

基于直流内电势控制的 MMC 多端直流输电系统 最优下垂控制

杨文博¹, 宋强¹, 朱喆², 李建国¹, 许树楷², 刘文华¹

(1. 清华大学 电机系 电力系统及发电设备控制和仿真国家重点实验室, 北京 100084;

2. 南方电网科学研究院, 广东 广州 510080)

摘要: 基于模块化多电平换流器(MMC)的直流内电势直接控制方法提出了一种新型的 MMC 多端直流输电系统下垂控制策略。该控制策略在直流电压控制站实现直流内电势-直流电流的下垂特性,并在功率控制站实现对直流电流和电容电压的闭环控制。基于对频域响应特性的分析给出了该控制策略的优化控制参数设计方法。仿真证明了所提控制策略的可行性和有效性。

关键词: 直流输电; 模块化多电平换流器; 多端直流输电; 下垂控制; 直流内电势直接控制

中图分类号: TM 721.1

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.10.008

0 引言

基于电压源换流器的直流输电系统是解决异步联网和大规模新能源接入等问题的极有前景的新型输电技术^[1-3],并已经向多端和直流网络方向发展。模块化多电平换流器 MMC (Modular Multilevel Converter) 也极大推动了电压源型直流输电技术的发展^[4-6]。下垂控制可以在不依靠站间高速通信的情况下实现大量换流站的稳定并联运行,同时十分容易扩展,因此被认为是一种非常适合于多端直流输电系统和直流电网的系统级控制策略,并得到了广泛的研究^[7-13]。

在多端直流系统或直流网络中,负荷或者风电场功率的变化将带来持续的扰动。如果多端直流系统中存在着谐振点,那么扰动中接近谐振频率的分量将被放大,导致在系统中出现较大的电压或电流的振荡,给多端直流系统的稳定运行带来较大威胁,因此通过对下垂控制进行优化以提升多端直流系统的稳定性已经得到了广泛的研究。文献[8]建立了描述直流电网的一阶线性微分方程组,并基于频域分析法研究了直流电网下垂系数的选取方法。文献[10]建立了描述直流电网的线性变参数模型,并通过线性矩阵不等式(LMI)优化方法求解最优的下垂系数。文献[11]通过仿真研究了几种不同配置方式的电压下垂控制与主从裕度控制混合的控制方式的控制效果。

但是,现有的关于下垂控制优化的研究多是在常规的站级控制方法下多端系统的特性的基础上进行的;但站级控制方法本身会显著影响电压源换流器的直流端口电压动态特性,而换流器的直流端口电压动态特性对于多端直流系统的频率响应特性具有关键性影响^[14-16]。对于常规的两电平换流器和三电平换流器,直流电容的存在对电压控制的响应速度会产生不利影响,并且可能导致直流电容和输电线路之间的谐振^[17]。MMC 虽然在总的直流端口上并不存在电容,但现有控制方法中仍是通过控制子模块电容电压实现直流端口电压控制,直流电压控制等效电路中仍存在等效电容。由于 MMC 所需直流电容容量更大,因此若仍采用常规直流电压控制方式,所带来的影响将更大。

MMC 的 6 个桥臂的输出电压可独立控制,具有更大的控制自由度,这使得在更好的换流器直流端口电压动态特性的基础上设计下垂控制成为可能。在 MMC 的直流端口电压控制方面,本文基于直流内电势的定义,对 MMC 的直流内电势实现直接控制,使 MMC 直流端口电压控制与子模块电容电压解耦,可以实现对 MMC 直流端口电压的快速直接控制,并消除 MMC 直流端口的电容特性。之后对于 MMC 站级采用直流内电势直接控制的多端直流网络,本文建立了其下垂控制模型,并以扰动增益最小为目标提出了最优下垂系数的计算方法。对一个四端系统实例的仿真证明了通过直流内电势的直接控制和最优下垂系数的选择,可以有效提高多端直流系统的暂态响应速度,以及有效抑制暂态过程中的振荡。

1 基于内电势的 MMC 控制模型

MMC 的主电路结构如图 1 所示,假设图 1 中交

收稿日期:2015-08-31;修回日期:2016-08-08
基金项目:国家高技术研究发展计划(863 计划)资助项目(2011-AA05A102)
Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China(863 Program)(2011AA05-A102)

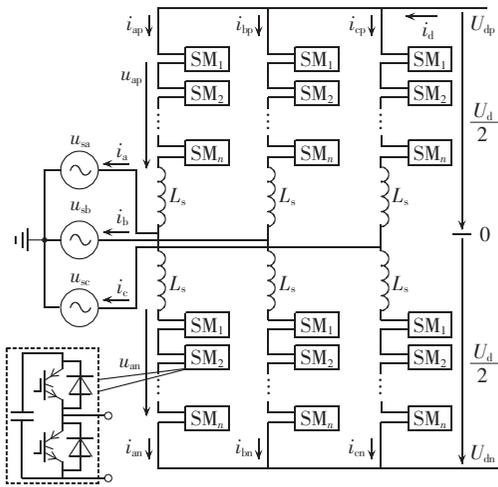


图 1 MMC 主电路结构
Fig.1 Main circuit of MMC

流电网中与 MMC 直流侧等效中点等电位,忽略桥臂电阻,以 MMC 的 6 个桥臂电流为状态量,可以得到 MMC 的数学模型方程如式(1)所示。通过式(1)可以知道,可以利用 6 个桥臂输出电压 $u_{ap}, u_{an}, u_{bp}, u_{bn}, u_{cp}, u_{cn}$ 对 6 个桥臂电流 $i_{ap}, i_{an}, i_{bp}, i_{bn}, i_{cp}, i_{cn}$ 进行控制。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{an} \\ i_{bp} \\ i_{bn} \\ i_{cp} \\ i_{cn} \end{bmatrix} = -\frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_{ap} \\ u_{an} \\ u_{bp} \\ u_{bn} \\ u_{cp} \\ u_{cn} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \\ U_d/2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

本节引入一种基于直流内电势的控制方法。将式(1)中的 6 个桥臂电流变换为使用 3 个交流端口电流分量 i_a, i_b, i_c , 1 个直流端口电流分量 i_d 和 2 个内部环流分量 i_{cira}, i_{cirb} 表示,变换方式如式(2)所示。

