

交流侧不对称故障下柔性直流 输电系统优化控制研究

夏向阳^{1†}, 易海淦¹, 夏天^{1,2}, 石超¹, 贺焯丹¹, 刘代飞², 邓文华³, 王灿³

(1. 长沙理工大学电气与信息工程学院, 湖南长沙 410114;

2. 长沙理工大学能源与动力工程学院, 湖南长沙 410114; 3. 湖南长高高压开关有限公司, 湖南长沙 410001)

摘要: 基于模块化多电平 S 换流器的柔性直流输电系统 (Modular Multi-level Converter-High Voltage Direct Current, MMC-HVDC) 在交流电网发生不对称故障时, 故障侧 MMC 的内部特性和系统运行都受到较大影响。基于 MMC 桥臂平均值模型, 提出一种不对称工况下 MMC-HVDC 系统的优化控制策略, 增强柔性直流输电系统的故障穿越能力。该策略主要由交流侧电流控制和环流抑制两个部分组成, 在交流侧利用基于双二阶广义积分器锁相环 (Phase Locked Loop Based on Double Second Order Generalized Integrator, DSOGI-PLL), 在不对称工况下精确提取电压电流的正负序分量, 配合双矢量控制器抑制负序电流, 实现交流侧三相电流平衡。在 MMC 内部采用由 PI 控制器和重复控制器串联组成的嵌入式重复控制器 (Proportional Integral and Repetitive Control, PI-RC) 抑制环流中的二倍频正负零序分量, 实现直流侧功率的恒定传输。在 MATLAB/Simulink 软件中搭建 MMC-HVDC 系统仿真模型, 验证了所提优化控制策略的有效性。

关键词: 电流控制; 不对称故障; 柔性直流输电; 基于双二阶广义积分器锁相环; 嵌入式重复控制器

中图分类号: TM46

文献标志码: A

Research on Optimal Control of MMC-HVDC System Under AC Side Asymmetric Fault

XIA Xiangyang^{1†}, YI Haigan¹, XIA Tian^{1,2}, SHI Chao¹, HE Yedan¹,
LIU Daifei², DENG Wenhua³, WANG Can³

(1. College of Electrical & Information Engineering, Changsha University of Science & Technology, Changsha 410114, China;

2. College of Energy and Power Engineering, Changsha University of Science & Technology, Changsha 410114, China;

3. Hunan Changgao High Voltage Switchgear Co., Ltd., Changsha 410001, China)

Abstract: The internal characteristics and system operation of MMC on the fault side are greatly affected when an asymmetric fault occurs in the AC power grid of MMC-HVDC based on a modular multilevel converter. Based on the average value model of the MMC bridge arm, this paper proposes an optimal control strategy for the MMC-HVDC system under asymmetric conditions, which enhances the fault ride-through capability of a flexible HVDC system. The strategy is mainly composed of two parts: AC current measurement control and circulating current suppression.

* 收稿日期: 2021-12-14

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51977014), National Natural Science Foundation of China (51977014); 长沙市科技计划重大专项(kh2102007), Major Special Changsha Science and Technology Project(kh2102007)

作者简介: 夏向阳(1968—), 男, 湖南长沙人, 长沙理工大学教授, 博士生导师

† 通信联系人, E-mail: xia_xy@126.com

On the AC side, the phase-locked loop based on a double second order generalized integrator (DSOGI-PLL) is used to extract the positive and negative sequence components of voltage and current accurately under asymmetric conditions, and the negative sequence current is suppressed with a double vector controller to control the three-phase current balance on the AC side. The Proportional Integral and Repetitive Control (PI-RC) composed of PI controller and repetitive controller in series is used in MMC to suppress the positive and negative zero sequence components of double frequency in circulating current, so as to realize the constant transmission of DC power. Finally, a simulation model of the MMC-HVDC system is built in MATLAB/Simulink software to verify the efficiency of the proposed optimal control strategy.

Key words: electric current control; asymmetric fault; Modular Multi-level Converter-High Voltage Direct Current (MMC-HVDC); Phase Locked Loop Based on Double Second Order Generalized Integrator (DSOGI-PLL); Proportional Integral and Repetitive Control (PI-RC)

我国资源与负荷地域分配严重不均的特点,决定了必须采用远距离、大容量跨区域高压输电的方式来输送电能^[1-3].其中柔性直流输电系统是当下跨区域大容量高压直流输电的首选方式^[4-5].

在柔性直流输电系统中,交流电网电压不对称会使得 MMC 换流器交流侧电流不平衡^[6-8],环流中出现零序分量,直流侧产生功率振荡等问题.电网电压对称时 MMC 的控制策略采用的是和两电平 VSC 一样的矢量控制策略,但该策略无法控制负序电流^[9-10].尤其是在不平衡网压下,交流电压没有实现正负序分离,电压中的基频负序分量中含有二倍频的交流量,导致锁相环的提取精度降低.

文献[11]将有限状态分层模型预测控制引入到 MMC 控制中,解决了权重因子设计问题,但环流问题没有得到解决.文献[12]提出了一种电网电压不平衡下 MMC 的无源控制策略,该策略能够很好地实现交流侧的控制目标.文献[13]提出了一种无差拍直接功率控制策略,但有功的二倍频波动没有得到完全抑制.文献[14]设计了基于比例谐振调节器和瞬时功率理论的控制策略,但会明显降低其响应速度.文献[15]分别对交流侧电流、桥臂环流和直流电流进行解耦控制,针对系统暂态性能进行了提升.文献[16]提出了一种综合控制策略,能实现交流侧电流对称,并且引入零序电流抑制器,消除零序分量对直流侧的影响.上述策略都没有考虑不平衡网压下环流抑制精度和相应速度之间的平衡,这也是目前不平衡网压下研究待解决的问题.

针对以上不足,为提高 MMC 在复杂工况下的故障穿越能力,本文提出一种在网压不对称工况下 MMC-HVDC 的优化控制策略.设计基于双二阶广义积分器锁相环在不对称工况下获取电压的相位和频

率信息,保证电压电流正负序 dq 轴分量的准确提取,提升了交流侧电流控制的精度,配合双矢量控制器实现三相电流平衡;利用由 PI 控制器和重复控制器串联组成的嵌入式重复控制器,在无静差跟踪环流直流分量参考指令的同时,能有效抑制环流中的二倍频正负零序分量,优化系统性能,提升故障穿越能力,并在仿真软件 MATLAB/Simulink 中搭建 MMC-HVDC 系统仿真模型,验证了所提优化控制策略的有效性.

