

考虑功率裕度的 MMC-MTDC 改进下垂平坦控制策略

宋平岗, 杨长榄, 龙日起, 雷文琪, 郑雅芝

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要: 针对基于模块化多电平换流器的多端直流输电系统(MMC-MTDC)功率协调控制和直流电压稳定问题,在改进下垂控制的基础上引入微分平坦控制(FBC)理论,提出一种考虑功率裕度的改进下垂平坦控制策略。该策略考虑不同工况下下垂控制站的实时功率裕度,根据各换流站裕度大小来合理分担系统中存在的不平衡功率,避免换流站满载。同时引入微分平坦控制理论设计电流内环控制器,替代传统电流内环的直接电流控制。控制器由期望前馈控制和误差反馈补偿两部分组成,前馈控制产生主导控制量,误差反馈补偿消除系统模型不确定性和内外部扰动等因素造成的影响,对控制量进行修正,准确跟踪期望值,有效提高了系统响应速度。以一个并联四端 MMC-MTDC 系统为例的仿真结果说明了所提控制策略的有效性。

关键词: 模块化多电平换流器;多端直流输电;改进下垂;微分平坦控制理论;功率裕度

DOI: 10.12067/ATEEE2007035

文章编号: 1003-3076(2021)06-0022-10

中图分类号: TM72

1 引言

面对煤炭、石油等化石能源的逐渐枯竭和环境污染日益加重的严峻形势,合理开发风电、光伏等可再生能源,完成从传统能源向清洁能源的能源转型是全球能源开发利用的大势所趋,是实施可持续发展战略的重要一环^[1,2]。随着大规模的新能源并网和电能大功率远距离输送,基于电压源型换流器的多端直流输电(Voltage Source Converter Multi-Terminal DC, VSC-MTDC)以其经济灵活、电能传输质量高、能实现多电源供电和多落点受电等优点受到了广泛的研究与关注^[3-6]。近年来,模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)作为一种新型拓扑以其易于扩展的模块化结构、能够满足高压大容量的输电需求、潮流反转不改变直流侧电压极性等优势被运用到多端直流输电技术中^[7,8],即基于模块化多电平换流器的多端直流输电系统(Modular Multilevel Converter Multi-Terminal DC, MMC-MTDC),是目前直流输电领域的研究热点和未来的重点发展方向。

多端直流输电系统破除了传统两端直流输电系

统需要多条直流输电线路、经济性不强、灵活性不高的局限性,但其控制策略也比两端系统更加灵活且复杂^[9],不仅要实现多个换流站间功率协调分配,而且要保证直流侧电压的稳定。相比主从控制和电压裕度控制的单点直流电压控制,下垂控制为多点直流电压控制,由多个换流站共同维持直流电压稳定和功率的协调控制,系统稳定性更高^[10,11]。文献[12]针对 MMC-MTDC 提出一种协调下垂控制策略,考虑直流线路压降,在传统下垂控制基础上加入小信号补偿量,实现直流电压的无差调节,但未考虑换流站出现潮流反转的情况。文献[13]提出一种分层分布式控制策略,针对传统下垂控制直流电压与有功功率两个控制目标的冲突问题,设置权重来实现两个控制目标之间的可调平衡,且对通信要求不高,但其控制参数较多,控制器设计较为复杂。文献[14]针对新能源并网的 MMC-MTDC 提出一种考虑线路阻抗影响因子、功率影响因子的双因子自适应下垂控制策略,使得换流站实现功率最优分配,提高了直流电压质量,有效降低了线损。文献[15]引入本地直流电压对下垂系数进行实时反馈修正,有效地减小了电压偏差,能够灵活应对复杂的运行工

收稿日期: 2020-07-23

基金项目: 国家自然科学基金项目(51367008)

作者简介: 宋平岗(1965-),男,江西籍,教授,博士,研究方向为电力电子与新能源;
杨长榄(1996-),男,江西籍,硕士研究生,研究方向为高压直流输电。

况,实现协调控制。

目前 MMC-MTDC 系统中 MMC 换流站的电流内环大多采用直接电流控制^[8,12,14],该控制方法是建立在线性化模型的基础上的,由于 MMC 的非线性特性,在等效电感发生变化和系统不确定因素的干扰下,系统的动稳态特性可能会变差。有学者针对非线性系统提出了微分平坦控制 (Flatness Based Control, FBC) 理论^[16],最初在飞行器轨迹规划、机器人运动设计^[17,18]等领域展现出优越的控制性能。控制器设计分为期望轨迹输出前馈控制和误差反馈补偿控制两部分,前馈控制产生主控制量,误差反馈补偿控制消除系统不确定性因素所产生的误差,很好地解决了换流器由于内外部干扰而动稳态特性变差的问题。近年来被引入 PWM 整流器、光伏逆变器并网、永磁同步电动机控制、高压直流输电^[19-21]等电力电子领域,控制效果显著。

针对上述提出的传统下垂控制所存在的缺陷及实际工况下换流站可能达到满载的风险,本文以一个并联四端 MMC-MTDC 系统为例,考虑换流站的功率裕度提出了一种改进下垂控制策略。该策略控制简单易于实现,可根据不同工况结合换流站自身的功率裕度实现下垂系数的自我修正,使系统中的不平衡功率在换流站间得到合理的分配,避免换流站达到满载。同时将微分平坦控制理论引入电流内环的设计,首先验证了 MMC 的平坦性,使 MMC 系统为微分平坦系统,建立了基于平坦理论的 MMC 电流内环控制器。前馈控制产生主控制量,误差反馈补偿控制消除系统不确定性因素和系统内外扰动所产生的误差。最后,在 PSCAD/EMTDC 中搭建一个并联四端 MMC-MTDC 系统,对所提出的改进下垂平坦控制策略进行验证。

2 MMC-MTDC 系统模型

并联型多端柔性直流输电系统具有便于电网扩展、线路损耗小和稳定性强等特点,在实际工程中得到广泛运用^[9]。并联型四端 MMC-MTDC 典型系统结构如图 1 所示。

图 1 中 S_i 和 T_i ($i=1,2,3,4$, 下同) 分别为交流系统和各换流站对应的换流变压器,MMC i 为各个换流站, P_i 为各换流站注入直流电网的实际有功功率,以图 1 中所示功率流向为参考正方向。不考虑直流输电线路所造成的损耗,近似认为各换流站直流侧电压相等。