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_{cira} \\ i_{cirb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 \\ 1/3 & 1/3 & -1/6 & -1/6 & -1/6 & -1/6 \\ -1/6 & -1/6 & 1/3 & 1/3 & -1/6 & -1/6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{an} \\ i_{bp} \\ i_{bn} \\ i_{cp} \\ i_{cn} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中,直流端口电流分量定义为 MMC 直流正极端口流入电流与负极端口流出电流的共模分量,而差模分量在变换中由 i_a, i_b, i_c 之和体现,并且在实际运行中不存在;内部环流分量则定义为上下桥臂的共模电流减去在三相平均分配的直流端口电流后剩余的电流分量,并由于三相的内部环流不独立,在变换中仅包含 a、b 两相的内部环流分量。

对式(2)进行两侧求导,并将式(1)代入,可以整理得到与各电流分量相对应的各内电势分量与桥臂

输出电压间的关系:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ e_d \\ e_{cira} \\ e_{cirb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/2 & 1/2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/2 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/2 & 1/2 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 & 1/3 & 1/3 & 1/3 \\ -1 & -1 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & 1/2 & -1 & -1 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ap} \\ u_{an} \\ u_{bp} \\ u_{bn} \\ u_{cp} \\ u_{cn} \end{bmatrix} \quad (3)$$

在将式(1)中的桥臂电流和桥臂输出电压按式(2)、式(3)中的关系变换为各端口电流分量、内部环流分量与相应的内电势分量后,式(1)可以变换和分解为式(4)、(5)、(6)。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s/2} \begin{bmatrix} e_a - u_{sa} \\ e_b - u_{sb} \\ e_c - u_{sc} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cira} \\ i_{cirb} \end{bmatrix} = \frac{1}{3L_s} \begin{bmatrix} e_{cira} \\ e_{cirb} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{2L_s/3} (U_d - e_d) \quad (6)$$

依据式(4)、(5)、(6)即可通过 3 组内电势对交流端口、直流端口和内部环流实现解耦的控制,由相应控制环节计算得到的内电势参考值可以通过式(3)的逆变换变为桥臂输出电压的参考值并进行调制输出。本文主要关注通过式(6)实现直流内电势的直接控制。根据式(6)容易知道直流内电势直接控制下 MMC 的直流侧等效电路如图 2 所示,通过对 e_d 的直接控制,可以使 MMC 在直流侧不出现桥臂电容导致的等效直流电容,能够有效提升 MMC 的直流侧响应速度,为实现更高性能的系统级控制提供基础。

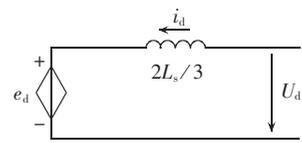


图 2 直流内电势直接控制下 MMC 直流侧等效电路
Fig.2 DC-side equivalent circuit of MMC under direct DC internal potential control

2 基于直流内电势控制方法的多端直流输电系统下垂控制模型

根据换流器在直流网络中的运行方式,本文将换流器分为电压节点 MMC 和功率节点 MMC 2 类。电压节点 MMC 通过调节交流侧有功功率来维持直流线路电压,例如接入交流电网的受端换流器;功率节点 MMC 连接负荷或风力发电场等,功率取决于所连接的负荷或电源。本节分别对电压节点 MMC 和功率节点 MMC 进行建模,并建立直流网络模型及最优下垂控制模型。

2.1 电压节点 MMC 的建模

在第 1 节所描述的直流内电势直接控制方法下,MMC 的直流内电势和桥臂子模块电容电压是可以分别解耦控制的。因此对于电压节点 MMC,可以通过 MMC 交流侧有功控制环保持桥臂总电容电压(各桥臂所有子模块电容电压之和)恒定;并且在直流侧不考虑子模块电容电压的动态过程,直接建模为串联有等效电感的受控直流电压源。对于与直流网络节点 i 连接的电压节点换流器 j ,其直流侧等效电路如图 3 所示,描述其动态过程的微分方程如式(7)所示。

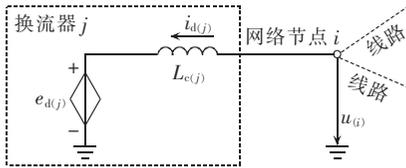


图 3 电压节点 MMC 的直流侧等效电路
Fig.3 DC-side equivalent circuit of MMC at voltage control node

$$\frac{d}{dt} i_{d(j)} = \frac{1}{L_{c(j)}} (u_{(i)} - e_{d(j)}) \quad (7)$$

其中, $e_{d(j)}$ 、 $i_{d(j)}$ 和 $L_{c(j)}$ 分别为换流器 j 的直流内电势、直流端口电流和直流侧等效电感,记换流器桥臂电感为 L_s ,有 $L_{c(j)} = 2L_s/3$; $u_{(i)}$ 为网络节点 i 的电压。

当电压节点 MMC 使用下垂控制时,有:

$$e_{d(j)} = E_d^* + k_{dr} i_{d(j)} \quad (8)$$

其中, E_d^* 和 k_{dr} 分别为下垂控制的基准值和斜率。

2.2 功率节点 MMC 的建模

功率节点 MMC 的交流端口功率由所连接的负载或电源决定,并需通过调节直流端口功率来维持桥臂总电容电压在可接受的范围。因此对于功率节点 MMC,所建立的换流器直流端口等效模型需考虑桥臂电容电压的动态过程。对于与节点 i 连接的功率节点换流器 j ,其直流侧等效电路如图 4 所示,描述其动态过程的微分方程如式(9)所示。

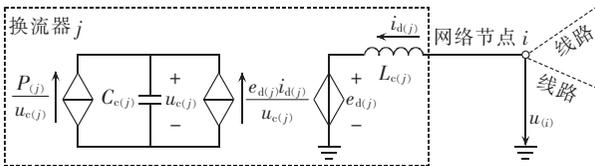


图 4 功率节点 MMC 的直流侧等效电路
Fig.4 DC-side equivalent circuit of MMC at power control node