1 MMC 拓扑结构和工作原理

为了简化数学建模的过程,忽略电力电子器件的驱动延时和死区时间,认为所有子模块结构一致,根据仿真速度最快的平均值模型进行数学建模. MMC 桥臂简化平均值模型如图 1 所示^[17].

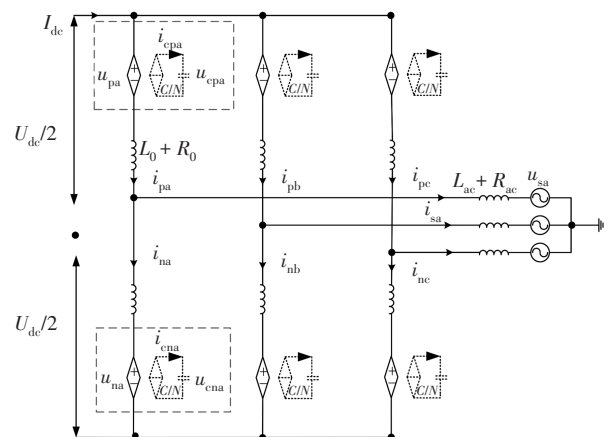


图 1 MMC 桥臂简化平均值模型

Fig.1 Simplified average model of MMC bridge arm

图 1 中,桥臂所有子模块的等效电容值为 C/N ;

$L_0 + R_0$ 为桥臂电感和损耗等效电阻串联;电感 L_{ac} 和电阻 R_{ac} 为交流电网阻抗; i_{cpj} 、 i_{cnj} 分别为上桥臂和下桥臂中流过子模块电容的电流; u_{pj} 、 u_{nj} 分别为上桥臂和下桥臂级联子模块经调制后输出的电压; u_{cpj} 、 u_{cnj} 分别为上桥臂和下桥臂 N 个级联子模块电容电压等效为理想变换器产生的可控电源; i_{pj} 、 i_{nj} 分别为上桥臂和下桥臂流过的电流; U_{dc} 为直流母线电压; I_{dc} 为直流侧电流; u_{sj} 、 i_{sj} 分别为交流侧各相电压和电流; $j=a、b、c$ 。

根据基尔霍夫定律,可得MMC基本单元的时域动态数学方程为:

$$\frac{U_{dc}}{2} - u_{sj} + R_{ac}i_{sj} + L_{ac}\frac{di_{sj}}{dt} - R_0i_{pj} - L_0\frac{di_{pj}}{dt} - u_{pj} = 0 \quad (1)$$

$$-\frac{U_{dc}}{2} - u_{sj} + R_{ac}i_{sj} + L_{ac}\frac{di_{sj}}{dt} + R_0i_{nj} + L_0\frac{di_{nj}}{dt} + u_{nj} = 0 \quad (2)$$

将式(1)与式(2)相加,进行化简整理可得:

$$u_{sj} + e_j = Ri_{sj} + L\frac{di_{sj}}{dt} \quad (3)$$

式中: $R=R_{ac}+0.5R_0$; $L=L_{ac}+0.5L_0$; $e_j=0.5(u_{nj}-u_{pj})$ 。

将式(1)与式(2)相减,可得:

$$R_0(i_{pj} + i_{nj}) + L_0\frac{d(i_{pj} + i_{nj})}{dt} + (u_{pj} + u_{nj}) = U_{dc} \quad (4)$$

定义桥臂环流 i_{diffj} 和桥臂共模电压 u_{comj} 的表达式分别为:

$$i_{diffj} = \frac{1}{2}(i_{pj} + i_{nj}) \quad (5)$$

$$u_{comj} = \frac{1}{2}(u_{pj} + u_{nj}) \quad (6)$$

联立式(3)~式(6),可得环流在桥臂阻抗上的不平衡压降 u_{diffj} 为:

$$u_{diffj} = R_0i_{diffj} + L_0\frac{di_{diffj}}{dt} = \frac{U_{dc}}{2} - u_{comj} \quad (7)$$

式(7)的右边部分就是MMC直流回路的数学模型,描述了MMC内部的电压电流特性。

上桥臂和下桥臂的电压也可以分别用两种形式表示:

$$\begin{cases} u_{pj} = \frac{U_{dc}}{2} - e_j + u_{diffj} = u_{comj} - e_j \\ u_{nj} = \frac{U_{dc}}{2} + e_j - u_{diffj} = u_{comj} + e_j \end{cases} \quad (8)$$

2 不对称工况下MMC运行特性分析

2.1 MMC交流侧功率波动分析

电网电压不对称会使得三相电流不平衡,有功功率和无功功率产生不可控振荡,而在电网发生不

对称故障时,情况会更加严重。

本文以交流电网发生单相接地故障为例,对MMC交流侧的功率特性进行分析。MMC-HVDC系统单线结构如图2所示。图2中,MMC换流站经联结变压器接入交流电网,联结变压器采用Yg/Δ接线方式,在PCC点发生单相接地故障时,MMC的阀侧电压电流中不存在零序分量。

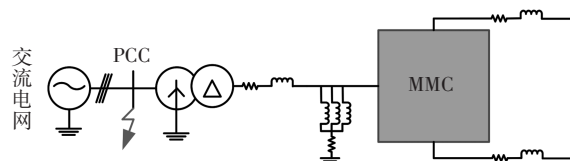


图2 MMC-HVDC系统单线结构

Fig.2 Single line structure of MMC-HVDC system

根据对称分量法,阀侧的 j 相交流电压和电流可以正负序分解为:

$$\begin{cases} u_{sj} = U_s^+ \cos(\omega t + \kappa^+ + \gamma) + U_s^- \cos(-\omega t + \kappa^- + \gamma) \\ i_{sj} = I_s^+ \cos(\omega t + \phi^+ + \gamma) + I_s^- \cos(-\omega t + \phi^- + \gamma) \end{cases} \quad (9)$$

式中: U_s^+ 、 U_s^- 分别为阀侧电压正负序分量的幅值; I_s^+ 、 I_s^- 分别为阀侧电流正负序分量的幅值; κ^+ 、 κ^- 、 ϕ^+ 、 ϕ^- 分别为电压正负序分量和电流正负序分量的初相角; γ 为abc三相的相位差,分别为 0° 、 120° 和 240° 。

对式(9)进行旋转坐标变换,得到 dq 坐标系下阀侧电压和电流的表达式分别为:

$$\begin{cases} U_{sdq} = U_{sdq}^+ + U_{sdq}^- \\ I_{sdq} = I_{sdq}^+ + I_{sdq}^- \end{cases} \quad (10)$$