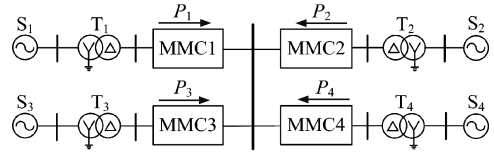


图 1 四端 MMC-MTDC 典型系统结构

Fig.1 Four-terminal MMC-MTDC typical system structure

各换流站均采用 MMC 结构,其拓扑结构如图 2 所示,其中虚线框内为子模块 (SM) 组成结构图。MMC 由 a、b、c 三相组成,每相由上下两个桥臂组成,各个桥臂均由 N 个子模块和桥臂电感 L_0 、电阻 R_0 构成。 u_{sj} 和 i_{sj} ($j=a,b,c$) 分别为交流侧 j 相相电压和相电流, L_s 和 R_s 分别为交流侧电感和电阻; u_{pj} 、 i_{pj} 分别为 j 相上桥臂的电压和电流, u_{nj} 、 i_{nj} 分别为 j 相下桥臂的电压和电流; U_{dc} 、 i_{dc} 分别为直流侧电压和电流。

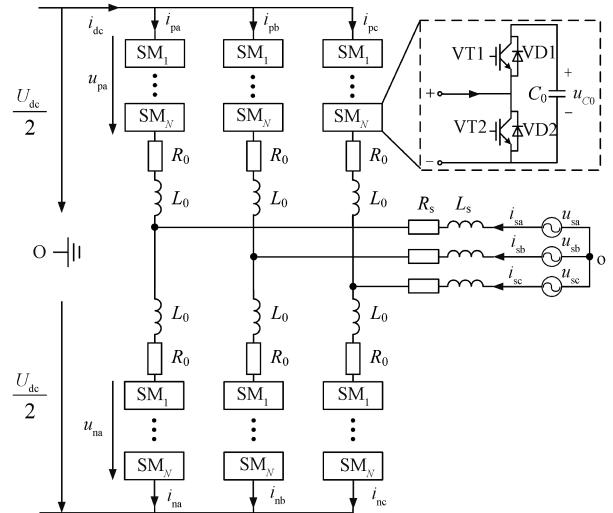


图 2 MMC 拓扑结构

Fig.2 Topology of MMC

根据基尔霍夫定律,可得 MMC 交流侧电压特性方程^[22]为:

$$e_j = u_{sj} - R_m i_{sj} - L_m \frac{di_{sj}}{dt} \quad (1)$$

式中, e_j 为 MMC 第 j 相的内部电动势, $e_j = (u_{nj} - u_{pj})/2$; $R_m = R_s + R_0/2$; $L_m = L_s + L_0/2$ 。将式 (1) 变换到 dq 坐标系下为:

$$\begin{cases} e_d = u_{sd} - R_m i_{sd} - L_m \frac{di_{sd}}{dt} + \omega L_m i_{sq} \\ e_q = u_{sq} - R_m i_{sq} - L_m \frac{di_{sq}}{dt} - \omega L_m i_{sd} \end{cases} \quad (2)$$

式中, ω 为电网电压角频率; e_d 、 e_q 分别为 MMC 内部电动势的 d 轴和 q 轴分量; u_{sd} 、 u_{sq} 分别为交流侧电压的 d 轴和 q 轴分量; i_{sd} 、 i_{sq} 分别为交流侧电流的 d 轴和 q 轴分量。忽略换流器损耗和与 L_s 的能量交换, 由功率关系, 可将 MMC 直流侧动态方程表示为:

$$C_{eq} U_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt} = 1.5 u_{sd} i_{sd} - \frac{U_{dc}^2}{R_L} \quad (3)$$

式中, C_{eq} 为直流侧等效电容; R_L 为直流侧等效电阻。

3 考虑功率裕度的改进下垂控制

在 MMC-MTDC 系统协调控制中, 选用多个具有功率调节能力的换流站作为下垂控制站, 承担系统发生扰动时所产生的不平衡功率, 保持直流侧电压稳定和换流站间功率协调。

假设 MMC-MTDC 系统中共有 n 个换流站, 其中采用下垂控制的换流站有 m 个, 记为 MMC1 ~ MMC m , 其余 $n-m$ 个换流站采用定功率控制, 记为 MMC($m+1$) ~ MMC n 。传统的下垂控制器框图如图 3 所示。

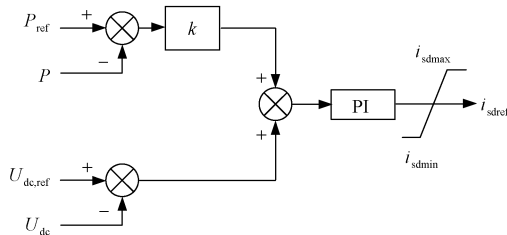


图 3 传统下垂控制器框图

Fig.3 Block diagram of a traditional droop controller

图 3 中, P_{ref} 、 $U_{dc,ref}$ 分别为换流站有功功率、直流电压参考值, P 、 U_{dc} 分别为有功功率、直流电压实际值, k 为传统下垂控制的下垂系数, i_{sdmax} 、 i_{sdmin} 分别为 d 轴电流的上、下限值, i_{sdref} 为 d 轴电流参考值。根据下垂特性, 设定 E 为下垂控制器的输出误差信号, 则下垂控制站所传输的有功功率与直流电压对应关系为:

$$E = U_{dc,ref} - U_{dc} + k(P_{ref} - P) \quad (4)$$

其中

$$\begin{cases} U_{dc,ref} = (U_{dc,ref})_{m \times 1} \\ U_{dc} = [U_{dc1}, U_{dc2}, \dots, U_{dcm}] \\ k = [k_1, k_2, \dots, k_m] \\ P_{ref} = [P_{ref1}, P_{ref2}, \dots, P_{refm}] \\ P = [P_1, P_2, \dots, P_m] \end{cases}$$

