgrids [J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(5): 1675-1686.
- [11] 郭力,冯泽彬,李霞林. 直流微电网稳定性分析及阻尼控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(4): 927-935.
GUO Li, FENG Yibin, LI Xialin. Stability analysis and research of active damping method for DC microgrids [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(4): 927-935.
- [12] 李玉梅,查晓明,刘飞. 带恒功率负荷的直流微电网母线电压稳定控制策略[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(8): 57-61.
LI Yumei, ZHA Xiaoming, LIU Fei. Stability control strategy for DC microgrid with constant power load [J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(8): 57-61.
- [13] 李玉梅,查晓明,刘飞. 含有多个恒功率负荷的多源直流微电网振荡抑制研究[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(3): 40-46.
LI Yumei, ZHA Xiaoming, LIU Fei. Oscillation suppression of multi-source DC microgrid with multiple constant-power loads [J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(3): 40-46.
- [14] 赵学深,彭克,张新慧. 多端柔性直流配电系统主从控制模式下的稳定性与优化控制[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(2): 14-20.
ZHAO Xueshen, PENG Ke, ZHANG Xinhui. Stability and optimal control of multi-terminal flexible DC distribution system under master-slave control mode [J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(2): 14-20.
- [15] 朱晓荣,韩丹慧. 基于虚拟惯性控制的直流微电网稳定性分析及其改进方法[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(12): 121-127.
ZHU Xiaorong, HAN Danhui. Stability analysis of DC microgrid based on virtual inertia control and its improved method [J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(12): 121-127.
- [16] 林刚,李勇,王姿雅,等. 直流微网谐振模态分析及有源阻尼抑制方法[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(4): 119-125.
LIN Gang, LI Yong, WANG Ziya, et al. Electric power automation equipment resonance modal analysis and active damping suppression method for DC microgrid [J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(4): 119-125.
- [17] 贾鹏宇,李艳,郑琼林. 电压型级联系统中减小源变换器输出阻抗的有源阻尼控制方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(8): 71-82.
JIA Pengyu, LI Yan, ZHENG Trillion Q. An active damping method to reduce output impedance of converters in voltage

- source cascaded system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(8): 71-82.
- [18] 刘先正, 王兴成, 温家良, 等. 含新能源直流电网的状态反馈控制[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(14): 115-121.
LIU Xianzheng, WANG Xingcheng, WEN Jialiang, et al. State feedback control of DC grid with renewable energy[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(14): 115-121.
- [19] 倪斌业, 向往, 鲁晓军, 等. 基于状态反馈附加阻尼控制的柔性直流电网抑制低频振荡[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(3): 45-50.
NI Binye, XIANG Wang, LU Xiaojun, et al. Low-frequency oscillation suppression using flexible DC grid based on state feedback supplementary damping control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(3): 45-50.
- [20] 杨忠林, 查晓明, 孙建军, 等. 基于线性状态反馈的直流微电网稳定方法[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(11): 27-32.
YANG Zhonglin, ZHA Xiaoming, SUN Jianjun, et al. DC microgrid stabilization based on linear state feedback[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(11): 27-32.
- [21] 谢文强, 韩民晓, 严稳利, 等. 考虑恒功率负荷特性的直流微电网分级稳定控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(16): 3430-3443.
XIE Wenqiang, HAN Minxiao, YAN Wenli, et al. Hierarchical stability control strategy of DC micro-grid considering constant power load performance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(16): 3430-3443.
- [22] 支娜, 张辉, 肖曦, 等. 分布式控制的直流微电网系统级稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(2): 368-378.
ZHI Na, ZHANG Hui, XIAO Xi, et al. System-level stability analysis of DC microgrid with distributed control strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(2): 368-378.
- [23] 谢克明. 现代控制理论[M]. 北京: 北京工业大学出版社, 1997: 198-207.
- [24] 倪以信, 陈寿孙, 张宝霖. 动态电力系统的理论和分析[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002: 260-270.

