

基于新型电力系统不平衡电网下 MMC-UPFC 的 Lyapunov 控制策略研究

叶影¹, 徐冰雁¹, 刘忠平¹, 程启明², 汤波³

(1. 国网上海金山供电公司, 上海 200122; 2. 上海电力大学 自动化工程学院, 上海 200090;
3. 上海电力大学 电气工程学院, 上海 200090)

摘要: 针对新型电力系统下模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)统一潮流变换器(unified power flow converter, UPFC)的潮流跟踪性能优化问题,提出了一种不平衡电网下 MMC-UPFC 的非线性 Lyapunov 控制方法。文中根据 MMC-UPFC 的拓扑结构,建立数学模型,分析它的内部特性,设计了 MMC-UPFC 不平衡条件下正、负序的 Lyapunov 控制器,并进行稳定性证明,经过子模块均压控制,通过载波移相调制将信号传送给 MMC,搭建 MMC-UPFC 仿真系统进行仿真验证,在两种不同工况下将 Lyapunov 控制与 PI 控制效果作比较,验证了文中所提的 Lyapunov 控制的正确性和有效性。

关键词: 新型电力系统; 统一潮流变换器; 模块化多电平变换器; Lyapunov 控制; PI 控制

DOI: 10.19753/j.issn1001-1390.2026.03.016

中图分类号: TM711

文献标识码: A

文章编号: 1001-1390(2026)03-0158-10

Research on Lyapunov control strategy of MMC-UPFC based on unbalanced grid in novel power system

YE Ying¹, XU Bingyan¹, LIU Zhongping¹, CHENG Qiming², TANG Bo³

(1. State Grid Shanghai Jinshan Power Supply Company, Shanghai 200122, China.

2. School of Automation Engineering, Shanghai Electric Power University, Shanghai 200090, China.

3. School of Electrical Engineering, Shanghai Electric Power University, Shanghai 200090, China)

Abstract: Aiming at the power flow tracking performance optimization problem of modular multilevel converter (MMC)-unified power flow converter (UPFC) in novel power system, a Lyapunov nonlinear control strategy of MMC-UPFC under unbalanced grid is proposed in this paper. Firstly, according to the MMC-UPFC topology, the MMC-UPFC mathematical model is established and its internal characteristics are analyzed. Secondly, the positive and negative sequence Lyapunov controllers of MMC-UPFC under unbalanced conditions are designed and the stability is proved. Then, the signal is transmitted to the MMC by the carrier phase shift modulation after the sub-module voltage equalization control. Finally, the MMC-UPFC simulation system is built for simulation verification, the effects of Lyapunov control and PI control are compared to verify the correctness and effectiveness of the proposed Lyapunov control under two different operating conditions.

Keywords: novel power system, unified power flow converter, modular mul-tilevel converter, Lyapunov control, PI control

0 引 言

新型电力系统的建设是我国实现“碳达峰、碳中和”双碳目标的重要战略举措。新型电力系统是以低碳化的绿色能源、智能化的柔性电网、多元化

的弹性负荷、经济化的安全储能为主要特征。输电系统是新型电力系统的能源传输纽带,而柔性交流输电系统(flexible alternative current transmission systems, FACTS)是在交流系统中加入了大量电力电子装置而组成的新型交流输电系统,它可灵活控制交流电网电压和潮流,从而提升电能传输水平和电力系统安全能力。FACTS 包括串联型、并联型和串

基金项目: 国家电网优先公司科技项目(SGSHJS00HBJS2313522)

并混联型共 3 种类型,统一潮流变换器(unified power flow converter, UPFC)^[1]属于代表性的串并混联型 FACTS。UPFC 包含两个变换器,即串联变换器和并联变换器,通过对这两个变换器的控制,UPFC 能够实现调节潮流与阻抗、补偿电压等功能。然而,基于传统电压源变换器(voltage source converter, VSC)的 UPFC 因其开关器件的电压与电流都较低,仅适合于低功率应用场合;此外,传统 VSC 采用的二、三电平结构,也导致其输出波形的质量不高。模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)^[2]具有功率密度高、输出电压质量好和可靠性强等优点,它已用于功率较大场合。因此,MMC 和 UPFC 两者已组合在一起形成的 MMC-UPFC^[3-4],并且已得到实际应用。例如,220 kV、500 kV 的 MMC-UPFC 已在江苏的南京、苏州已投入实际运行^[5-6]。