系统稳态下, $E=0$; 当系统由于发生扰动而产生功率变化时, 由式(4)可知, 下垂系数值决定了直流侧电压的变化量, 因此需要合理地选取下垂系数的值, 避免过电压的出现。假设系统由于扰动, 出现大小为 ΔP 的不平衡功率, 第 j ($j=1, 2, \dots, m$) 个下垂控制站的下垂系数和承担的功率变化量分别为 k_j 和 ΔP_j , 忽略直流网络的损耗, 可以认为各换流站的直流电压相等, 则有:

$$\Delta P = \sum_{i=1}^m \Delta P_i = -\Delta U_{dc} \sum_{i=1}^m \frac{1}{k_i} = k_j \Delta P_j \sum_{i=1}^m \frac{1}{k_i} \quad (5)$$

即下垂控制站 j 所承担的功率变化量 ΔP_j 为:

$$\Delta P_j = \frac{\Delta P}{k_j \sum_{i=1}^m \frac{1}{k_i}} \quad (6)$$

由式(6)可知, 当系统不平衡功率 ΔP 一定时, 下垂系数与下垂控制站所承担的不平衡功率成反比。下垂系数小的换流站承担更多的不平衡功率, 下垂系数大的换流站承担更少的不平衡功率。传统的下垂控制采用固定的下垂系数, 其值通常按照与换流站的容量成反比确定, 因此可将传统下垂系数 k_i 设定为^[23]:

$$k_i = \frac{U_{dc}^{max} - U_{dc,ref}}{P_{maxi}} \quad (7)$$

式中, U_{dc}^{max} 为直流电压允许达到的上限值; P_{maxi} 为第 i 个换流站的额定容量。

传统下垂控制有一个固有缺陷, 即系统运行过程中下垂系数是固定不变的, 没有考虑换流站的实时功率裕度。当系统发生较大的扰动时, 可能导致部分容量较小的换流站满载达到功率上限而切换至定功率运行, 进而失去了应对直流网络潮流变化的响应能力, 而部分容量较大的换流站仍有较大的裕量, 不利于系统的稳定可靠运行。因此, 若下垂控制站的下垂系数能够根据系统实际运行工况实时变化, 增大功率裕度较小的换流站的下垂系数, 使之在系统发生扰动期间承担更少的不平衡功率, 避免出现满载的情况; 减小功率裕度较大的换流站的下垂系数, 使之在系统发生扰动期间承担更多的不平衡功率, 换流站的功率裕度得到充分利用, 相比于传统的下垂控制提高了下垂控制站应对直流网络潮流变化的响应能力。

因此, 将考虑下垂控制站功率裕度的改进下垂控制的下垂系数 k'_i 定义为:

$$k'_i = \mu k_i \frac{2P_{maxi}}{P_{maxi} + \text{sign}(P_{refi} - |P_i|) |P_i|} \quad (8)$$

$$\text{sign}(P_{\text{ref}} - |P_i|) = \begin{cases} 1 & P_{\text{ref}} \geq |P_i| \\ -1 & P_{\text{ref}} < |P_i| \end{cases} \quad (9)$$

式中, μ 为常数, 可对 k_i' 进行缩放, 可根据实际直流网络状态在 $[0.1, 0.4]$ 进行选取^[23], 本文中设置为 0.3。由式(8)、式(9)可知, 改进的下垂控制的下垂系数可根据实际运行工况中下垂控制站的实时功率裕度来选取, 功率裕度小的下垂控制站的 k_i' 较大, 承担较少的不平衡功率, 避免换流站达到满载甚至过载; 功率裕度大的下垂控制站的 k_i' 较小, 承担较多的不平衡功率, 实现了直流系统不平衡功率的合理分配。

考虑到实际运行工况, 由于某个换流站功率裕度较小, 可能出现 $P_{\text{max}i} + \text{sign}(P_{\text{ref}} - |P_i|)|P_i|$ 的数值较小, 而导致 k_i' 值较大, 此时较小的功率变化对应较大的直流电压波动, 使得实际直流电压偏离过大, 不利用直流电压的稳定。因此需将下垂系数 k_i' 合理限幅, 令上限值为 $k'_{\text{max}} = k_i / (1 - P_{\text{ref}} / P_{\text{max}i})$, 下限值为 $k'_{\text{min}} = k_i / 3$, 即 $k'_{\text{min}} \leq k_i' \leq k'_{\text{max}}$ 。

4 基于微分平坦理论的改进下垂控制器设计

4.1 MMC 换流站级控制结构

MMC 换流站级控制主要由功率外环控制和电流内环控制组成, 图 4 为 MMC 换流站级控制结构框图, 是典型的双闭环结构。图 4 中, P_{ref} 、 $U_{\text{dc,ref}}$ 、 Q_{ref} 、 $U_{\text{ac,ref}}$ 分别为换流站有功功率、直流电压、无功功率和交流电压参考值, i_{sdmax} 、 i_{sdmin} 、 i_{sqmax} 、 i_{sqmin} 分别为 d 轴、q 轴电流的上、下限值。

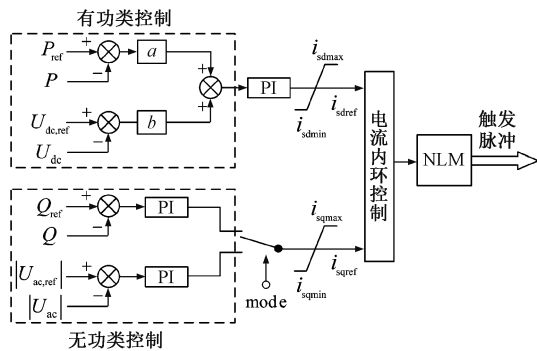


图 4 MMC 换流站级控制结构框图

Fig.4 Block diagram of MMC converter station level control structure

功率外环控制分为有功类控制和无功类控制。在多端直流输电系统中, 各个 MMC 换流站通过选取合适的有功类控制模式, 实现直流电压稳定和功

率的合理协调分配的控制目标, 图 4 中根据 a 、 b 参数的选取来实现不同的控制模式。当 $a=0$ 且 $b=1$ 时, 为定直流电压控制; 当 $a=1$ 且 $b=0$ 时, 为定有功功率控制; 当 $a=0$ 且 $b=1$ 时, 为下垂控制。