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{d(j)} &= \frac{1}{L_{c(j)}} (u_{(i)} - e_{d(j)}) \\ \frac{d}{dt} u_{c(j)} &= \frac{1}{C_{c(j)}} \left(\frac{P_{(j)}}{u_{c(j)}} + \frac{e_{d(j)} i_{d(j)}}{u_{c(j)}} \right) \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $P_{(j)}$ 为换流器 j 从交流端口吸收的有功功率; $C_{c(j)}$ 为直流等效电容,对每个桥臂有 N 个子模块、每

个子模块电容为 C 的换流器有 $C_{c(j)} = 6C/N$ 。

式(9)的 $u_{c(j)}$ 方程中包含非线性关系,为方便分析,可以对其在一个稳态点处线性化,并认为 $e_{d(j)} \approx u_{c(j)}$,将其简化为:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{d(j)} &= \frac{1}{L_{c(j)}} (u_{(i)} - e_{d(j)}) \\ \frac{d}{dt} u_{c(j)} &= \frac{1}{C_{c(j)}} \left(\frac{P_{(j)}}{u_{c(j)}} + i_{d(j)} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $u_{c(j)}$ 为线性化点的电容电压。

对于功率节点 MMC 需要对电容电压实现闭环控制,有:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} u_{ic(j)} &= U_c^* - u_{c(j)} \\ i_{d(j)}^* &= k_p (U_c^* - u_{c(j)} + k_i u_{ic(j)}) \\ e_{d(j)} &= E_d^* + k_{p2} (i_{d(j)} - i_{d(j)}^*) \end{aligned} \quad (11)$$

其中, $u_{ic(j)}$ 为电容电压控制的积分部分; k_p 和 k_i 分别为电容电压控制的比例系数和积分系数; k_{p2} 和 E_d^* 分别为直流端口电流控制的比例系数和输出基准电压; U_c^* 为平均桥臂总电容电压参考值。

2.3 多端直流输电网络的建模

直流网络由若干条直流线路组成,线路可以使用 π 形等值电路进行表示。为减少最终建立的模型中的状态变量,建模按照网络的节点和支路而非实际的线路进行。

换流器与线路的连接点或若干线路的汇集点均可视作直流网络中的节点,每个节点建模为一个对地的电容,容值为连接到这一节点的所有线路 π 形等值电路一端的对地电容之和。对于直流网络中与集合 B 中支路相连、支路 b 注入电流为 i_b 的节点 i ,其等效电路如图 5 所示,有:

$$\frac{d}{dt} u_{(i)} = \frac{1}{C_{(i)}} \sum_{b \in B} i_b \quad (12)$$

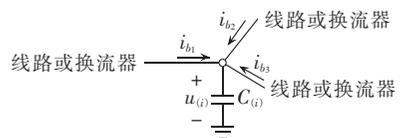


图 5 网络节点等效电路
Fig.5 Equivalent circuit of node

对于连接网络中节点 i_1 和 i_2 的线路支路 j ,其等效电路如图 6 所示,有:

$$\frac{d}{dt} i_{(j)} = \frac{1}{L_{(j)}} (u_{(i_1)} - u_{(i_2)} - R_{(j)} i_{(j)}) \quad (13)$$

其中, $R_{(j)}$ 、 $L_{(j)}$ 分别为线路支路 j 的等效电阻和电感。

2.4 多端直流网络的最优下垂控制

根据上述分析,一个包含 n 个节点、 m 条线路、 x

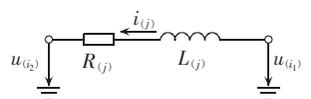


图 6 线路支路等效电路
Fig.6 Equivalent circuit of line branch

个电压节点 MMC 和 y 个功率节点 MMC 的多端直流输电系统一共包含 $n+m+x+3y$ 个状态变量和 $x+2y$ 个控制变量。其中状态变量分别为 n 个节点的节点电容电压 $u_{(1)}, \dots, u_{(n)}$, m 条线路的线路电流 $i_{(1)}, \dots, i_{(m)}$, $x+y$ 个换流器的直流端口电流 $i_{d(1)}, \dots, i_{d(x+y)}$, y 个功率节点 MMC 的平均桥臂总电容电压 $u_{c(x+1)}, \dots, u_{c(x+y)}$ 和平均桥臂总电容电压误差积分 $u_{ic(x+1)}, \dots, u_{ic(x+y)}$; 控制变量包括 $x+y$ 个换流器的直流内电势 $e_{d(1)}, \dots, e_{d(x+y)}$ 和 y 个功率节点 MMC 的平均桥臂总电容电压参考值 $u_{c(x+1)}^*, \dots, u_{c(x+y)}^*$ 。对于本方法, 需要考虑的扰动包括功率节点 MMC 的交流端口注入功率变化和换流器直流内电势开环输出的误差, 因此扰动变量包括 y 个功率节点 MMC 的交流端口注入功率 $P_{(x+1)}, \dots, P_{(x+y)}$ 和 $x+y$ 个直流内电势开环输出误差 $e_{e(1)}, \dots, e_{e(x+y)}$ 。根据式(7)、(10)、(12)和(13), 可以写出描述直流端口电压直接控制方法下多端直流输电系统动态行为的微分方程组:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} + \mathbf{B}_2 \mathbf{d} \quad (14)$$

其中, \mathbf{x} 为各状态变量; \mathbf{u} 为各控制变量; \mathbf{d} 为各扰动变量; 系数矩阵 \mathbf{A} 、 \mathbf{B}_1 和 \mathbf{B}_2 可以根据式(7)、(10)、(12)和(13)确定。另外, 根据式(8)和(11), 有:

$$\mathbf{u} = \mathbf{U}_0 + \mathbf{K} \mathbf{x} \quad (15)$$

其中, \mathbf{K} 为控制系数矩阵; \mathbf{U}_0 为控制的基准值。并应当有如下的形式:

$$\begin{bmatrix} e_{d(1, \dots, x)} \\ e_{d(x+1, \dots, x+y)} \\ u_{c(x+1, \dots, x+y)}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{d(1, \dots, x)}^* \\ E_{d(x+1, \dots, x+y)}^* - k_p K_{p2} U_{c(x+1, \dots, x+y)}^* \\ U_{c(x+1, \dots, x+y)}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{(1, \dots, n)} \\ i_{(1, \dots, n)} \\ i_{d(1, \dots, x)} \\ i_{d(x+1, \dots, x+y)} \\ u_{c(x+1, \dots, x+y)} \\ u_{ic(x+1, \dots, x+y)} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & \mathbf{K}_{dr} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{K}_{p2} & k_p \mathbf{K}_{p2} \mathbf{K}_2 & -k_i k_p \mathbf{K}_{p2} \mathbf{K}_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