式中: U_{sdq}^+ 为阀侧电压 u_{sj} 在两相旋转坐标系下的 d 轴和 q 轴正序分量; U_{sdq}^- 为阀侧电压 u_{sj} 在两相旋转坐标系下的 d 轴和 q 轴负序分量; I_{sdq}^+ 为阀侧电流 i_{sj} 在两相旋转坐标系下的 d 轴和 q 轴正序分量; I_{sdq}^- 为阀侧电流 i_{sj} 在两相旋转坐标系下的 d 轴和 q 轴负序分量。

根据瞬时功率理论,可得两相旋转坐标系下MMC交流侧的瞬时复功率为^[12]:

$$\begin{aligned} S = \frac{2}{3} & \left(U_{sdq}^+ e^{j\theta_1} + U_{sdq}^- e^{-j\theta_1} \right) \left(I_{sdq}^+ e^{j\theta_1} + I_{sdq}^- e^{-j\theta_1} \right) = \\ & P_{s0} + P_{s2\sin} \cos(2\omega t) + P_{s2\cos} \sin(2\omega t) + \\ & Q_{s0} + Q_{s2\sin} \cos(2\omega t) + Q_{s2\cos} \sin(2\omega t) \end{aligned} \quad (11)$$

式中: S 为复功率; θ_1 为 d 轴和两相静止坐标系下 α 轴之间的夹角,且 a 轴与 α 轴位置重合; P_{s0} 、 Q_{s0} 分别为交流侧有功功率和无功功率的直流分量幅值; $P_{s2\sin}$ 、 $P_{s2\cos}$ 、 $Q_{s2\sin}$ 、 $Q_{s2\cos}$ 分别为有功功率和无功功率中对应的二倍频分量幅值。

在不对称电网电压下,交流侧电流的控制目标可分为抑制负序电流、抑制有功功率脉动、抑制无功功率脉动.不同的控制目标根据式(12)可计算得到不同的内环输出电流控制参考值.

$$\begin{bmatrix} I_{sd}^+ \\ I_{sd}^- \\ I_{sq}^+ \\ I_{sq}^- \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{P}{\left[(U_{sd}^+)^2 + (U_{sq}^+)^2 \right] + k \left[(U_{sd}^-)^2 + (U_{sq}^-)^2 \right]} \begin{bmatrix} U_{sd}^+ \\ U_{sq}^+ \\ kU_{sd}^- \\ kU_{sq}^- \end{bmatrix} + \frac{2}{3} \frac{P}{\left[(U_{sd}^+)^2 + (U_{sq}^+)^2 \right] - k \left[(U_{sd}^-)^2 + (U_{sq}^-)^2 \right]} \begin{bmatrix} U_{sq}^+ \\ -U_{sd}^+ \\ -kU_{sq}^- \\ kU_{sd}^- \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: $k=0, 1, -1$.当 $k=0$ 时,交流侧电流控制目标为抑制负序电流,实现三相电流平衡;当 $k=-1$ 时,交流侧电流控制目标为抑制有功功率脉动;当 $k=1$ 时,交流侧电流控制目标为抑制无功功率脉动.

由于电压及电流负序分量的出现,会使得桥臂子模块电容电压存在较大波动,甚至引起短路电流过大导致功率器件电流超限,此时若不进行故障穿越控制,会严重影响换流器的正常运行甚至系统停运.为确保系统过电流不会危及电力电子器件安全,本文将交流侧电流的控制目标选择为抑制负序电流.

2.2 MMC桥臂环流分析

在正常工况下,MMC桥臂环流中的二倍频交流分量呈现的是负序性质.而当交流侧发生不对称故障时,交流侧三相电流的不平衡,使得三相桥臂分配的有功功率不一致,从而使环流的成分更加复杂.因此,需要对环流的成分进行具体的分析以便设计合适的环流抑制策略.

在网压不平衡情况下,MMC的内部电动势 e_j 可以正负序分解为:

$$e_j = E^+ \cos(\omega_0 t + \theta^+) + E^- \cos(\omega_0 t + \theta^-) \quad (13)$$

式中: E^+, E^- 分别为内部电动势正负序分量的幅值; θ^+, θ^- 分别为内部电动势正负序分量的相位.

由文献[18]可知,在网压不对称工况下,三相桥臂环流中的直流分量不一定相等.本文以a相桥臂为例,简单介绍环流参考值的计算过程.

忽略桥臂阻抗损耗,根据瞬时功率理论可得a相上桥臂和下桥臂功率之和 P_a 为:

$$P_a = u_{pa} i_{na} + u_{na} i_{pa} \quad (14)$$

P_a 中的直流功率分量 P_{a0} 可以表示为:

$$P_{a0} = U_{dc} I_{dca} + \frac{1}{2} E^+ [I^+ \cos(\theta^+ - \phi^+) + I^- \cos(\theta^+ - \phi^-)] + \frac{1}{2} E^- [I^+ \cos(\theta^- - \phi^+) + I^- \cos(\theta^- - \phi^-)] \quad (15)$$

假设各相桥臂能量已经平衡,如果此时桥臂功率中直流分量 P_{a0} 幅值不为0,那么子模块平均电容电压将处于变化的状态,不利于系统的稳定运行.因此,需要令桥臂功率中的直流分量 P_{a0} 为零,从而解出桥臂各相环流直流分量的表达式如下所示^[19]:

$$\begin{cases} I_{dca}^* = -\frac{1}{2U_{dc}} [a + b + c + d] \\ I_{deb}^* = -\frac{1}{2U_{dc}} [a + b + c_1 + d_1] \\ I_{dcc}^* = -\frac{1}{2U_{dc}} [a + b + c_2 + d_2] \end{cases} \quad (16)$$

其中

$$\begin{cases} a = E^+ I^+ \cos(\theta^+ - \phi^+), c_1 = E^- I^+ \cos(\theta^- - \phi^+ - \frac{2}{3}\pi) \\ b = E^+ I^- \cos(\theta^+ - \phi^-), c_2 = E^- I^- \cos(\theta^- - \phi^+ + \frac{2}{3}\pi) \\ c = E^- I^+ \cos(\theta^- - \phi^+), d_1 = E^- I^- \cos(\theta^- - \phi^- + \frac{2}{3}\pi) \\ d = E^- I^- \cos(\theta^- - \phi^-), d_2 = E^- I^- \cos(\theta^- - \phi^- - \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (17)$$

在网压不对称工况下,环流控制的目的依然是抑制环流中除直流分量外的偶次谐波分量.因此,计算得到的环流直流分量值就可以当作是桥臂环流的参考值.