电流内环控制是一种直接电流控制方法, 其根据外环控制产生的电流参考指令值 $i_{\text{sdr}} \setminus i_{\text{sqr}}$, 通过 PI 控制器与电压前馈补偿量叠加后产生系统参考电压调制信号, 通过最近电平逼近调制 (Nearest Level Modulation, NLM) 产生触发脉冲, 实现对 MMC 换流站的控制。为了实现 MMC 交流侧电流的 d 轴和 q 轴分量 i_{sd} 、 i_{sq} 零稳态误差跟踪 $i_{\text{sdr}} \setminus i_{\text{sqr}}$, 由式(2)可得电流内环控制器输出的参考电压值为:

$$\begin{cases} e_d^* = u_{\text{sd}} - (k_{\text{p1}} + \frac{k_{\text{i1}}}{s})(i_{\text{sdr}} - i_{\text{sd}}) + \omega L_m i_{\text{sq}} \\ e_q^* = u_{\text{sq}} - (k_{\text{p1}} + \frac{k_{\text{i1}}}{s})(i_{\text{sqr}} - i_{\text{sq}}) - \omega L_m i_{\text{sd}} \end{cases} \quad (10)$$

式中, k_{p1} 、 k_{i1} 分别为 PI 控制器的比例系数和积分系数。

4.2 MMC 平坦性论证

微分平坦理论基本定义如下所述。

存在某一非线性系统, 如式(11)所示。

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad \mathbf{x} \in \mathbf{R}^n, \mathbf{u} \in \mathbf{R}^m \quad (11)$$

式中, \mathbf{x} 为状态变量; \mathbf{u} 为输入变量; n 和 m 为有限的正整数。如果能找到一组输出向量 \mathbf{z} , 且满足:

$$\mathbf{z} = \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \dot{\mathbf{u}}, \dots, \mathbf{u}^{(\alpha)}) \quad (12)$$

式中, α 为有限的正整数。使得非线性系统的状态变量 \mathbf{x} 和输入变量 \mathbf{u} 都能由该输出向量 \mathbf{z} 及其有限阶微分表示, 即

$$\begin{cases} \mathbf{x} = \phi_1(\mathbf{z}, \dot{\mathbf{z}}, \ddot{\mathbf{z}}, \dots, \mathbf{z}^{(\beta)}) \\ \mathbf{u} = \phi_2(\mathbf{z}, \dot{\mathbf{z}}, \ddot{\mathbf{z}}, \dots, \mathbf{z}^{(\gamma)}) \end{cases} \quad (13)$$

式中, β 、 γ 为有限的正整数。那么, 称该非线性系统为微分平坦系统, \mathbf{z} 为该系统的平坦输出, 可用微分平坦控制理论来设计系统控制器。一般来说, 平坦输出 \mathbf{z} 并非唯一, 可以根据具体要求灵活选取, 值得指出的是平坦输出 \mathbf{z} 与输入变量 \mathbf{u} 维数相同。

对于 MMC 系统, 令其状态变量 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3]^T = [i_{\text{sd}}, i_{\text{sq}}, U_{\text{dc}}]^T$, 输入变量 $\mathbf{u} = [u_1, u_2]^T = [e_d, e_q]^T$, 选取 $\mathbf{y} = [y_1, y_2]^T = [i_{\text{sd}}, i_{\text{sq}}]^T$ 作为输出变量。根据式(3), 对其解微分方程可得:

$$U_{\text{dc}}(t) = \lambda e^{-t/\tau} + \sqrt{1.5 R_L u_{\text{sd}} i_{\text{sd}}} \quad (14)$$

式中, $\tau = R_L C_{\text{eq}}$; λ 由直流电压的初始值与终值决定。当 $t \rightarrow \infty$ 时, 即稳态时直流电压为:

$$U_{dc} = \sqrt{1.5 R_L u_{sd} i_{sd}} \quad (15)$$

则状态变量 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3]^T = [i_{sd}, i_{sq}, U_{dc}]^T$ 可表示为:

$$\begin{cases} x_1 = i_{sd} = y_1 \\ x_2 = i_{sq} = y_2 \\ x_3 = U_{dc} = \lambda e^{-t/\tau} + \sqrt{1.5 R_L u_{sd} y_1} \end{cases} \quad (16)$$

由式(2), 输入变量 $\mathbf{u} = [u_1, u_2]^T = [e_d, e_q]^T$ 可表示为:

$$\begin{cases} u_1 = e_d = u_{sd} - R_m y_1 - L_m \dot{y}_1 + \omega L_m y_2 \\ u_2 = e_q = u_{sq} - R_m y_2 - L_m \dot{y}_2 - \omega L_m y_1 \end{cases} \quad (17)$$

由式(16)、式(17)可知, 选取的输出变量 $\mathbf{y} = [y_1, y_2]^T = [i_{sd}, i_{sq}]^T$ 满足式(13), 即为平坦输出, 该系统是微分平坦系统, 可用微分平坦控制理论来设计系统控制器。

4.3 电流内环设计

针对满足微分平坦条件的 MMC 换流器, 可用 FBC 理论对其进行控制器的指导设计。控制器的设计由两部分组成, 分别为期望轨迹输出前馈控制环节和误差反馈补偿环节。期望轨迹输出前馈控制环节根据平坦输出的期望参考轨迹结合系统的数学模型产生期望的前馈输入控制量, 为控制器的主导环节。由于所建立的系统数学模型并不完全精确, 工程实际中系统存在自身损耗且易受外界干扰, 仅仅由前馈控制环节并不能实现系统输出准确地跟踪期望的平坦输出, 所以需引入误差反馈补偿环节消除系统的不确定因素产生的误差。由于前馈控制环节为主导环节, 通常情况下误差在期望轨迹附近小范围内, 可使用 PI 调节器对其采取线性化处理的办法, 消除误差达到反馈补偿的目的。如图 5 所示为 FBC 系统的控制框图, y_a 为系统期望的平坦输出, u_f^* 、 u_b^* 分别为前馈参考控制量和误差反馈补偿量, u^* 为最终的参考输入量, y 为系统实际输出。