其中, \mathbf{K}_{dr} 、 \mathbf{K}_2 和 \mathbf{K}_{p2} 均为对角矩阵, 对角元素分别为相应换流器的下垂系数、电容容值系数和直流端口电流控制的比例系数。将式(15)代入式(14), 得到系统的闭环特性为:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x} = (\mathbf{A} + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}) \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{U}_0 + \mathbf{B}_2 \mathbf{d} \quad (17)$$

对于所设计的多端直流输电控制系统, 一般而言希望扰动对各状态变量和输出变量的影响尽可能小, 同时扰动导致的不平衡功率应当尽可能按照预定的比例在电压节点 MMC 间分配。由于对于传递函数 $G(s)$, 其在频率 ω 下的最大奇异值 $\bar{\sigma}(G(j\omega))$ 提供了该频率下单位正弦输入所可能产生的响应的幅值的上界^[18], 因此可以选取合适的矩阵 \mathbf{C} 使得 $\mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{x}$ 为所关心的需最小化的量按照允许的波动加权组

成的矢量, 并且根据对不同频率的响应特性的要求选取频率响应加权系数 $W(\omega)$, 使得设计目标可以表述为:

$$\min_K \max_{\omega} \bar{\sigma}(\mathbf{C}(j\omega \mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{B}_1 \mathbf{K})^{-1} \mathbf{B}_2) W(\omega) \quad (18)$$

即选取合适的 \mathbf{K} 使得对于扰动 \mathbf{d} 至输出 \mathbf{y} 的传递函数 $G_{yd}(s)$ 在所关心的频率范围内有 $\bar{\sigma}(G_{yd}(j\omega)) W(\omega)$ 的最大值极小化, 也即选取 \mathbf{K} 使得 $W(\omega) \parallel \mathbf{Y}(j\omega) \parallel \div \parallel \mathbf{D}(j\omega) \parallel$ 的最大值极小化。

3 四端直流输电系统下垂控制设计实例与仿真验证

3.1 四端直流输电系统及其参数

以如图 7 所示的四端 MMC 直流输电系统为例如按照本文方法设计控制规律, 其中直流额定电压为 ± 160 kV, 交流额定线电压为 166 kV; MMC₁ 和 MMC₂ 连接至电网, 为电压节点 MMC; MMC₃ 和 MMC₄ 连接孤立风电场, 为功率节点 MMC。各 MMC 电容均按额定直流电压下每 MV·A 容量储能 30 kJ 设计, 桥臂电抗器按交流连接电抗 0.1 p.u. 设计, 具体有名值参数如表 1 所示。

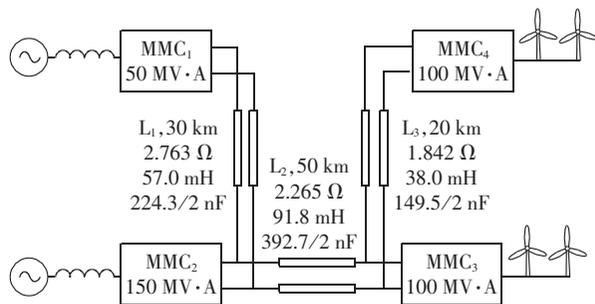


图 7 四端 MMC 直流输电系统

Fig.7 Four-terminal MMC-HVDC system

表 1 四端 MMC 直流输电系统 MMC 参数

Table 1 Parameters of four-terminal MMC-HVDC system

换流器	每桥臂子模块数	子模块电容/ μF	直流侧等效电容/ μF	桥臂电感/ mH	直流侧等效电感/ mH
MMC ₁	10	48.83	29.30	350.9	233.9
MMC ₂	10	146.48	87.89	117.0	78.0
MMC ₃	10	97.66	58.59	175.4	116.9
MMC ₄	10	97.66	58.59	175.4	116.9

3.2 最优下垂控制系数的计算

按照第 2 节中所述的方法建立描述系统的微分方程。假设双极对称, 按照单极建立模型。所建立的单极等效电路如图 8 所示, 其中 4 个节点的编号与连接到该点的 MMC 的编号相同, 线路电流正方向如图 8 中所示。

首先容易得到这一系统中包含 15 个状态变量、6 个控制变量和 6 个扰动变量, 如式(19)所示。

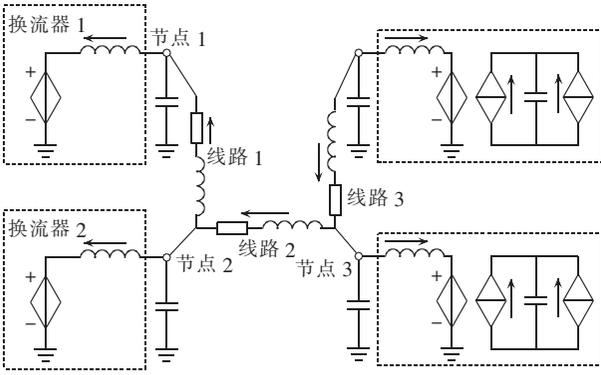


图 8 四端 MMC 直流输电系统单极等效电路

Fig.8 Unipolar equivalent circuit of four-terminal MMC-HVDC system

$$\begin{cases} \mathbf{x} = [u_{(1)} \ u_{(2)} \ u_{(3)} \ u_{(4)} \ i_{(1)} \ i_{(2)} \ i_{(3)} \ i_{d(1)} \ i_{d(2)} \ i_{d(3)} \ i_{d(4)} \ u_{c(3)} \ u_{c(4)} \ u_{ic(3)} \ u_{ic(4)}]^T \\ \mathbf{u} = [e_{d(1)} \ e_{d(2)} \ e_{d(3)} \ e_{d(4)} \ u_{c(3)}^* \ u_{c(4)}^*]^T \\ \mathbf{d} = [P_{(3)} \ P_{(4)} \ e_{e(1)} \ e_{e(2)} \ e_{e(3)} \ e_{e(4)}]^T \end{cases} \quad (19)$$