桥臂环流的参考值中包含了交流侧电压、电流的正序和负序分量,当电压电流的负序分量都为0时,各相环流的直流分量参考值都相等;但当交流侧选择的控制目标为抑制电流中的负序分量时,负序电压的存在会使得三相桥臂环流中的直流分量不相等.同时,由于环流的参考值中不包含交流分量,因而只要环流控制器能够无静差跟踪环流直流参考指令,便能实现对环流中二倍频正负序零分量的有效抑制.

3 不对称工况下MMC-HVDC系统控制策略

在不对称工况下,MMC-HVDC控制系统首先需要抑制交流侧的负序电流,以降低其对MMC运行的影响.此外,由于MMC内部的二倍频零序环流分量

会流入到直流侧中引起有功功率的振荡,也需要将其抑制.因而后文控制策略的设计主要围绕这两者展开.

3.1 基于双二阶广义积分器的锁相环设计

交流侧电流控制策略采用文献[7]所述的 dq 轴坐标系下的内环双序交流侧电流控制器.考虑到该控制器的结构比较成熟,限于篇幅,本文主要介绍利用 DSOGI-PLL 提取电压电流正负序 dq 轴分量的过程.

在电网电压对称的情况下,MMC 控制系统采用的是基于同步坐标系的锁相环(Single Synchronous Reference Frame Software-Phase Locked Loop, SSRF-PLL).当电网电压不对称时,交流电压没有实现正负序分离,电压中的基频负序分量经派克变换后变为二倍频的交流量,SSRF-PLL 中的 PI 控制器无法对交流量实现无静差跟踪,导致锁相环的精度会受到较大的影响.

为了获取用于坐标变换的不对称电网电压下精确的电压相位信息和频率信息,本文设计了 DSOGI-PLL,可以通过二阶广义积分器(Second Order Generalized Integrator, SOGI)产生正交信号滤除谐波,并在电网电压不对称的情况下,实现对基波电正负序分量的精确提取.其中 SOGI 的结构如图 3 所示.

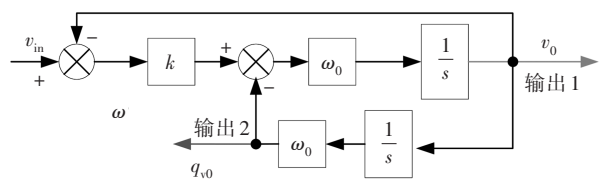


图 3 二阶广义积分器

Fig.3 Second order generalized integrator

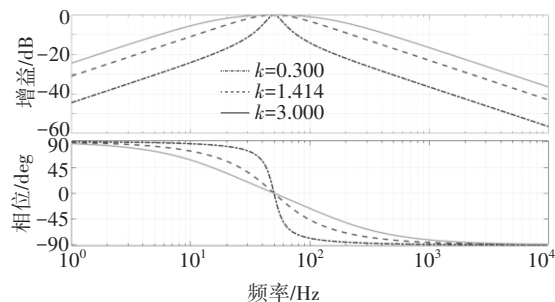
图 3 中, v_{in} 为输入信号; v_0 和 q_{v0} 分别为输出信号 1 和 2; ω_0 为谐振频率; k 为增益.

输出信号与输入信号间的传递函数可以表示为:

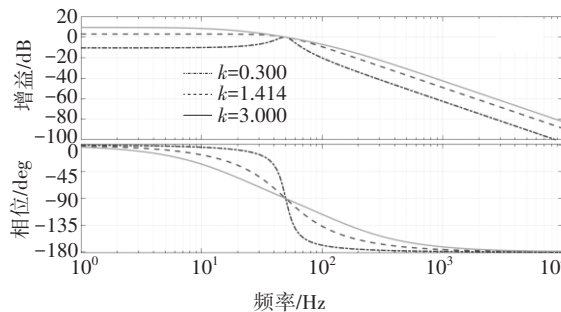
$$\begin{cases} D_1(s) = \frac{v_0}{v_{in}} = \frac{k\omega_0 s}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \\ D_2(s) = \frac{q_{v0}}{v_{in}} = \frac{k\omega_0^2}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \end{cases} \quad (18)$$

在 SOGI 中, v_0 和 q_{v0} 能够输出与 v_{in} 同频率的交流信号,并且 q_{v0} 的相位总滞后 v_0 90° . 当 SOGI 的谐振频率设置为电网基波频率时,输入信号中含有的谐波成分都能被有效滤除,实现输出信号对输入基波信号的无静差跟踪.根据 SOGI 输入输出的传递函数,

绘出不同增益 k 下的伯德图,如图 4 所示.由图 4 可知,两个输出信号都对除基频分量外的谐波有较高的衰减,并且参数 k 的取值越小,滤波效果越好.图 5 为不同 k 值下输出信号 1 的阶跃响应曲线,由图 5 可知, k 值越小,动态响应速度越慢.所以在 SOGI 的设计过程中,一般采取折中的方法选取 k 值,本文取 1.414.



(a) $D_1(s)$ 的伯德图



(b) $D_2(s)$ 的伯德图

图 4 DSOGI 的输入输出伯德图

Fig.4 Input output Bode diagram of DSOGI

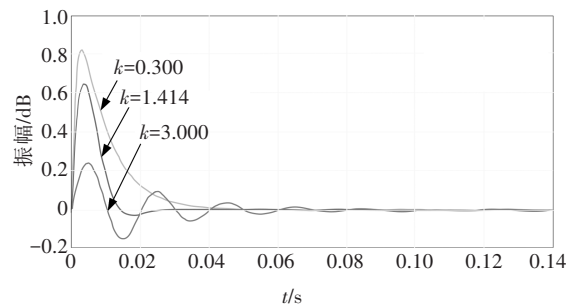


图 5 $D_1(s)$ 的阶跃响应曲线

Fig.5 Step response curve of $D_1(s)$

设计好 DSOGI 后,再结合正负序分量计算模块(Positive and Negative Sequence Control, PNSC)以及 SSRF-PLL 就得到了 DSOGI-PLL,其结构如图 6 所示^[19]. DSOGI-PLL 首先采集交流侧电压信号进行克拉克变换,利用 SOGI 输出信号的正交和滤除谐波特性,实现对输入电压基频信号的正交分相;再由正负序分量计算环节计算得到两相静止坐标系下的基频

正负序电压分量,将基频正序电压分量输入到 SSRF-PLL 中,通过 PI 控制,完成锁相,最终实现对相位和频率的精确提取.利用 DSOGI-PLL 输出的相位和频率信息,对分离后的两相静止坐标系下的电压基频正负序分量做派克变换,即可得到精确的正负序 dq 轴电压分量.