作者简介:



付媛

付媛(1982—),女,黑龙江绥化人,副教授,博士,主要研究方向为新能源发电控制技术(**E-mail**: fuyuan8000@163.com);

王耀铎(1996—),男,河北石家庄人,硕士研究生,主要研究方向为直流微电网的控制方式(**E-mail**: 2421822246@qq.com);

张祥宇(1984—),男,河南商丘人,副教授,博士,主要研究方向为新能源发电与智能电网应用(**E-mail**: zh.xy.sq@163.com)。

(编辑 李玮)

State feedback voltage oscillation control technology of DC microgrid with constant power load

FU Yuan, WANG Yaoduo, ZHANG Xiangyu

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources, North China Electric Power University, Baoding 071003, China)

Abstract: Under the existing power control mode, the negative impedance characteristics of new energy generation and constant power load-side converter after disturbance greatly increase the risk of DC voltage oscillation instability. For that, the small-disturbance linearized state equation of two-terminal DC microgrid with constant power load is firstly derived to solve the problem of DC voltage oscillation instability. Secondly, the oscillation current and voltage are selected as adjustable control parameters by the coordination of participation factors for each state variable, which are introduced into the duty cycle feedback link of energy storage converter and constant power load converter respectively, so that the multi-terminal DC voltage oscillation control method based on state feedback is proposed. Thirdly, the root locus and Bode diagram are used to analyze the variation law of stability margin for DC microgrid with additional state feedback voltage oscillation control technology, which provides the basis for control parameter design. Finally, a time-domain simulation system is built to verify that the proposed control method can effectively suppress the voltage oscillation of DC microgrid and significantly improve the system dynamic stability.

Key words: DC microgrid; voltage oscillation; participation factor; state feedback; pole placement

附录

附录 A

在图 2 对应的直流电网模型中引入所提状态反馈控制后状态空间表达式为：

$$\left\{ \begin{array}{l} L_B \frac{di_{LB}}{dt} = u_s - (1 - d_B)u_{dc} - R_B i_{LB} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = (1 - d_B)i_{LB} - i_o, i_o = \frac{u_{dc}}{R_L} + d_{cpl} i_{cpl1} \\ L_{cpl} \frac{di_{cpl1}}{dt} = d_{cpl} u_{dc} - u_{cpl}, C_{cpl} \frac{du_{cpl}}{dt} = i_{cpl1} - \frac{P_{cpl}}{u_{cpl}} \\ d_B' = \left[(u_{ref} - u_{dc}) \frac{1}{k_B} - I_{LB} \right] k_{pm} + k_{im} m \\ \frac{dm}{dt} = (u_{ref} - u_{dc}) \frac{1}{k_B} - I_{LB}, \frac{dn_1}{dt} = u_{ref} - u_{cpl} \\ \frac{dn_2}{dt} = k_{in1} n_1 + k_{pn1} (u_{ref} - u_{cpl}) - i_{cpl2} \\ d_{cpl}' = k_{in2} n_2 + k_{pn2} [k_{in1} n_1 + k_{pn1} (u_{ref} - u_{cpl}) - i_{cpl2}] \\ \Delta d_B = k_{iB} \Delta i_{LB} + k_{uB1} \Delta u_{dc} + k_{uC1} \Delta u_{cpl} \\ \Delta d_{cpl} = k_{iC} \Delta i_{cpl1} + k_{uB2} \Delta u_{dc} + k_{uC2} \Delta u_{cpl} \\ d_B = d_B' - \Delta d_B, d_{cpl} = d_{cpl}' - \Delta d_{cpl} \end{array} \right. \quad (A1)$$