然后写出 \mathbf{A} 、 \mathbf{B}_1 和 \mathbf{B}_2 矩阵,其中和换流器有关的部分使用单极的等效参数, \mathbf{I} 为单位矩阵, U_{den} 为额定直流电压。

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{A}_{12} & \mathbf{A}_{13} & 0 & 0 \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} & 0 & 0 & 0 \\ \mathbf{A}_{31} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{A}_{43} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{A}_{54} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_{12} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{(1)}} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{(1)}+C_{(2)}} & \frac{1}{C_{(1)}+C_{(2)}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{(2)}+C_{(3)}} & \frac{1}{C_{(2)}+C_{(3)}} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{(3)}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_{13} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_{(1)}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{(1)}+C_{(2)}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{(2)}+C_{(3)}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{(3)}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_{21} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{(1)}} & \frac{1}{L_{(1)}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{(2)}} & \frac{1}{L_{(2)}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_{(3)}} & \frac{1}{L_{(3)}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_{22} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{(1)}}{L_{(1)}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{(2)}}{L_{(2)}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{(3)}}{L_{(3)}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_{31} = \begin{bmatrix} \frac{2}{L_{c(1)}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{L_{c(2)}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{L_{c(3)}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2}{L_{c(4)}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_{43} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{2C_{c(3)}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2C_{c(4)}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_{54} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\mathbf{A}_{31} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{I} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\mathbf{A}_{31} \\ \frac{1}{2U_{\text{den}}C_{c(3)}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2U_{\text{den}}C_{c(4)}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

为了方便在求解时处理取值范围差异较大的各电压、电流与功率量,可以对状态变量、控制变量和扰动变量都进行标么化。为此可以将有名值表示的状态方程修正如下:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}_* = \mathbf{X}_B^{-1} \mathbf{A} \mathbf{X}_B \mathbf{x}_* + \mathbf{X}_B^{-1} \mathbf{B}_1 \mathbf{U}_{B1} \mathbf{u}_* + \mathbf{X}_B^{-1} \mathbf{B}_2 \mathbf{U}_{B2} \mathbf{d}_* \quad (21)$$

$$\mathbf{u}_* = \mathbf{K} \mathbf{x}_*$$

其中, \mathbf{X}_B 、 \mathbf{U}_{B1} 、 \mathbf{U}_{B2} 为对角线元素分别为状态变量基值、控制变量基值和扰动变量基值的对角阵; \mathbf{K} 为标么值表示的控制系数矩阵。对于本例,状态变量和控制变量中的电压量的基值均取为 160 kV,电流量的基值根据各自的额定值选取;扰动变量中功率基值均取为换流器等效的单极额定功率 50 MW,误差基值假设直流电压开环输出最大可能有 0.5% 的误差,将基值选为 0.8 kV。

对于矩阵 \mathbf{C} 和频率响应加权系数 $W(\omega)$ 的选取,本例中主要考虑 3 类因素:节点电压、直流内电势和功率节点 MMC 的直流端口电流不出现过大波动;不平衡功率在电压节点 MMC 中按容量比例分配;功率节点 MMC 的电容电压平均值维持在设定值。其中前 2 类因素对不同频率下响应的要求是一致的,电容电压平均值则要求稳态无差,即对低频的要求更高。为了方便处理不同的频率特性要求,可以分为 2 组选取 \mathbf{C} 和 $W(\omega)$ 。设定允许的节点电压和直流内电势的波动均为 0.05 p.u.,允许的直流端口电流波动为 1.2 p.u.,以电流近似表示的允许功率分配偏差为 0.1 p.u.,则可以按照以上的限值选择加权系数 \mathbf{C}_1 和 $W_1(\omega)$ 为:

$$\begin{aligned}
 W_1(\omega) &= 1 \\
 C_1 &= \begin{bmatrix} C_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{12} & 0 & 0 \\ & & C_{13} & & \end{bmatrix} \\
 C_{13} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{0.05} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{0.05} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{0.05} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{0.05} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} K_* \\
 C_{11} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{0.05} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{0.05} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{0.05} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{0.05} \end{bmatrix} \\
 C_{12} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{1.2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{1.2} \\ \frac{1}{0.1} \times \frac{1}{2} & -\frac{1}{0.1} \times \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{0.1} \times \frac{1}{2} & \frac{1}{0.1} \times \frac{1}{2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (22)
 \end{aligned}$$

设定允许的功率节点 MMC 电容电压平均值波动对 10 Hz 以上频率为 0.1 p.u., 对 10 Hz 以下频率随频率下降按 20 dB 每 10 倍频减小波动的允许值, 则可以选择 C_2 和 $W_2(\omega)$ 为:

$$\begin{aligned}
 W_2(\omega) &= \begin{cases} 1 & \omega > 20\pi \\ \frac{20\pi}{\omega} & \text{其他} \end{cases} \\
 C_2 &= \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & \frac{1}{0.1} & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{0.1} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \quad (23)
 \end{aligned}$$

由于求解目标是实现扰动到输出的最小增益, 因此可以按照平方和开根号的形式合并前述 2 组目标函数, 近似地得到考虑不同频率加权系数后的增益。最终的设计目标为:

$$\min_K \max_{\omega} \{ [\bar{\sigma}(G_1(j\omega))W_1(\omega)]^2 + [\bar{\sigma}(G_2(j\omega))W_2(\omega)]^2 \}^{1/2} \quad (24)$$

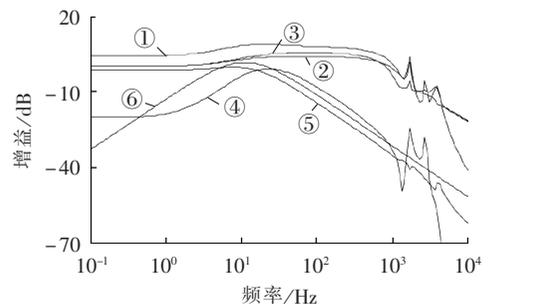
$$G_1(s) = C_1(sI - X_B^{-1}AX_B - X_B^{-1}B_1U_{B1}K_*)^{-1}X_B^{-1}B_2U_{B2}$$

$$G_2(s) = C_2(sI - X_B^{-1}AX_B - X_B^{-1}B_1U_{B1}K_*)^{-1}X_B^{-1}B_2U_{B2}$$

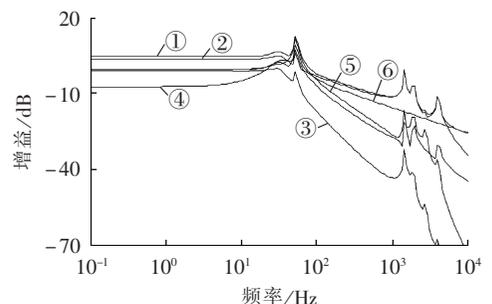
其中, K_* 的形式与式 (16) 中 K 的形式一致, 并由于使用标么值且 MMC₃ 与 MMC₄ 的单位容量电容配置相同, 可以取 K_2 为单位阵。