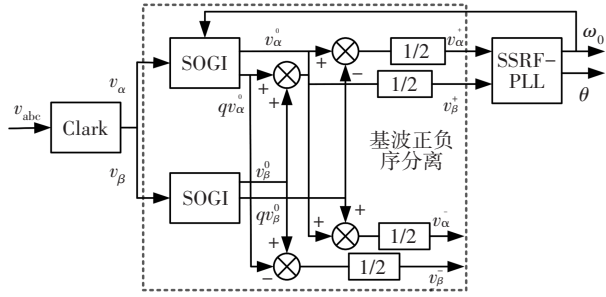


图 6 DSOGI-PLL 整体结构

Fig.6 Overall structure of DSOGI-PLL

3.2 基于嵌入式重复控制器的桥臂环流抑制

在环流控制方式的选择上,基于内模原理的重复控制器可以准确跟踪周期性信号及倍数次谐波,适用于抑制环流,但无法跟踪直流参考指令,并且重复控制器在暂态过程中会延迟一个周波输出,导致控制速度比较慢.而 PI 控制器和重复控制器组成的复合控制方式则能有效解决上述问题,并且同时兼顾了 PI 控制器控制速度快和重复控制器谐波抑制能力强的优点^[20].

基于串联型结构的嵌入式重复控制器(PI-RC)桥臂环流抑制详细框图如图 7 所示.

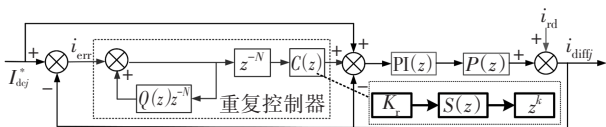


图 7 基于嵌入式重复控制器的桥臂环流抑制框图

Fig.7 Arm circulating current suppression based on embedded repetitive controller

图 7 中, I_{dcj}^* 为 j 相桥臂环流直流分量参考值; i_{err} 为误差信号; i_{dif} 为环流实际值; $Q(z)$ 为重复控制器内模中的滤波器; N 为系统采样频率 f_s 与二倍电网基波频率 $2f_g$ 的比值(取整数); $C(z)$ 为重复控制器的补偿环节,由 $K_r S(z) z^k$ 三部分组成; K_r 为重复控制器的增益; $S(z)$ 为低通滤波器,或者为低通滤波器与陷波器的组合;超前环节 z^k 为 $S(z)G(z)$ 提供相位补偿; $PI(z)$ 为 PI 控制器的 z 域形式; $P(z)$ 为环流被控对象传递函数的 z 域形式; i_{rd} 表示扰动信号,可视为环流中的谐波.

从误差信号 i_{err} 到参考指令信号 I_{dcj}^* 的传递函数可以表示为:

$$i_{err}(z) = \frac{[1 - G(z)][z^{-N} - Q(z)]}{z^{-N} - [Q(z) - K_r S(z) z^k G(z)]} I_{dcj}^* \times \left\{ -\frac{[1 - G(z)][z^{-N} - Q(z)]}{z^{-N} - [Q(z) - K_r S(z) z^k G(z)]} i_{rd} \right\} \quad (19)$$

式中: $G(z)$ 为嵌入式重复控制器中重复控制器的控制对象. $G(z)$ 的传递函数可以表示为:

$$G(z) = \frac{PI(z)P(z)}{1 + PI(z)P(z)} \quad (20)$$

嵌入式重复控制器的设计过程主要由以下几个部分组成:

1) 内模 $1/[1 - Q(z)z^{-N}]$. $Q(z)$ 是内模中的重要环节, $Q(z)$ 对积分效果有一定减弱作用,为了提升控制器的鲁棒性能, $Q(z)$ 通常选小于 1 的常数或者零相移低通滤波器,本文取 0.95. 内模的幅频特性如图 8 所示,由图 8 可知,谐波具有良好的抑制效果.

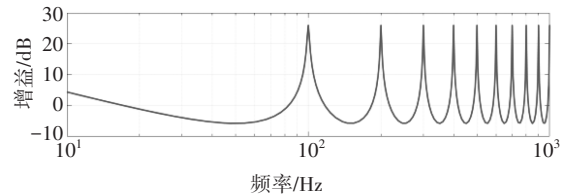


图 8 内模的幅频特性

Fig.8 Amplitude frequency characteristics of intima

2) 补偿环节 $K_r S(z) z^k$. $S(z)$ 的作用是使 $S(z)G(z)$ 在中高频段的增益快速衰减,而在中低频段的增益为 1,从而保证控制系统的稳定性.本文选用二阶低通滤波器,取自然频率 $\omega_n = 10\omega_1$, 阻尼比 $\xi = 1$. $S(z)$ 的伯德图如图 9 所示,由图 9 可知,滤波器在高频段增益衰减迅速,提高了系统的稳定性.

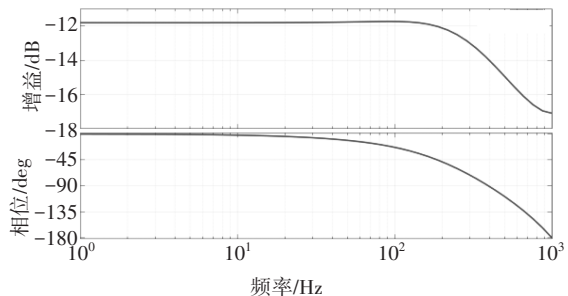


图 9 S(z) 的伯德图

Fig.9 Bode chart of S(z)

超前环节 z^k 用于相位补偿, z^k 与 $S(z)G(z)$ 的相频特性如图 10 所示.由图 10 可知,当 $k = -6$ 时,效果最好,在截止频率内两者几乎吻合,表明其能够有效抵

消 $S(z)G(z)$ 的相位滞后.