其中， $k_B' = u_s / U_{dc} k_B$

状态空间表达式中的系统矩阵各元素对应于式(A2)，其中带上标撇的变量对应于附加控制后的控制策略变化量。

$$\left\{ \begin{array}{l} a_{11} = (-k_{pm} U_{dc} - R_B) / L_B, a_{12} = -((1 - D_B) + k_{pm} U_{dc} / k_B') \\ a_{15} = k_{im} U_{dc} / L_B, a_{21} = [(1 - D_B) + k_{pm} I_{LB}] / C \\ a_{22} = (-1 / R_L + k_{pm} I_{LB} / k_B') / C, a_{23} = -D_{cpl} / C \\ a_{24} = (k_{pn1} + P_{cpl} / U_{cpl}^2) k_{pn2} I_{cpl1} / C \\ a_{25} = -k_{im} I_{LB} / C, a_{26} = -k_{in1} k_{pn2} I_{cpl1} / C \\ a_{27} = -k_{in2} I_{cpl1} / C, a_{32} = D_{cpl} / L_{cpl} \\ a_{34} = [(P_{cpl} / U_{cpl}^2 - k_{pn1}) k_{pn2} U_{dc} - 1] / L_{cpl} \\ a_{36} = k_{pn2} k_{in1} U_{dc} / L_{cpl}, a_{37} = k_{in2} U_{dc} / L_{cpl} \\ a_{43} = 1 / C_{cpl}, a_{44} = P_{cpl} / (C_{cpl} U_{cpl}^2) \\ a_{51} = -1, a_{52} = -1 / k_B', a_{64} = -1 \\ a_{74} = -k_{pn1} + P_{cpl} / U_{cpl}^2, a_{76} = k_{in1} \\ a_{11}' = -k_{iB} U_{dc} / L_B, a_{12}' = -k_{uB1} U_{dc} / L_B \\ a_{14}' = -k_{uC1} U_{dc} / L_B, a_{21}' = k_{iB} I_{LB} / C \\ a_{22}' = (k_{uB1} I_{LB} + k_{uB2} I_{cpl1}) / C, a_{23}' = k_{iC} I_{cpl1} / C \\ a_{24}' = (k_{uC2} I_{cpl1} + k_{uC1} I_{LB}) / C \\ a_{32}' = -k_{uB2} U_{dc} / L_{cpl} \\ a_{33}' = -k_{iC} U_{dc} / L_{cpl}, a_{34}' = -k_{uC2} U_{dc} / L_{cpl} \end{array} \right. \quad (A2)$$

附录 B

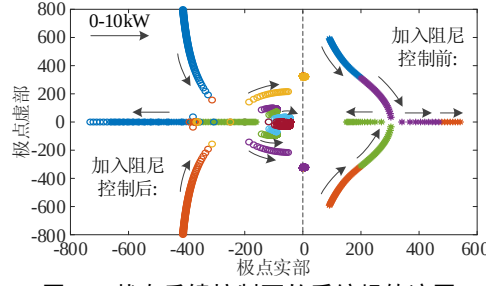


图 B1 状态反馈控制下的系统根轨迹图

Fig.B1 System root locus diagram under state feedback control

两端换流器结构中，蓄电池侧换流器采用下垂控制方式，对其进行小信号线性化表示如下：

$$\begin{cases} s\Delta m = \frac{\Delta u_{\text{ref}} - \Delta u_{\text{dc}}/U_{\text{dc}}}{k_B} - \frac{\Delta i_{\text{LB}}}{I_{\text{LB}}} \\ \Delta d_B = (k_{\text{pm}}s + k_{\text{im}})\Delta m \end{cases} \quad (\text{B1})$$

各变量间的传递函数表示如下：

$$G_{m1} = \frac{\Delta m}{\Delta u_{\text{ref}}}, G_{m2} = \frac{\Delta m}{\Delta u_{\text{dc}}}, G_{m3} = \frac{\Delta m}{\Delta i_{\text{LB}}}, G_B = \frac{\Delta d_B}{\Delta m} \quad (\text{B2})$$