代入示例系统参数对式 (24) 进行求解, 其中 K_{p2}

的选取涉及电流控制的稳定性, 与换流器的控制频率和开关频率关系较大, 在此固定为预先整定的 1.826, 并按频率范围 0.1 Hz ~ 10 kHz 求解最优的 K_{dr} 、 k_p 和 k_i 取值。求解结果如下: MMC₁ 和 MMC₂ 的下垂系数分别取 0.0276 和 0.0297, k_p 取 8.6345, k_i 取 33.1463。这一参数下不同频率的扰动对所关心的各评价量分量的最大增益如图 9(a) 所示。同时求解传统控制方法 [8] 下的最优参数和频率响应特性并进行比较, 由于不能实现稳态下换流器总电容电压无差而不对电容电压的低频特性设定额外要求, 得到的最优下垂系数分别为 13.1394 和 13.1598 (标么值), 对应频率响应特性如图 9(b) 所示。图 9(a) 与图 9(b) 在 1 kHz 以上的高频部分均存在若干个峰值, 从相应频率的特征值对应的特征向量可以知道这些峰值主要是由于线路 π 形等值电路的电容间的振荡导致的。而对于低频部分, 图 9(b) 的曲线在 31.5 Hz 和 53.5 Hz 存在 2 个峰值, 分别对应送端和受端间的振荡和两送端间的振荡; 而在图 9(a) 中, 由于所提方法消除了换流器等效电容, 并实现了对送端电流的闭环控制, 因此曲线在低频部分不存在明显的峰值点, 扰动对于按允许波动加权后的节点电压和送端电流的增益峰值分别从传统方法的 8.12 dB 和 13.69 dB 降低到 3.95 dB 和 -0.34 dB, 有效地抑制了换流器间的振荡。



①—优化目标函数, ②—节点电压, ③—直流内电势
④—受端分配误差, ⑤—送端电流, ⑥—送端电容电压
(a) 本文方法



①—优化目标函数, ②—节点电压, ③—受端电容电压
④—受端分配误差, ⑤—送端电流, ⑥—送端电容电压
(b) 传统方法

图 9 不同频率扰动对应最大增益

Fig.9 Curves of gain vs. disturbance frequency

3.3 基于 RT-LAB 的仿真研究

在 RT-LAB 中建立如图 7 所示的仿真模型,对本文的参数设计方法进行进一步验证,其中输电线路使用相应参数的分布式传输线模型。仿真中设置各换流器的直流电压基准值和平均桥臂总电容电压的参考值均为 320 kV;本文方法下电压节点 MMC(即本例中两受端站)交流侧的电容电压控制与直流侧的控制是相互独立的,在此简单地使用 PI 控制作为示例,参数取 $k_p=54.6262$ 、 $k_i=18.6390$ (标么值);其余控制参数如前文设计。从仿真时刻 0.1s 开始向 MMC₃ 和 MMC₄ 的交流端口注入 100 MW 有功功率,之后在 0.4 s 和 0.6 s 时刻分别将 MMC₃ 和 MMC₄ 交流端口的注入有功功率降为 0 MW。

本文方法和传统方法的仿真结果分别如图 10 和图 11 所示。对于稳态,传统方法在所仿真的传输

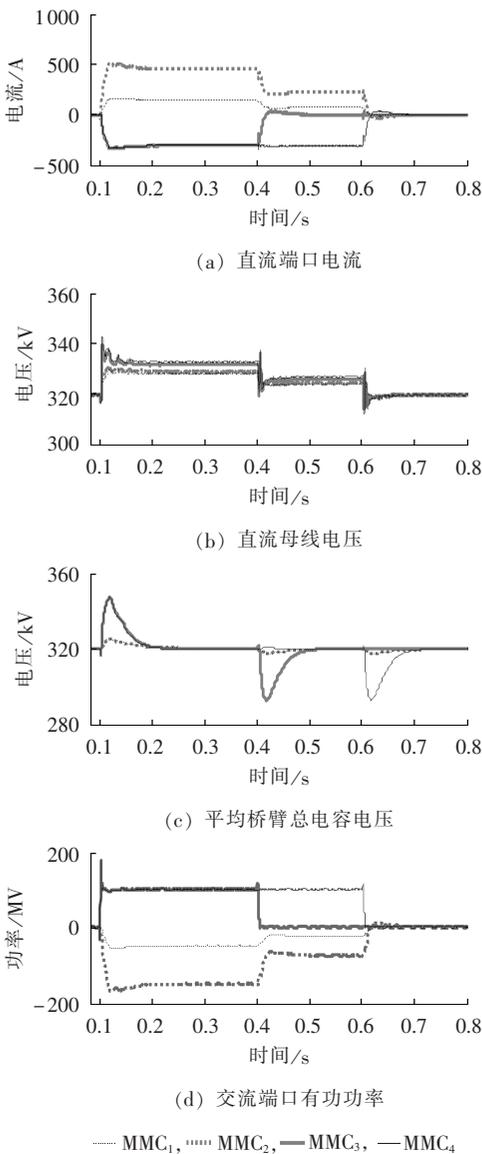


图 10 本文方法注入功率阶跃仿真波形

Fig.10 Simulative waveforms of proposed control for step change of active power injection