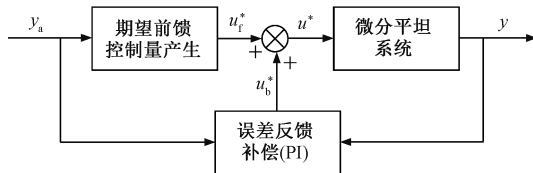


图5 FBC 控制系统框图

Fig.5 Block diagram of FBC control system

由外环控制可得电流参考指令值 i_{sdref} 、 i_{sqref} , 作为参考平坦输出, 根据式(2)可得基于 FBC 的电流内环控制的前馈参考输入量为:

$$\begin{cases} e_{d,f}^* = u_{sd} - R_m i_{sdref} - L_m \frac{di_{sdref}}{dt} + \omega L_m i_{sqref} \\ e_{q,f}^* = u_{sq} - R_m i_{sqref} - L_m \frac{di_{sqref}}{dt} - \omega L_m i_{sdref} \end{cases} \quad (18)$$

为消除系统误差, 引入误差反馈补偿环节, 令 d 轴、q 轴电流跟踪误差分别为 $\Delta i_{sd} = i_{sd} - i_{sdref}$ 、 $\Delta i_{sq} = i_{sq} - i_{sqref}$, 在 $\Delta i_{sd} = 0$ 和 $\Delta i_{sq} = 0$ 处线性化式(2)可得输入误差表达式为:

$$\begin{cases} \Delta e_d = -R_m \Delta i_{sd} - L_m \frac{d\Delta i_{sd}}{dt} + \omega L_m \Delta i_{sq} \\ \Delta e_q = -R_m \Delta i_{sq} - L_m \frac{d\Delta i_{sq}}{dt} - \omega L_m \Delta i_{sd} \end{cases} \quad (19)$$

引入 PI 调节器消除误差, 根据式(19)可得误差反馈补偿值为:

$$\begin{cases} e_{d,b}^* = -(\Delta i_{sd}^* - \Delta i_{sd})(k_{p2} + \frac{k_{i2}}{s}) + \omega L_m \Delta i_{sq} \\ e_{q,b}^* = -(\Delta i_{sq}^* - \Delta i_{sq})(k_{p2} + \frac{k_{i2}}{s}) - \omega L_m \Delta i_{sd} \end{cases} \quad (20)$$

式中, k_{p2} 、 k_{i2} 分别为 PI 调节器的比例系数和积分系数; Δi_{sd}^* 、 Δi_{sq}^* 为误差参考值, 令其为 0 可消除误差。将前馈控制和误差反馈补偿相结合, 可得 FBC 电流内环控制输入量参考值为:

$$\begin{cases} e_d^* = e_{d,f}^* + e_{d,b}^* \\ e_q^* = e_{q,f}^* + e_{q,b}^* \end{cases} \quad (21)$$

不考虑实际控制系统采样、触发延时等因素所造成的影响, 将式(21)代入式(2)并对其进行拉氏变换, 可得:

$$(R_m + L_m s) i_{sd}(s) = (R_m + L_m s) i_{sdref}(s) + (i_{sdref}(s) - i_{sd}(s)) (k_{p2} + \frac{k_{i2}}{s}) \quad (22)$$

对式(22)进行整理, 可得电流内环 d 轴电流分量的闭环传递函数为:

$$G_d(s) = \frac{i_{sd}(s)}{i_{sdref}(s)} = \frac{R_m + L_m s + k_{p2} + \frac{k_{i2}}{s}}{R_m + L_m s + k_{p2} + \frac{k_{i2}}{s}} = 1 \quad (23)$$

同理可得电流内环 d 轴电流分量的闭环传递函数 $G_q(s)$, 其值与 $G_d(s)$ 相同。由式(23)可知其电流内环闭环传递函数恒等于 1, 表明控制器输出电流 i_{sd} 、 i_{sq} 能够很好地跟踪电流参考指令值 i_{sdref} 、 i_{sqref} 。传统的电流内环控制, 即如式(10)所示, 其闭环传递函数虽然采取了零极点对消的办法, 但是仍然只

能简化为一阶惯性环节,输出值与参考指令值存在延时。故本文将式(10)替代为式(21),利用 FBC 对传统电流内环控制进行改造,提高系统的响应速度。

5 仿真分析

为了验证改进下垂平坦控制策略的有效性和动态性能,在 PSCAD/EMTDC 仿真平台上搭建了如图 1 所示的并联型四端 MMC-MTDC 系统仿真模型。换流站 MMC1~MMC4 的额定容量分别为 250 MW、250 MW、300 MW、300 MW,直流侧额定直流电压参考值 $U_{dc,ref}=200$ kV,允许的直流电压波动极限为参考值 $U_{dc,ref}$ 的 5%,即 190~210 kV。直流输电电缆采用集中参数等效,等效电阻为 $0.01 \Omega/\text{km}$,等效电感为 $0.01 \text{ mH}/\text{km}$;MMC 子模块数量 N 为 50(不考虑冗余),子模块电容 $C=9 \text{ mF}$,交流侧电感 $L_s=2 \text{ mH}$ 、电阻 $R_s=0.1 \Omega$,桥臂电感 $L_0=10 \text{ mH}$ 、电阻 $R_0=2.5 \Omega$ 。MMC1 和 MMC2 采用下垂控制,MMC3 和 MMC4 采用定功率控制,在系统参数一致的情况下分别在文献[15]所提控制方法和本文所提出的改进下垂平坦控制下进行仿真。

5.1 算例 1:换流站功率指令值跃变

在初始条件下,换流站 MMC1~MMC4 的有功功率指令值分别为 230 MW、-120 MW、40 MW、-150 MW。0.8 s 时,MMC3 的功率指令由 40 MW 跃变为 100 MW;1.4 s 时,MMC4 的功率指令由 -150 MW 跃变为 -250 MW,图 6 为算例 1 下文献[15]所提方法和改进下垂平坦控制仿真结果对比图。

由图 6 可知,0.8 s 时 MMC3 的功率指令由 40 MW 跃变为 100 MW,系统输入有功大于输出有功,直流侧电压上升,由下垂控制站 MMC1 和 MMC2 来平衡系统中出现的 60 MW 的不平衡功率。由图 6(a)、图 6(b)可知,改进下垂平坦控制下,MMC1 和 MMC2 根据自身功率裕度大小实时调整下垂系数来实现功率的合理分配,而文献[15]所提方法通过监测本地直流电压来实时修正下垂系数,两种控制方法下 MMC1 和 MMC2 均能合理控制分摊系统中的不平衡功率,且均无过载风险。但从直流侧电压对比图 6(c)可以看出,直流侧电压稳定后文献[15]所提方法电压升至 202.2 kV,电压偏差率为 1.1%,而改进下垂平坦控制电压为 201.4 kV,电压偏差率仅为 0.7%,相比文献[15]方法偏差率降低了 0.4%,均在允许的电压波动极限范围内。且文献