恒功率负荷侧换流器采用定电压控制方式，对其进行小信号线性化表示如下：

$$\begin{cases} \Delta d_{\text{cpl}} = (k_{\text{pn2}}s + k_{\text{in2}})\Delta n_2, s\Delta n_1 = \Delta u_{\text{ref}} - \frac{\Delta u_{\text{cpl}}}{U_{\text{cpl}}} \\ s\Delta n_2 = (k_{\text{pn1}}s + k_{\text{in1}})\Delta n_1 + \frac{P_{\text{cpl}}}{U_{\text{cpl}}} \frac{\Delta u_{\text{cpl}}}{I_{\text{cpl2}}} \end{cases} \quad (\text{B3})$$

各变量间的传递函数表示如下：

$$G_{n1} = \frac{\Delta n_1}{\Delta u_{\text{ref}}}, G_{n2} = \frac{\Delta n_1}{\Delta u_{\text{cpl}}}, G_{n11} = \frac{\Delta n_2}{\Delta n_1}, G_{n12} = \frac{\Delta n_2}{\Delta u_{\text{cpl}}}, G_{\text{cpl}} = \frac{\Delta d_{\text{cpl}}}{\Delta n_2} \quad (\text{B4})$$

为得到小信号控制框图，将式(A1)的电路结构线性化，可得系统小信号模型为：

$$\begin{cases} (L_B s + R_B)\Delta i_{\text{LB}} = \Delta u_s - (1 - D_B)\Delta u_{\text{dc}} + \Delta d_B U_{\text{dc}} \\ (Cs + \frac{1}{R_L})\Delta u_{\text{dc}} = \\ (1 - D_B)\Delta i_{\text{LB}} - I_{\text{LB}}\Delta d_B - D_{\text{cpl}}\Delta i_{\text{cpl1}} - I_{\text{cpl1}}\Delta d_{\text{cpl}} \\ L_{\text{cpl}}s\Delta i_{\text{cpl1}} = U_{\text{dc}}\Delta d_{\text{cpl}} + D_{\text{cpl}}\Delta u_{\text{dc}} - \Delta u_{\text{cpl}} \\ (C_{\text{cpl}}s - \frac{P_{\text{cpl}}}{U_{\text{cpl}}})\Delta u_{\text{cpl}} = \Delta i_{\text{cpl1}} \end{cases} \quad (\text{B5})$$

不同变量之间的传递函数如下：

$$\begin{aligned} G_{\text{ib1}} &= \Delta i_{\text{LB}}/\Delta d_B, G_{\text{ib2}} = \Delta i_{\text{LB}}/\Delta u_{\text{dc}} \\ G_{\text{ib3}} &= \Delta i_{\text{LB}}/\Delta u_s, G_{\text{ub1}} = \Delta u_{\text{dc}}/\Delta i_{\text{LB}} \\ G_{\text{ub2}} &= \Delta u_{\text{dc}}/\Delta i_{\text{cpl1}}, G_{\text{ub3}} = \Delta u_{\text{dc}}/\Delta d_B \\ G_{\text{ub4}} &= \Delta u_{\text{dc}}/\Delta d_{\text{cpl}}, G_{\text{ic1}} = \Delta i_{\text{cpl1}}/\Delta u_{\text{dc}} \\ G_{\text{ic2}} &= \Delta i_{\text{cpl1}}/\Delta u_{\text{cpl}}, G_{\text{ic3}} = \Delta i_{\text{cpl1}}/\Delta d_{\text{cpl}} \\ G_{\text{uc1}} &= \Delta u_{\text{cpl}}/\Delta i_{\text{cpl1}} \end{aligned} \quad (\text{B6})$$