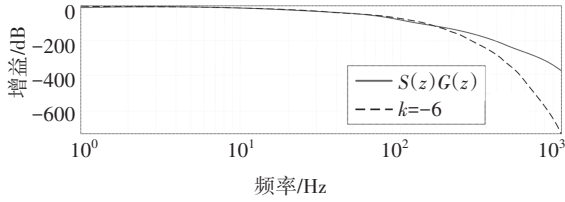


图 10 z^k 与 $S(z)G(z)$ 的相频特性

Fig.10 Phase frequency characteristics of $S(z)G(z)$ and z^k

重复控制器的增益 K_r ($0 < K_r < 1$) 对系统的稳定性和响应速度非常重要, K_r 的取值和稳定裕度成反比, 稳定裕度越大, 误差的收敛速度越慢. 由式(19)得到重复控制系统的特征方程为:

$$z^{-N} - [Q(z) - K_r S(z) z^k G(z)] = 0 \quad (21)$$

综上, 假如所设计的交流侧电流控制和环流抑制策略都能很好地实现控制目标, 根据桥臂电压的表达式, 结合内环双矢量交流侧电流控制器输出得到的内部电动势指令值 e_{j_ref} , 和环流抑制输出得到的内部不平衡电压参考值 u_{diff_ref} , 从而得到上桥臂和下桥臂电压的指令值分别为:

$$\begin{cases} u_{uj_ref} = \frac{u_{dc}}{2} - e_{j_ref} + u_{diff_ref} \\ u_{nj_ref} = \frac{u_{dc}}{2} + e_{j_ref} - u_{diff_ref} \end{cases} \quad (22)$$

桥臂电压的参考值经归一化后可作为 MMC 的调制波, 最终转换为 MMC 桥臂子模块的开关信号, 外环控制结构与正常工况下保持一致, 从而得到不对称工况下 MMC 的整体控制框图如图 11 所示.

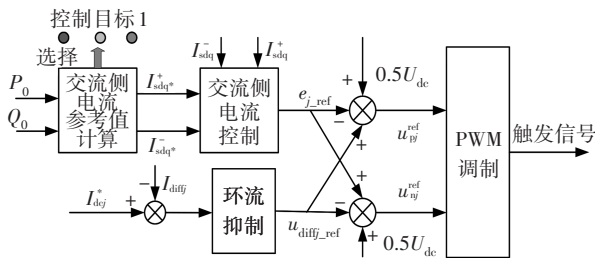


图 11 不对称工况下 MMC 控制结构

Fig.11 MMC control structure under asymmetric condition

4 仿真分析

为了验证所提交流侧电流和桥臂环流优化控制策略的有效性, 在 MATLAB/Simulink 软件中搭建了双端 51 电平 MMC-HVDC 输电系统仿真模型, 分别在整流站和逆变站模拟交流侧不对称工况. 仿真平

台的主要参数如表 1 所示.

表 1 仿真平台主要参数

Tab.1 Main parameters of simulation platform

名称	数值
交流系统额定电压/kV	400
系统额定频率/Hz	50
系统额定有功功率/MVA	220
桥臂电阻/ Ω	0.03
桥臂电感/mH	16.4
稳态直流电压/kV	135
子模块数量	50
子模块电容/mF	10.48
子模块额定电容电压/V	2 700
联结变压器变比	400/66
变压器额定容量/MVA	200

MMC-HVDC 系统一开始处于稳定运行状态, 在 1.4 s 时定电压换流站 PCC 点 a 相电压跌落 30%. 阀侧三相线电压仿真结果如图 12 所示, 跌落持续 0.2 s 后切除, 此时交流侧电流的控制目标为抑制负序电流.

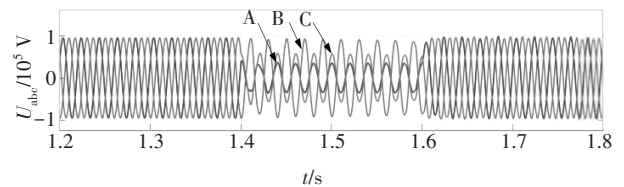


图 12 阀侧三相线电压仿真结果

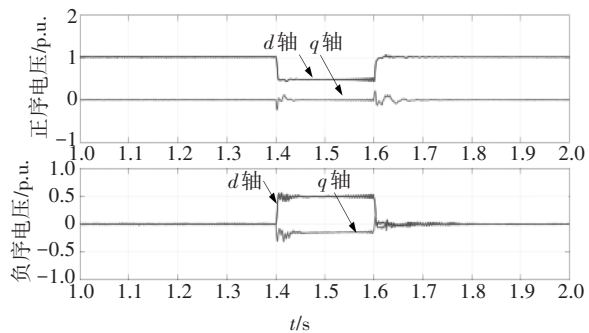
Fig.12 Simulation results of valve side three-phase line voltage

为了更好地验证本文所提优化策略的优越性能, 选取不对称工况下的常规策略作为对比仿真对象, 采用 SSRF-PLL 和直接抑制负序电流法. 仿真结果分别如图 13 和图 14 所示.

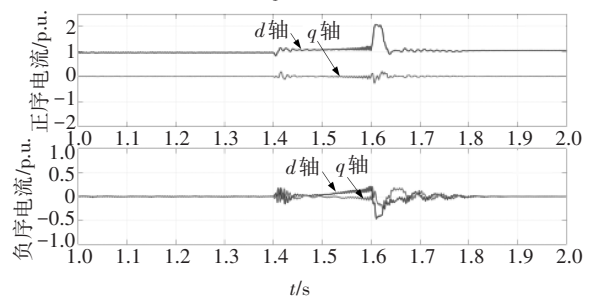
由图 13(a)(b)和图 14(a)(b)可知, 在正常工况下 DSOGI-PLL 和 SSRF-PLL 都能实现对正负序分量的精确提取, 而在网压不平衡时间段, DSOGI-PLL 仿真结果中二倍频交流分量更小, 提取结果精度更高, 能实现对电压电流交流量的无静差跟踪.

由图 13(c)(d)(e)和图 14(c)(d)(e)可以发现, 本文所提优化控制策略和常规策略都能使三相电流保持平衡, 但常规策略下交流侧电流的幅值有所增大; 在不对称工况下, 电压的不对称使得交流侧瞬时有功功率和无功率发生波动, 导致本文所提优化策略下超调量明显更小; 同时, 由于交流侧电流增

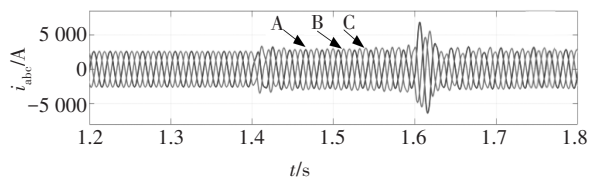
大,桥臂电流增大,使得a相桥臂子模块中电容电压的波动也相应增大,但常规策略下子模块电容电压的幅值却发生了大幅度跌落.