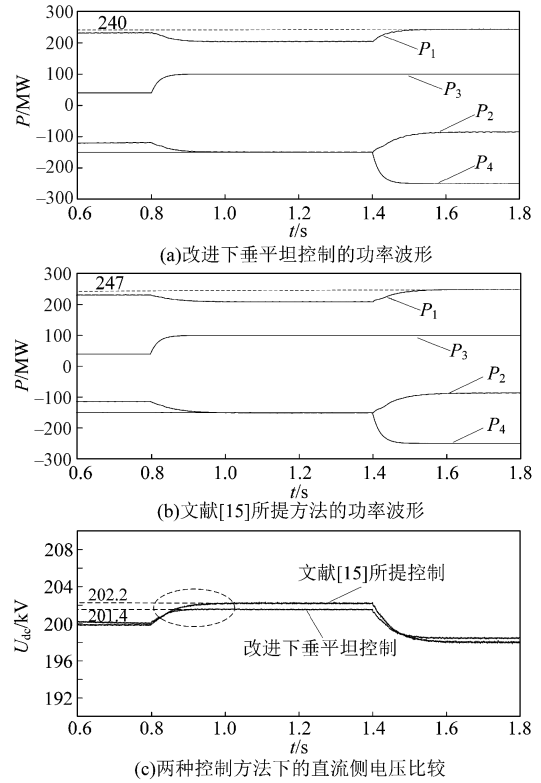


图 6 算例 1 下仿真结果对比

Fig.6 Comparison of simulation results of example 1

[15]方法在 1 s 左右电压达到稳定,而改进下垂平坦控制在 0.9 s 左右就达到稳定,直流侧电压暂态调整时间较短,在调整速度上具有一定优势。

1.4 s 时,MMC4 的功率指令由 -150 MW 跃变为 -250 MW,系统输入有功小于输出有功,直流侧电压下降,直流系统出现 100 MW 的不平衡功率。同样的由 MMC1 和 MMC2 承担不平衡功率,达到稳态时,在文献[15]所提方法下由于 MMC1 功率裕度较小,稳态时 MMC1 换流站 $P_1=247$ MW,仅有 3 MW 的功率裕度,易在系统复杂工况下因小干扰达到满载而转为定功率控制模式,进而失去对直流潮流变化响应的能力。而改进下垂平坦控制下,下垂控制站功率裕度 $P_{\max 1}-P_1 < P_{\max 2}-P_2$,可得改进下垂控制下垂系数 $k_1' > k_2'$,功率裕度大的 MMC2 承担更多的不平衡功率,功率裕度小的 MMC1 承担较少的不平衡功率,稳定时 $P_1=240$ MW,尚有 10 MW 的功率裕度,无满载风险。同样的,改进下垂平坦控制下的直流侧电压稳定后相比于文献[15]所提方法偏差更小,且暂态调整时间更短,较快达到电压稳态值,系统动态响应速度快。

5.2 算例2:换流站发生潮流反转

在初始条件下,换流站 MMC1~MMC4 的有功功率指令值分别为 180 MW、-100 MW、-140 MW、60 MW。0.8 s 时,MMC4 的有功功率指令由 60 MW 反转为 -60 MW;1.4 s 时又反转为 60 MW,文献[15]所提方法和改进下垂平坦控制仿真结果对比如图 7 所示。

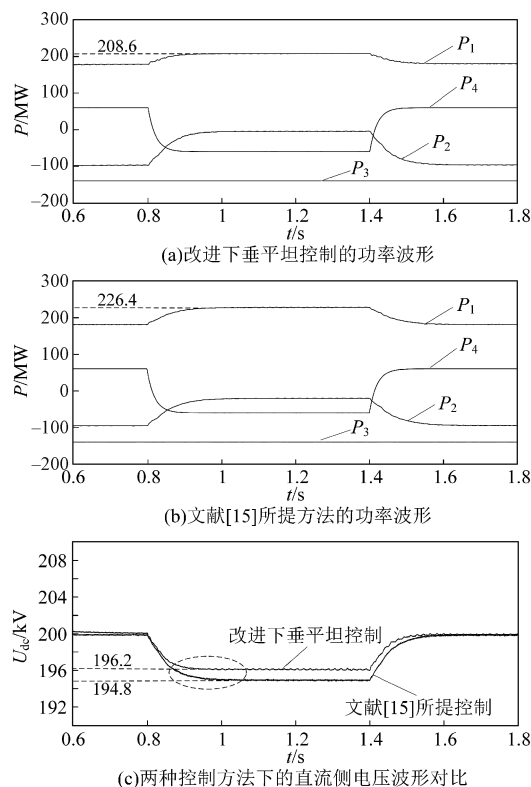


图7 算例2下仿真结果对比

Fig.7 Comparison of simulation results of example 2

0.8 s 时,系统出现 120 MW 的功率缺额,MMC1 和 MMC2 共同承担此缺额,直流侧电压下降。根据图 7(a)、图 7(b)可知,由于系统的功率缺额较大,在文献[15]所提控制下直流侧电压的偏差值将会超过其所设阈值,此时下垂控制站 MMC1 和 MMC2 会侧重于功率的控制而相应牺牲直流侧电压的调节,稳态时 $P_1 = 226.4$ MW,还留有 23.6 MW 的功率裕度,保证仍有一定的功率裕度调整空间。而改进下垂平坦控制下 MMC1 和 MMC2 根据实时功率裕度大小改变下垂系数,MMC1 功率裕度小则下垂系数较大分担较少的功率缺额,稳定时 $P_1 = 208.6$ MW,还留有 41.4 MW 的裕度,相比文献[15]所剩功率裕度较为充裕。另外由图 7(c)可知,文献[15]所提控制下牺牲了一定的直流电压调节,直流侧电压降至 194.8 kV,电压偏差率为 2.6%,改进下