则对应的小信号控制框图如图 B2 所示。

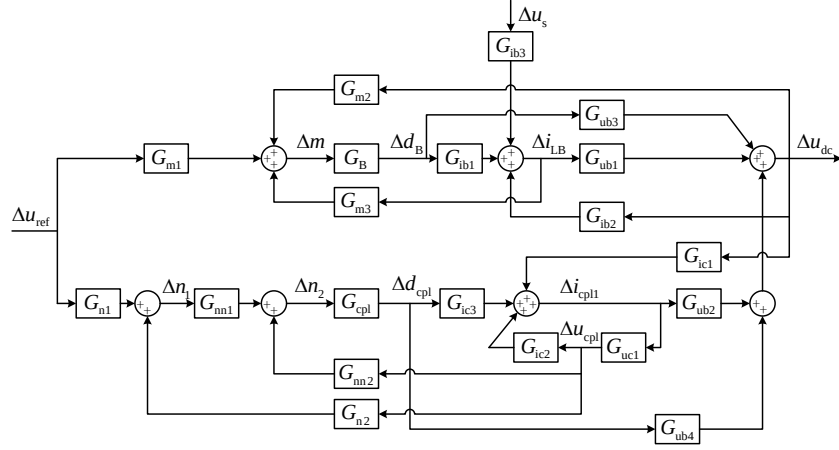


图 B2 小信号控制框图

Fig.B2 Small signal control block diagram

根据式(1)，对加入本文所提的状态反馈控制方式后的控制策略线性化，可得出其小信号模型为：

$$\begin{cases} s\Delta m = \frac{\Delta u_{\text{ref}} - \Delta u_{\text{dc}}/U_{\text{dc}}}{k_B} - \frac{\Delta i_{\text{LB}}}{I_{\text{LB}}} \\ \Delta d_B = (k_{\text{pm}}s + k_{\text{im}})\Delta m - \\ k_{\text{iB}}\Delta i_{\text{LB}} - k_{\text{uB1}}\Delta u_{\text{dc}} - k_{\text{uC1}}\Delta u_{\text{cpl}} \\ s\Delta n_1 = \Delta u_{\text{ref}} - \frac{\Delta u_{\text{cpl}}}{U_{\text{cpl}}} \\ s\Delta n_2 = (k_{\text{pn1}}s + k_{\text{in1}})\Delta n_1 + \frac{P_{\text{cpl}}}{U_{\text{cpl}}^2} \frac{\Delta u_{\text{cpl}}}{I_{\text{cpl2}}} \\ \Delta d_{\text{cpl}} = (k_{\text{pn2}}s + k_{\text{in2}})\Delta n_2 - \\ k_{\text{iC}}\Delta i_{\text{cpl1}} - k_{\text{uB2}}\Delta u_{\text{dc}} - k_{\text{uC2}}\Delta u_{\text{cpl}} \end{cases} \quad (\text{B7})$$

各变量之间的传递函数对应如下：

$$\begin{aligned} G_{b1} &= \Delta m / \Delta u_{\text{ref}}, G_{b2} = \Delta m / \Delta u_{\text{dc}}, G_{b3} = \Delta m / \Delta i_{\text{LB}} \\ G_{dB1} &= \Delta d_B / \Delta m, G_{dB2} = \Delta d_B / \Delta i_{\text{LB}}, G_{dB3} = \Delta d_B / \Delta u_{\text{dc}} \\ G_{dB4} &= \Delta d_B / \Delta u_{\text{cpl}}, G_{c1} = \Delta n_1 / \Delta u_{\text{ref}}, G_{c2} = \Delta n_1 / \Delta u_{\text{cpl}} \\ G_{nc1} &= \Delta n_2 / \Delta n_1, G_{nc2} = \Delta n_2 / \Delta u_{\text{cpl}} \\ G_{dcpl1} &= \Delta d_{\text{cpl}} / \Delta n_2, G_{dcpl2} = \Delta d_{\text{cpl}} / \Delta i_{\text{cpl1}} \\ G_{dcpl3} &= \Delta d_{\text{cpl}} / \Delta u_{\text{dc}}, G_{dcpl4} = \Delta d_{\text{cpl}} / \Delta u_{\text{cpl}} \end{aligned} \quad (\text{B8})$$