实际系统中电网三相电压常处于不平衡状态,电网不平衡的负序分量会导致 MMC 的直流侧产生两倍频纹波电压,这些谐波分量会在交流连接电抗器后产生电压谐波,进而加重了电网的不平衡程度。当 MMC 交流电流中负序分量过大时,会导致变换器的过流现象,危及 MMC-UPFC 系统的安全运行。因此,需要采取补偿措施来抵消电网负序分量,从而保证 MMC-UPFC 系统在不平衡工况下的安全稳定运行和可靠潮流调节能力。

目前 MMC-UPFC 的研究重点为变换器拓扑^[7]、数学建模、控制方法^[8]、优化配置^[9]和实际应用,本文仅讨论 UPFC 的控制策略。文献[10]指出,UPFC 中最广泛使用的线性控制方法是 PI 控制,其中将电压注入分为有功和无功两部分。文献[11]提出 MMC-UPFC 基于 PI 控制的交叉解耦策略,该方法虽然获得良好控制性能,但当系统有较大的内外扰动时,响应速度变慢、调试周期变长,稳定性变差。为了克服 PI 控制存在的问题,一些研究人员提出了可以应用于 UPFC 的非线性控制方案。例如,文献[12]采用状态反馈线性化控制,实现了对系统的稳定控制;文献[13]引入无源控制理论,能够实现系统的控制;文献[14]将滑模控制应用于 UPFC 控制中提高了系统鲁棒性;文献[15]引入无源滑模控制,该策略提高了系统动静态控制性能;文献[16-17]将反演控制与自适应相结合,该方法在反演控制基础上直接加入自适应变量,提高了系统适应性。

综上所述,目前,MMC-UPFC 的控制策略大多

以 PI 控制为基础,且 PI 控制简单成熟,但如果系统参数发生变化或系统模型存在误差或者不确定性时,该控制策略存在响应速度慢、调试周期长、稳定性一般等缺点,控制效果还需进一步提高,对于一些快速变化的系统可能无法满足要求。同时,PI 控制适合于简单的线性系统,而 MMC-UPFC 为一个复杂的非线性系统,因此,如把 PI 控制用在 MMC-UPFC 上,需将非线性 MMC-UPFC 做稳定性附近的小范围内的线性化处理,同时还需对多变量的 MMC-UPFC 解耦为多个单变量对象,这些处理存在解耦不完全、控制参数多且选取难等问题,从而导致控制性能不高。

尽管针对 PI 控制存在问题,也提出了反馈线性化^[12]、无源^[13]、滑模^[14]、无源滑模^[15]、反演^[16-17]等一些非线性的控制策略,但反馈控制依赖于对象的精确模型,局限于仿射非线性系统,且数学工具较抽象、算法较复杂,实现困难^[12];无源控制依赖于对象的精确模型, Lyapunov 函数的构造无规律可循,且当受到内、外变化时稳态误差较大,系统响应不快^[13];滑模控制的开关频率不固定,输出存在高频抖动,且理想滑模切换面难以选取^[14];无源滑模控制为无源与滑模两种方法组合,系统结构复杂,计算量大^[15];反演控制依赖于对象的数学模型,仅适于具有严格参数反馈的非线性系统,回归函数的计算量成大^[16-17]。

由于李亚普诺夫(Lyapunov)控制是一种理论严谨、物理意义清晰、易于实现且性能良好的非线性控制方法,目前已成功用于电气领域的控制上^[18-20],但未见其应用于 MMC-UPFC 对象控制中。

为了解决 MMC-UPFC 控制存在的上述问题,本文把非线性 Lyapunov 控制引入到非线性 MMC-UPFC 对象控制中。本文的核心创新点之处为:

- 1) 针对电网不平衡情况带来的问题,分别设计了 MMC-UPFC 正、负序的 Lyapunov 控制器;
- 2) 通过严谨的理论证明了本文所设计的 Lyapunov 控制系统的渐进稳定性;
- 3) 构建出了不平衡条件下 MMC-UPFC 的 Lyapunov 控制器,还给出了 Lyapunov 控制参数的取值范围;
- 4) 最后在 MATLAB/Simulink 平台上验证本文所提 Lyapunov 控制性能优于 PI 控制。