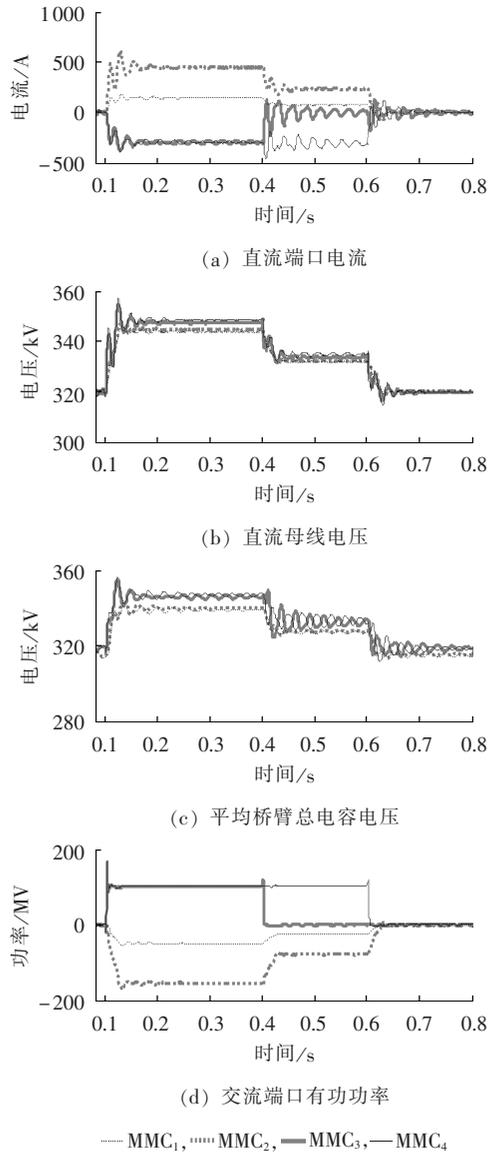


图 11 传统方法注入功率阶跃仿真波形

Fig.11 Simulative waveforms of traditional control for step change of active power injection

200 MW 和 100 MW 功率的 2 种工况下,MMC₁ 与 MMC₂ 的交流有功功率之比分别为 1:3.16 和 1:3.19;本文所提方法的稳态交流有功功率之比则为 1:3.05 和 1:3.07,说明本文提出的方法可以正确实现功率变化量的分配。对于暂态,0.1 s 时刻 MMC₃ 和 MMC₄ 注入功率的同时变化导致了传统方法下送端和受端间的振荡的出现,直流端口电流的峰值约为 1.32 倍额定值,直流母线电压和平均桥臂总电容电压的峰值约为 1.11 倍额定值;而 0.4 s 时刻 MMC₃ 注入功率的单独变化还导致了阻尼较小的两送端间的振荡的出现,暂态持续时间超过 0.2 s。而对于本文提出的方法,在 3 次注入功率阶跃中均未出现明显的振荡,暂态过程中直流端口电流的峰值约为 1.13 倍额定值,直流母线电压的峰值约为 1.07 倍额定值,平均桥臂总电容电压的峰值约为 1.09 倍额定

值,控制效果优于传统方法。在受端站的交流端口有功功率方面,2种方法的最大超调量均约为13%,但本文方法的暂态持续时间较传统方法略长,这主要是由本文方法中将平均桥臂总电容电压调回额定值的过程导致的;由于将平均桥臂总电容电压保持在额定值相比跟随直流母线电压变化可以降低子模块中电容和开关器件承受的电压,有利于换流器实现更大的运行范围和降低开关损耗,因此仿真中使用了将平均桥臂总电容电压保持在额定值的控制方式。

4 结论

MMC的结构特点给其直流端口电压控制带来了新的特性,基于直流内电势的定义使MMC直流电压控制与子模块电容电压解耦,可以实现对MMC直流端口电压快速直接的控制。本文分析建立了直流内电势直接控制方法下工作于定直流电压模式和定有功功率模式下的MMC的直流侧动态行为模型,并基于此提出了一种新型的MMC多端直流输电系统的下垂控制策略。

本文还给出了所提出控制策略的控制参数的设计方法和一个四端示例系统下的设计实例。对于设计实例的RT-LAB仿真结果证明了控制策略的正确性和有效性。多端系统的受端站可以在系统的传输功率发生变化时正确地分配功率的变化量,同时可以有效提高多端直流系统的暂态响应速度,以及有效抑制暂态过程中的振荡。

参考文献:

- [1] 汤广福,罗湘,魏晓光. 多端直流输电与直流电网技术[J]. 中国电机工程学报,2013,33(10):8-17.
TANG Guangfu,LUO Xiang,WEI Xiaoguang. Multi-terminal HVDC and DC-grid technology[J]. Proceedings of the CSEE,2013,33(10):8-17.
- [2] 张文亮,汤涌,曾南超. 多端高压直流输电技术及应用前景[J]. 电网技术,2010,34(9):1-6.
ZHANG Wenliang,TANG Yong,ZENG Nanchao. Multi-terminal HVDC transmission technologies and its application prospects in China[J]. Power System Technology,2010,34(9):1-6.
- [3] PAN Wulue, CHANG Yong, CHEN Hairong. Hybrid multi-terminal HVDC system for large scale wind power[C]//Power Systems Conference and Exposition. Atlanta,USA:IEEE,2006:755-759.
- [4] MARQUARDT R. Modular multilevel converter:an universal concept for HVDC-networks and extended DC-bus-applications [C]//2010 International Power Electronics Conference (IPEC). Sapporo,Japan:IEEE,2010:502-507.
- [5] 张建坡,赵成勇,孙一莹,等. 基于电压源换流器型直流输电拓扑结构和调制策略[J]. 电网技术,2013,37(6):1732-1738.
ZHANG Jianpo,ZHAO Chengyong,SUN Yiyang,et al. Research on topological structure and control strategy for voltage source converter-based direct current power transmission[J]. Power System Technology,2013,37(6):1732-1738.
- [6] 韦延方,卫志农,孙国强,等. 一种新型的高压直流输电技术——MMC-HVDC[J]. 电力自动化设备,2012,32(7):1-9.
WEI Yanfang,WEI Zhinong,SUN Guoqiang,et al. New HVDC power transmission technology:MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(7):1-9.
- [7] 喻锋,王西田,解大. 多端柔性直流下垂控制的功率参考值修正方法[J]. 电力自动化设备,2015,35(11):117-122.
YU Feng,WANG Xitian,XIE Da. Power reference correction method for droop control of VSC-MTDC system[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(11):117-122.
- [8] PRIETO-ARAUJO E,BIANCHI F D,JUNYENT-FERRE X,et al. Methodology for droop control dynamic analysis of multiterminal VSC-HVDC grids for offshore wind farms[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2011,26(4):2476-2485.
- [9] 赵雄光,宋强,饶宏,等. 基于V-I特性的多端柔性直流输电系统的控制策略[J]. 电工电能新技术,2013,32(4):15-20.
ZHAO Xionggang,SONG Qiang,RAO Hong,et al. Control of multi-terminal VSC-HVDC system based on V-I characteristics [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy,2013,32(4):15-20.
- [10] BIANCHI F D,GOMIS-BELLMUNT O. Droop control design for multi-terminal VSC-HVDC grids based on LMI optimization [C]//2011 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC). Orlando,USA:IEEE,2011:4823-4828.
- [11] WANG W,BARNES M,MARJANOVIC O. Droop control modeling and analysis of multi-terminal VSC-HVDC for offshore wind farms[C]//10th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2012). Birmingham,UK:IEEE,2012:1-6.
- [12] 付媛,王毅,张祥宇,等. 多端电压源型直流系统的功率协调控制技术[J]. 电力自动化设备,2014,34(9):130-136.
FU Yuan,WANG Yi,ZHANG Xiangyu,et al. Coordinated power control of VSC-MTDC system[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(9):130-136.
- [13] 闫文宁,李可军,王卓迪,等. 基于附加有功信号的VSC-MTDC系统平衡控制策略[J]. 电力自动化设备,2016,36(2):32-39.
YAN Wenning,LI Kejun,WANG Zhuodi,et al. Strategy of balanced control based on additional active power signal for VSC-MTDC system[J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(2):32-39.
- [14] ALSSEID A M,JOVICIC D,STARKEY A. Small signal modeling and stability analysis of multiterminal VSC-HVDC [C]// Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011). Birmingham,UK:IEEE,2011:1-10.
- [15] PINARES G,TJERNBERG L B,LE ANH T,et al. On the analysis of the DC dynamics of multi-terminal VSC-HVDC systems using small signal modeling[C]//PowerTech. Grenoble, France:IEEE,2013:1-6.
- [16] KALCON G O,ADAM G P,ANAYA-LARA O,et al. Small-signal stability analysis of multi-terminal VSC-based DC transmission systems[J]. IEEE Transactions on Power Systems,

2012,27(4):1818-1830.

- [17] AHMED N,NORRGA S,NEE H P,et al. HVDC supergrids with modular multilevel converters-the power transmission backbone of the future[C]//2012 9th International Multi-Conference on Systems,Signals and Devices (SSD). Chemnitz, Germany:IEEE,2012:1-7.
- [18] SINHA A K. Linear systems,optimal and robust control[M]. Boca Raton,USA:CRC Press,2007:235-236.

作者简介:

杨文博(1991—),男,广西桂林人,博士研究生,研究方向为柔性交直流输电技术(**E-mail**:ywb9375@126.com);

宋 强(1975—),男,吉林长春人,副教授,博士,研究方



杨文博

向为大功率电力电子技术和柔性交直流输电技术(**E-mail**:songqiang@tsinghua.edu.cn);

朱 喆(1981—),男,湖南益阳人,高级工程师,硕士,研究方向为柔性输配电技术和电力电子技术;

李建国(1975—),男,河北衡水人,高级工程师,硕士,研究方向为大功率电力电子技术和柔性交直流输电技术;

许树楷(1978—),男,广东珠海人,教授级高级工程师,博士,研究方向为直流输电技术和电力电子技术;

刘文华(1968—),男,湖南岳阳人,教授,博士,研究方向为大功率电力电子技术和柔性交直流输电技术。

Optimal droop control based on direct DC internal potential control for MMC-MTDC system

YANG Wenbo¹,SONG Qiang¹,ZHU Zhe²,LI Jianguo¹,XU Shukai²,LIU Wenhua¹

(1. State Key Laboratory of Control and Simulation of Power System and Generation Equipment,Tsinghua University, Beijing 100084,China;2. Electric Power System Research Institute of China Southern Grid,Guangzhou 510080,China)

Abstract: A strategy of droop control based on direct DC internal potential control is proposed for the MMC-MTDC (Modular Multilevel Converter-based Multi-Terminal HVDC) system,which implements the droop characteristics of DC internal potential and DC current in the DC voltage control station while implements the close-loop control of DC current and capacitor voltage in the power control station. The method of optimal parameter design is given based on the analysis of frequency-domain response characteristics. The feasibility and effectiveness of the proposed control strategy are verified by the simulative results.

Key words: HVDC power transmission; modular multilevel converter; multi-terminal DC power transmission; droop control; direct DC internal potential control

(上接第 50 页 continued from page 50)

HU Xunqiang,XIE Xiaofang,SUN Tao,et al. Dynamic departure and landing scheduling in military airport based on receding horizon optimization[J]. Computer and Modernization,2012,201(5):101-105.

- [18] 国家发改委. 国家发展改革委关于福建省峰谷电价有关问题的批复[EB/OL]. (2004-03-19)[2015-08-25]. <http://www.fjjg.gov.cn/fjwj/jgfw/gjgzc/webinfo/2004/03/1187774413397925.html>.

作者简介:



陈 炜(1985—),男,陕西西安人,工程师,博士,从事智能电网与新能源方面的研究工作(**E-mail**:wayneblue1223@qq.com)。

Optimal operation of virtual power plant with electric vehicles and distributed wind farms

CHEN Wei

(State Power Economic Research Institute,Beijing 102209,China)

Abstract: As the energy storage,EVs(Electric Vehicles) are combined with the distributed wind farms to form a VPP(Virtual Power Plant) for participating in the day-ahead electricity market. An optimal operation model of VPP in electricity market is established and the rolling time-domain analysis is applied to compare the profit between VPP without EVs and VPP with EVs. Because EV and wind farm have different owners,a mechanism of compensation for EV owners due to the wastage of EV battery is analyzed. Case analysis shows that,the profit of VPP with EVs is greatly improved and the proposed compensation mechanism effectively motivates the EV owners to take part in the operation of VPP.

Key words: day-ahead electricity market; distributed wind power generation; electric vehicles; virtual power plant; compensation mechanism