由此可计算出直流母线电压 Δu_{dc} 和参考电压 Δu_{ref} 的闭环传递函数 G_{CL} 为：

$$G_{\text{CL}} = \frac{\Delta u_{\text{dc}}}{\Delta u_{\text{ref}}} = \frac{\sum_{i=1}^4 P_i \Delta_i}{1 - T_a + T_b} \quad (\text{B9})$$

$$\begin{aligned} P_1 &= G_{b1} G_{dB1} G_{ib1} G_{ub1} \\ P_2 &= G_{b1} G_{dB1} G_{ub3} \\ P_3 &= G_{c1} G_{nc1} G_{dcpl1} G_{ic3} G_{ub2} \\ P_4 &= G_{c1} G_{nc1} G_{dcpl1} G_{ub4} \end{aligned} \quad (\text{B10})$$

$$\begin{aligned} A_1 &= A_2 = 1 - (G_2 - G_{14} - G_{15} - G_{17}) \\ A_3 &= A_4 = 1 - (G_1 - G_3) \end{aligned} \quad (\text{B11})$$

$$T_a = \prod_{i=1}^{17} G_i \quad (\text{B12})$$

$$T_b = G_1 \sum_{i=10}^{17} G_i + G_2 \sum_{\substack{i \neq 14,15 \\ i=10}}^{16} G_i + \quad (B13)$$

$$G_4 \sum_{i=10}^{17} G_i + G_5 \sum_{\substack{i \neq 14,15 \\ i=10}}^{16} G_i + G_6 \sum_{\substack{i \neq 14,15 \\ i=10}}^{16} G_i$$

$$\begin{aligned} G_1 &= G_{dB1} G_{ib1} G_{b3}, G_2 = G_{dB1} G_{ib1} G_{ub1} G_{b2} \\ G_3 &= G_{ib1} G_{dB2}, G_4 = G_{dB1} G_{ub3} G_{b3} \\ G_5 &= G_{ib1} G_{ub1} G_{dB3}, G_6 = G_{ub3} G_{dB3} \\ G_7 &= G_{ib1} G_{ub1} G_{ic1} G_{uc1} G_{dB4}, G_8 = G_{ub3} G_{ic1} G_{uc1} G_{dB4} \\ G_9 &= G_{ub1} G_{ib2}, G_{10} = G_{nc1} G_{dcpl1} G_{ic3} G_{uc1} G_{c2} \\ G_{11} &= G_{dcpl1} G_{ic3} G_{uc1} G_{nc2}, G_{12} = G_{ic3} G_{uc1} G_{dcpl4} \\ G_{13} &= G_{ic3} G_{dcpl2}, G_{14} = G_{ic3} G_{ub2} G_{dcpl3} \\ G_{15} &= G_{ub4} G_{dcpl3}, G_{16} = G_{uc1} G_{ic2}, G_{17} = G_{ub2} G_{ic1} \end{aligned} \quad (B14)$$

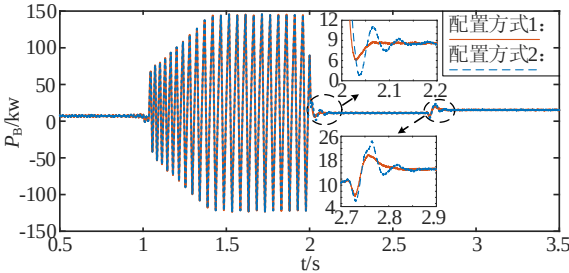
由式(B9)可以看出，传递函数 G_{CL} 包含了储能、负荷两端换流器间的耦合关系及控制策略。因此，基于传递函数 G_{CL} 的 **Bode** 图可用于评估多端状态反馈控制对直流微电网电压动态特性的影响。