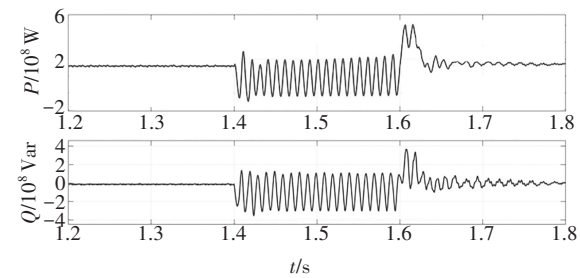
(a)电压dq轴正负序分量



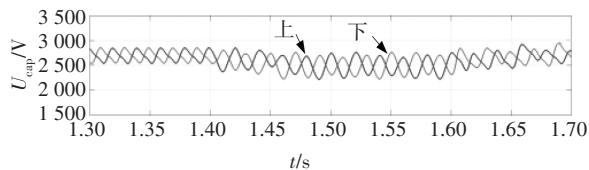
(b)电流dq轴正负序分量



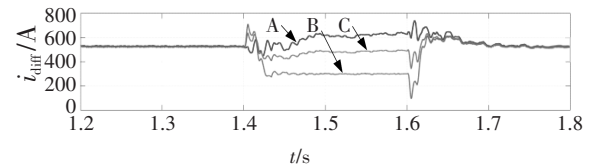
(c)阀侧三相线电流



(d)阀侧瞬时有功功率和无功功率



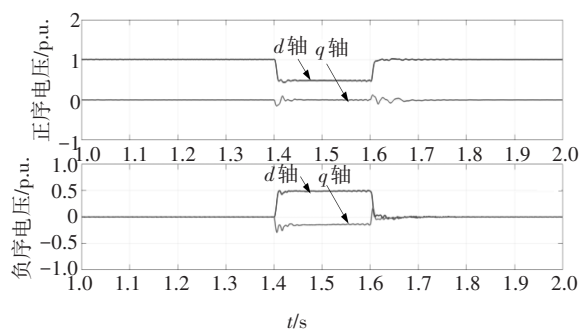
(e)a相上下桥臂等效电容电压



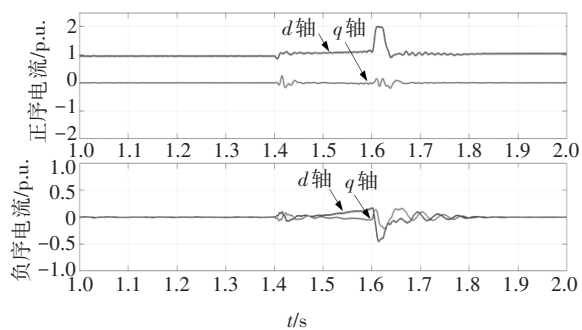
(f)三相桥臂环流

图13 常规控制策略的仿真结果

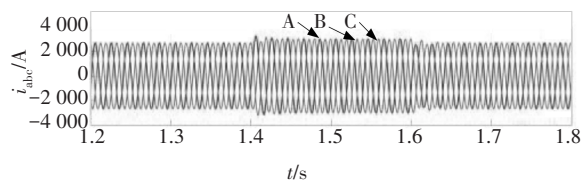
Fig.13 Simulation results of conventional control strategy



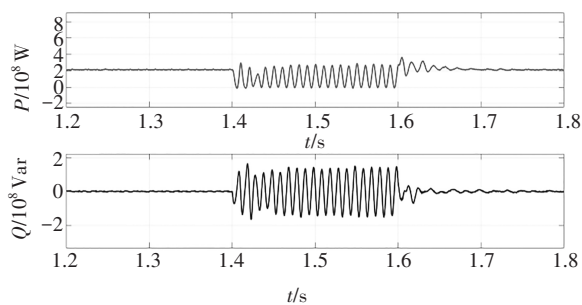
(a)电压dq轴正负序分量



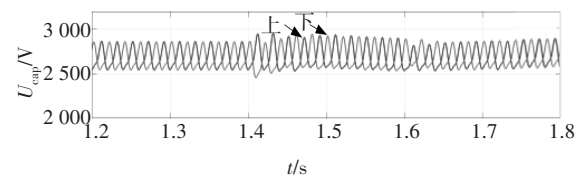
(b)电流dq轴正负序分量



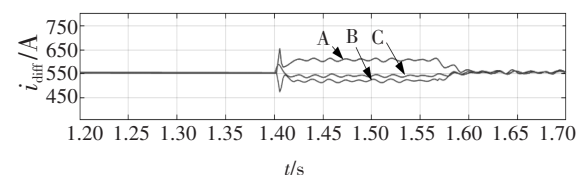
(c)阀侧三相线电流



(d)阀侧瞬时有功功率和无功功率



(e)a相上下桥臂等效电容电压



(f)三相桥臂环流

图14 本文所提优化策略仿真结果

Fig.14 Simulation results of the proposed optimization strategy

由图13(f)和图14(f)可知,环流中的二倍频分量得到了有效抑制,三相桥臂环流中的直流分量在正常工况下相等,而在故障期间三相桥臂环流中的直流分量幅值不相等,这和理论分析的结果相同。

由上可知,本文采用的优化策略在不对称工况下展现出更好的动态性能和系统优越性。

5 结论

本文通过分析与仿真得到的结论如下:

1)基于双二阶广义积分器的锁相环在故障情况下能够准确提取电压的相位和频率信息,保证了电压电流正负序 dq 轴分量的提取精度,采用双矢量电流控制器能够有效控制正负序电流,实现三相电流平衡。

2)由PI控制器和重复控制器串联组成的嵌入式重复控制器能够有效跟踪桥臂环流的直流参考值,也能够抑制环流中的谐波,并且在不对称工况期间使三相桥臂环流中的直流分量不相等。