垂平坦控制下直流侧电压为 196.2 kV,电压偏差率仅为 1.9%,相比文献[15]方法电压偏差率降低了 0.7%,且在 0.9 s 时电压即达到稳定值,而文献[15]方法在 1 s 时才达到稳定值。1.4 s 时 MMC4 功率指令反转为 60 MW,系统出现 120 MW 的功率过剩,直流侧电压上升。稳态时 MMC1 和 MMC2 均还有较大的功率裕度,直流侧电压也重新达到之前的稳定状态。可见两种控制方法下均能较好应对换流站发生潮流反转的工况,换流站无满载风险,相比之下改进下垂平坦控制换流站所剩功率裕度较为充足,且直流侧电压偏差率更低,暂态调整时间短,系统动态响应速度快。

5.3 算例3:换流站退出运行

在初始条件下,换流站 MMC1~MMC4 的有功功率指令值分别为 150 MW、-100 MW、120 MW、-170 MW。0.8 s 时,MMC3 因故障而退出运行。由于 MMC3 退出运行导致直流系统产生了 120 MW 的功率缺额,系统输入有功小于输出有功,直流侧电压下降。仿真结果对比如图 8 所示。

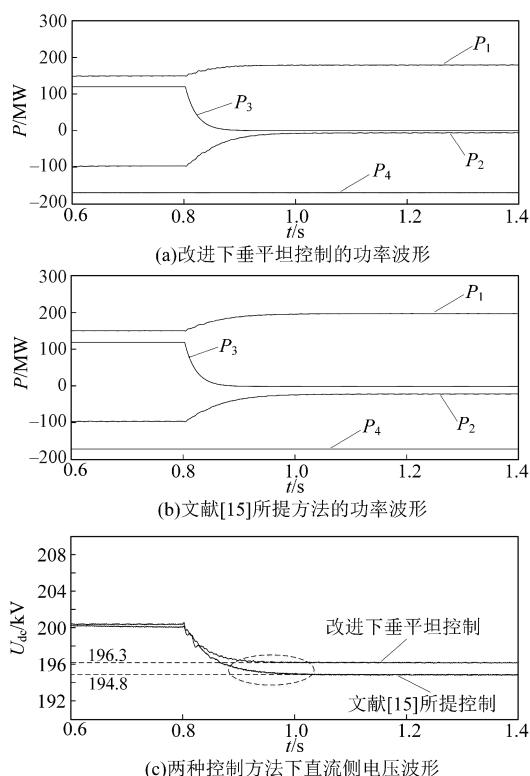


图8 算例3下仿真结果对比

Fig.8 Comparison of simulation results of example 3

由图 8 可知,MMC3 退出运行导致系统产生了较大功率缺额,在文献[15]所提控制下,直流侧电压偏差值超过其所设阈值,同样的换流站会侧重于

功率的控制而相应牺牲一定的直流侧电压的调节作用,MMC1 还留有较大的功率调节裕度,直流侧电压为 194.8 kV,偏差率为 2.6%,在 1 s 左右达到稳定。改进下垂平坦控制下,由于 MMC1 的功率裕度比 MMC2 小,所以 MMC1 的下垂系数大于 MMC2,MMC1 分得较小的不平衡功率,为 31 MW,使得 MMC1 仍有较大的功率裕度,可更好地应对复杂的实际工况;MMC2 分得较大的不平衡功率,为 89 MW。直流侧电压在 0.93 s 时达到稳定,为 196.3 kV,偏差率仅为 1.85%。仿真对比图表明,若某一换流站由于故障退出运行,系统经过一定时间的调节均能保持稳定运行,均保证有较大的剩余功率裕度且直流侧电压不越限。但相比于文献[15]所提方法,改进下垂平坦控制暂态调整时间相对较短,直流电压波动较小。

6 结论

(1) 本文结合微分平坦控制理论提出了一种 MMC-MTDC 改进下垂控制策略,下垂控制站根据自身功率裕度实时调整下垂系数,采用前馈控制和误差反馈补偿控制构造电流内环,使系统的输出准确跟踪期望值。

(2) 仿真结果表明,本文提出的改进下垂平坦控制策略能够合理分配系统中的不平衡功率,避免换流站达到满载,保持较为充裕的功率调节裕度,保持对直流潮流变化响应的能力,且直流电压波动显著减小。

(3) 相较于传统的电流内环直接电流控制,改进下垂平坦控制在电流内环设计中引入了微分平坦控制理论对其改造,电流环不再含有惯性环节,系统动态性能比直接电流控制更加优越,受系统参数影响小,换流站直流侧电压暂态调整时间较短,更加迅速地进入到稳定运行状态。

参考文献 (References):

[1] 肖立业,刘怡,夏孝天,等(Xiao Liye, Liu Yi, Xia Xiaotian, et al.). 高比例可再生能源接入条件下的输电骨干网架结构探索(Investigation on architecture of backbone transmission system for renewable-energy-dominant power grid) [J]. 电工电能新技术(Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2020, 39(1): 1-4.

[2] 陆晶晶,贺之渊,赵成勇,等(Lu Jingjing, He Zhiyuan, Zhao Chengyong, et al.). 直流电网规划关

键技术与展望(Key technologies and prospects for DC power grid planning) [J]. 电力系统自动化(Automation of Electric Power Systems), 2019, 43(2): 182-191.

[3] Wang Y Z, Wen W J, Wang C S, et al. Adaptive voltage droop method of multiterminal VSC-HVDC systems for DC voltage deviation and power sharing [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2019, 34(1): 169-176.

[4] 郭敬梅,余超耘,黄辉(Guo Jingmei, Yu Chaoyun, Huang Hui). 考虑 VSC-MTDC 动态稳定性约束的优化协调控制策略(Optimal coordinated control strategy considering VSC-MTDC dynamic stability constraints) [J]. 高电压技术(High Voltage Engineering), 2018, 44(7): 2181-2188.

[5] 董恒锋,唐庚,侯俊贤,等(Dong Huanfeng, Tang Geng, Hou Junxian, et al.). 海上风电接入多端柔性直流输电系统中换流站退出运行时直流功率再分配策略(Optimized power redistribution of VSC-MTDC transmissions with offshore wind farms integrated after onshore converter outage) [J]. 电网技术(Power System Technology), 2017, 41(5): 1398-1406.

[6] Cao Y J, Wang W Y, Li Y, et al. A virtual synchronous generator control strategy for VSC-MTDC systems [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(2): 750-761.