表 C1 系统参数

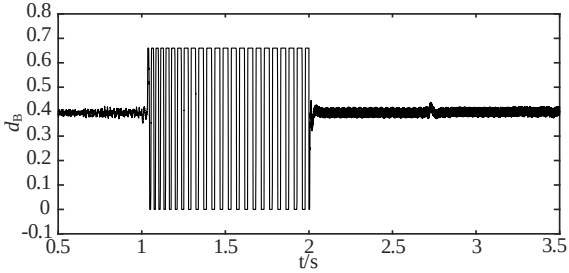
Table C1 System parameters

端口	参数	数值
储能侧	U_{dc}/V	500
	R_B/Ω	0.1
	C/mF	2
	k_{pm}	0.1
	U_s/V	300
	I_{LB}/A	36.67
	L_B/mH	5
	k_B	100
阻性负荷侧	k_{im}	5
	R_L/Ω	83.3
	U_{cpl}/V	400
	L_{cpl}/mH	2
	k_{pn1}	1
	k_{in1}	200
	P_{cpl}/kW	1.2
	I_{cpl1}/A	5
	$C_{cpl}/\mu F$	20000
	k_{pn2}	9
	k_{in2}	300

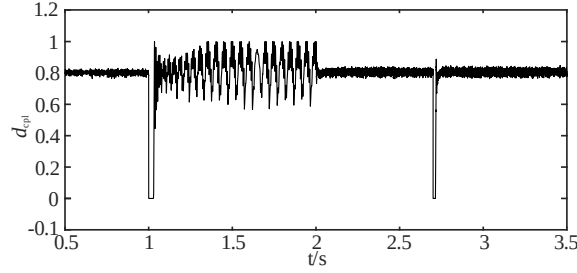
注：大写电压、电流变量为相应变量的稳态值。



(a) 蓄电池输出功率 P_B 波形图



(b) 占空比 d_B 波形图

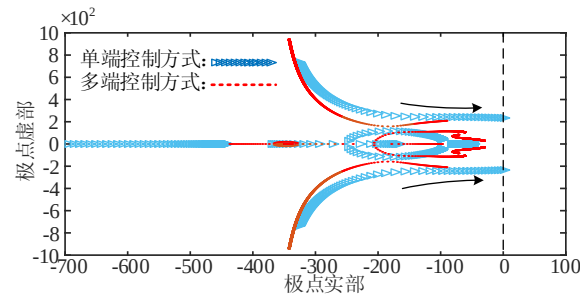


(c) 占空比 d_{cpi} 波形图

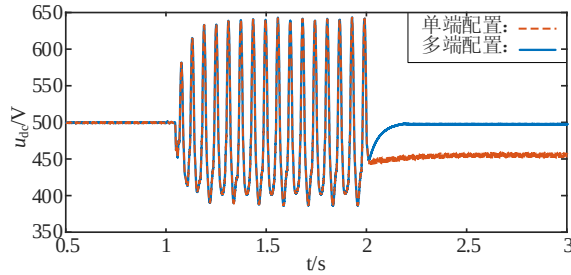
图 C1 加入控制后的仿真波形

Fig.C1 Simulative waveform after adding control

图 C1(a)中, 1~2 s 时系统稳定裕度不足, 储能侧功率输出波动较大, 加入状态反馈控制后恢复功率平衡状态。由此可知所提状态反馈控制器有效抑制了系统振荡, 且系统稳定运行点未发生改变。



(a) 两种控制结构下的根轨迹图对比



(b) 负荷突增至 22kW 时 u_{dc} 对比波形图

图 C2 直流电压仿真波形对比

Fig.C2 DC voltage simulation waveform comparison

系统在极限运行情况下的根轨迹对比如附录 C 图 C2(a)所示, 在单端施加状态反馈控制情况下恒功率负荷由 0 增长至 18.68 kW 时, 主导极点进入右半平面系统失稳。当多端施加控制且运行功率增长至 25 kW 时, 系统仍处于稳定状态。这反映出多端状态反馈控制的稳定裕度更高。图 C2(b)则通过时域仿真证明当恒功率负荷从 4 kW 突变至 22 kW 时, 储能侧施加状态反馈的阻尼控制失效, 母线电压从 499.5 V 降至 450 V。采用本文所提控制策略时, 正常运行电压依然能够维持在 499 V。