3)由仿真结果可以说明,嵌入式重复控制器能兼顾PI控制器的快速响应和重复控制器的谐波抑制能力,在工程领域具有应用价值。

参考文献

- [1] 余碧莹,赵光普,安润颖,等. 碳中和目标下中国碳排放路径研究[J]. 北京理工大学学报(社会科学版),2021,23(2):17-24.
YU B Y, ZHAO G P, AN R Y, *et al.* Research on China's CO₂ emission pathway under carbon neutral target[J]. Journal of Beijing Institute of Technology (Social Sciences Edition), 2021, 23(2): 17-24. (In Chinese)
- [2] XIA X Y, ZHOU Y, FU C H, *et al.* Research on high voltage DC transmission system optimal control based on MMC[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2016, 82: 207-212.
- [3] 夏向阳,周云,帅智康. 高压直流输电系统中模块化多电平换流器的重复预测控制[J]. 中国电机工程学报,2015,35(7):1637-1643.
XIA X Y, ZHOU Y, SHUAI Z K. Repeat predictive control of modular multilevel converter in high voltage direct current system [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(7): 1637-1643. (In Chinese)
- [4] 董云龙,凌云家,田杰,等. 舟山多端柔性直流输电控制保护系统[J]. 电力自动化设备,2016,36(7):169-175.
DONG Y L, LING W J, TIAN J, *et al.* Control & protection system for Zhoushan multi-terminal VSC-HVDC [J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(7): 169-175. (In Chinese)
- [5] 姚骏,谭义,裴金鑫,等. 模块化多电平变流器高压直流输电系统直流故障改进控制策略[J]. 电工技术学报,2018,33(14):3306-3318.
YAO J, TAN Y, PEI J X, *et al.* Improved control strategy for DC fault in modular multi-level converter-HVDC system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(14): 3306-3318. (In Chinese)
- [6] 刘星,汤自安,张凯. 基于能量分析的MMC-STATCOM电容电压三级平衡控制[J]. 高电压技术,2018,44(7):2222-2230.
LIU X, TANG Z A, ZHANG K. Three-level capacitor voltage balance control of MMC-STATCOM based on energy analysis [J]. High Voltage Engineering, 2018, 44(7): 2222-2230. (In Chinese)
- [7] 戴志辉,朱惠君,严思齐,等. 错位双子模块型模块化多电平换流器交流侧故障对直流侧的影响分析[J]. 中国电机工程学报,2018,38(12):3568-3577.
DAI Z H, ZHU H J, YAN S Q, *et al.* Influence of clamp double submodule-modular multilevel converter AC-side faults on DC-side quantities [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(12): 3568-3577. (In Chinese)
- [8] LI J K, KONSTANTINOU G, WICKRAMASINGHE H R, *et al.* Investigation of MMC-HVDC operating region by circulating current control under grid imbalances [J]. Electric Power Systems Research, 2017, 152: 211-222.
- [9] 蔡洁,夏向阳,李明德,等. 高压直流输电模块化多电平换流器拓扑研究[J]. 电力科学与技术学报,2018,33(1):54-59.
CAI J, XIA X Y, LI M D, *et al.* Study of MMC topologies in HVDC system [J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2018, 33(1): 54-59. (In Chinese)
- [10] 管敏渊,徐政,潘武略,等. 电网故障时模块化多电平换流器型高压直流输电系统的分析与控制[J]. 高电压技术,2013,39(5):1238-1245.
GUAN M Y, XU Z, PAN W L, *et al.* Analysis and control of modular multilevel converter based HVDC transmission systems during grid faults [J]. High Voltage Engineering, 2013, 39(5): 1238-1245. (In Chinese)
- [11] 杨兴武,徐依明,杨帆,等. 模块化多电平换流器有限状态分层模型预测控制方法[J]. 电力系统自动化,2020,44(15):148-155.
YANG X W, XU Y M, YANG F, *et al.* Hierarchical model predictive control method based on finite state for modular multilevel converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(15): 148-155. (In Chinese)
- [12] 程启明,孙伟莎,程尹曼,等. 电网电压不平衡下MMC的无源控制策略[J]. 电力自动化设备,2019,39(4):78-85.

- CHENG Q M, SUN W S, CHENG Y M, *et al.* Passive control strategy of MMC under unbalanced grid voltage [J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2019, 39(4): 78–85. (In Chinese)
- [13] 梁莹玉, 杨奇逊, 刘建政, 等. 电网电压不平衡时 MMC-HVDC 的无差拍直接功率控制[J]. *电工技术学报*, 2015, 30(15): 15–25.
- LIANG Y Y, YANG Q X, LIU J Z, *et al.* Deadbeat direct power control for MMC-HVDC under unbalanced grid voltages [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(15): 15–25. (In Chinese)
- [14] 周月宾, 江道灼, 郭捷, 等. 交流系统不对称时模块化多电平换流器的控制[J]. *电网技术*, 2013, 37(3): 622–628.
- ZHOU Y B, JIANG D Z, GUO J, *et al.* Control of modular multilevel converter under imbalance of AC power system [J]. *Power System Technology*, 2013, 37(3): 622–628. (In Chinese)
- [15] 董鹏, 蔡旭, 吕敬. 不对称交流电网下 MMC-HVDC 系统的控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2018, 38(16): 4646–4657.
- DONG P, CAI X, LÜ J. Control strategy of MMC-HVDC system under asymmetric AC grid conditions [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2018, 38(16): 4646–4657. (In Chinese)
- [16] 欧朱建, 王广柱. 电网电压不对称工况下模块化多电平变换器控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2018, 38(1): 258–265.
- OU Z J, WANG G Z. Modular multilevel converter control strategy under unbalanced grid condition [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2018, 38(1): 258–265. (In Chinese)
- [17] 喻建瑜, 刘崇茹, 王洁聪. 不对称工况下 MMC-HVDC 的故障穿越控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2020, 40(17): 5653–5665.
- YU J Y, LIU C R, WANG J C. Fault ride-through control strategy of MMC-HVDC system under asymmetric grid conditions [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2020, 40(17): 5653–5665. (In Chinese)
- [18] 王逸超, 欧名勇, 陈燕东, 等. 不平衡电压下并网逆变器的功率波动抑制与电流平衡协调控制方法[J]. *中国电机工程学报*, 2017, 37(23): 6981–6987.
- WANG Y C, OU M Y, CHEN Y D, *et al.* Coordinate control of power fluctuation suppression and current balance under unbalanced voltage conditions [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(23): 6981–6987. (In Chinese)
- [19] YANG S F, WANG P, TANG Y, *et al.* Circulating current suppression in modular multilevel converters with even-harmonic repetitive control [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, 54(1): 298–309.
- [20] 武永焯, 李红, 宋欣达, 等. 基于改进型重复控制器的永磁同步电机电流谐波抑制方法研究[J]. *电工技术学报*, 2019, 34(11): 2277–2286.
- WU Y L, LI H, SONG X D, *et al.* Suppression of harmonic current in permanent magnet synchronous motors using improved repetitive controller [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2019, 34(11): 2277–2286. (In Chinese)