[7] 许冬,韩民晓,于思超,等(Xu Dong, Han Minxiao, Yu Sichao, et al.). 交流背景谐波对 MMC 多端直流的影响分析及抑制策略(Impact of AC background harmonics on MMC multi-terminal HVDC system and mitigation strategy) [J]. 电工电能新技术(Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36(6): 9-15.

[8] 罗永捷,李耀华,李子欣,等(Luo Yongjie, Li Yao-hua, Li Zixin, et al.). 多端柔性直流输电系统直流故障保护策略(DC short-circuit fault protection strategy of multiterminal-HVDC systems) [J]. 电工电能新技术(Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34(12): 1-6, 13.

[9] 徐殿国,刘瑜超,武健(Xu Dianguo, Liu Yuchao, Wu Jian). 多端直流输电系统控制研究综述(Review on control strategies of multi-terminal direct current transmission system) [J]. 电工技术学报(Transactions of China Electrotechnical Society), 2015, 30(17): 1-12.

[10] 王渝红,李天泽,曾琦,等(Wang Yuhong, Li Tianze, Zeng Qi, et al.). 实际运行点动态修正的 VSC-MTDC 改进下垂控制策略(Novel droop control strategy with dynamically corrected operating point for VSC-MTDC system) [J]. 高电压技术(High Voltage Engineer-

- ing), 2018, 44 (7): 2133-2142.
- [11] Xiao L, Xu Z, An T, et al. Improved analytical model for the study of steady state performance of droop-controlled VSC-MTDC systems [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017, 32 (3): 2083-2093.
- [12] 朱弘祺, 李勇, 王姿雅, 等 (Zhu Hongqi, Li Yong, Wang Ziya, et al.). 考虑直流电压无差调节的 MMC-MTDC 协调下垂控制策略 (Coordinated droop control strategy considering indifference regulation of DC voltage for MMC-MTDC system) [J]. 电力自动化设备 (Electric Power Automation Equipment), 2018, 38 (7): 196-199, 213.
- [13] 和敬涵, 王振吉, 罗国敏, 等 (He Jinghan, Wang Zhenji, Luo Guomin, et al.). 适用于 VSC-MTDC 系统的电压功率分层分布式控制策略 (Hierarchical distributed control of voltage and active power for VSC-MTDC) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2018, 42 (12): 3951-3959.
- [14] 刘海媛, 杨波, 郭一楠, 等 (Liu Haiyuan, Yang Bo, Guo Yinan, et al.). 应用于大规模新能源并网的 MMC-MTDC 双因子自适应下垂控制策略 (MMC-MTDC dual factor adaptive droop control strategy for large-scale renewable energy integration) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2019, 39 (3): 793-802, 958.
- [15] 王渝红, 陈勇, 曾琦, 等 (Wang Yuhong, Chen Yong, Zeng Qi, et al.). 适用于 VSC-MTDC 的改进下垂控制 (Improved droop control strategy for VSC-MTDC) [J]. 高电压技术 (High Voltage Engineering), 2018, 44 (10): 3190-3196.
- [16] Fliess M, Levine J, Martin P, et al. Flatness and defect of nonlinear systems: Introductory theory and examples [J]. International Journal of Control, 1995, 61 (6): 1327-1361.
- [17] Markus E D. Differential flatness based synchronization control of multiple heterogeneous robots [A]. IECON 2018-44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society [C]. Washington, DC, USA, 2018. 3659-3664.
- [18] 蔡伟伟, 朱彦伟, 曾璞 (Cai Weiwei, Zhu Yanwei, Zeng Pu). 多约束条件下空间飞行器姿态机动规划的微分平坦方法 (Differentially flat method of attitude maneuver trajectory planning for space vehicles under multiple constraints) [J]. 动力学与控制学报 (Journal of Dynamics and Control), 2018, 16 (2): 115-120.
- [19] Renaudineau H, Lopez D, Flores-Bahamonde F, et al. Flatness-based control of a boost inverter for PV microinverter application [A]. 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems [C]. Florianopolis, Brazil, 2017. 1-6.
- [20] Thounthong P, Sikkabut S, Poonnoy N, et al. Nonlinear differential flatness-based speed/torque control with state-observers of permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54 (3): 2874-2884.
- [21] 宋平岗, 李云丰, 王立娜, 等 (Song Pinggang, Li Yunfeng, Wang Lina, et al.). 基于微分平坦理论的模块化多电平换流器控制器设计 (Differential flatness based design of controller for modular multilevel converter) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2013, 37 (12): 3475-3481.
- [22] 宋平岗, 董辉, 周振邦, 等 (Song Pinggang, Dong Hui, Zhou Zhenbang, et al.). 基于最优潮流理论的 MMC-MTDC 直接功率控制策略 (Direct power control strategy of MMC-MTDC based on optimal power flow) [J]. 电力自动化设备 (Electric Power Automation Equipment), 2018, 38 (6): 183-189.
- [23] 朱瑞可, 王渝红, 李兴源, 等 (Zhu Ruike, Wang Yuhong, Li Xingyuan, et al.). VSC-MTDC 系统直流电压自适应斜率控制策略 (An adaptive DC voltage droop control strategy for the VSC-MTDC system) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2015, 39 (4): 63-68.

MMC-MTDC improved droop flat control strategy considering power margin

SONG Ping-gang, YANG Chang-lan, LONG Ri-qi, LEI Wen-qi, ZHENG Ya-zhi

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: Aiming at the power coordinated control and DC voltage stability of the multi-terminal direct current transmission system (MMC-MTDC) based on modular multilevel converters, the differential flat control (FBC) theory is introduced on the basis of improved droop control, and an improved droop flatness control strategy is proposed with consideration of power margin. The strategy considers the real-time power margin of the droop control station

under different operating conditions, and reasonably shares the unbalanced power in the system according to the margin of each converter station to avoid the converter station being fully loaded. At the same time, the differential flat control theory is introduced to design the current inner loop controller to replace the direct current control of the traditional current inner loop. The controller consists of two parts: expected feedforward control and error feedback compensation. Feedforward control produces the dominant control quantity, and error feedback compensation eliminates the influence of system model uncertainty and internal and external disturbances, and corrects the control quantity to accurately track the expected value effectively, that improves the system response speed. Taking a parallel four-terminal MMC-MTDC system as an example, the simulation results show the effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: modular multilevel converter; multi-terminal DC transmission; improved droop; differential flatness control theory; power margin