1 MMC-UPFC 的电路结构及数学模型

1.1 MMC-UPFC 的拓扑结构

MMC-UPFC 系统结构如图 1 所示。由图可见,

MMC-UPFC 包含图中右边与电网串联的串联侧变换器、图中左边与电网并联的并联侧变换器共 2 个变换器组成。2 个变换器均使用 MMC 型结构,并通过直流母线以背靠背方式联结起来,其中:串联侧 MMC 变换器通过串联连接方式向系统提供串入电压 u_{12} ,由此调节系统的有功与无功潮流;并联侧

MMC 变换器通过与系统交换有功方式来维护两个 MMC 中间的直流电压稳定,且还向系统输入无功。MMC 型变换器三相中各相均有上桥臂和下桥臂,各桥臂由 N 个半桥结构的子模块(sub module, SM)和串接的 1 个桥臂电感组成。

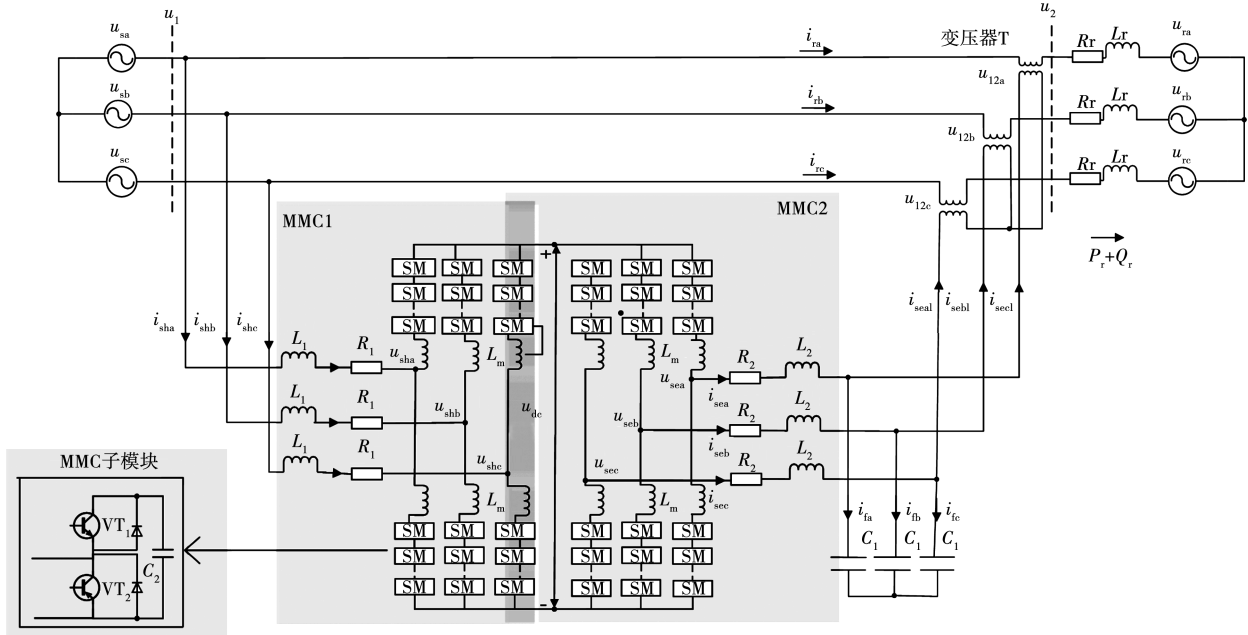


图 1 MMC-UPFC 的系统结构

Fig. 1 Topology of MMC-UPFC system

图 1 中,下标 $j = a, b, c$, u_{sj} 、 u_{vj} 为交流系统发送端、接收端的电压, R_r 、 L_r 为线路阻抗, u_1 、 u_2 为并、串联变流器节点交流母线电压, u_{12j} 为串联侧 MMC 串接到系统中的电压, u_{shj} 、 u_{sej} 、 i_{shj} 、 i_{sej} 分别为 MMC 并联侧、串联侧的输出电压、电流, u_{sej1} 为变压器 T 一次侧电压, i_{vj} 为串联侧电容电流, i_{vj} 为线路电流, u_{dc} 为中间直流母线电压, R_1 、 L_1 与 R_2 、 L_2 为 MMC 串联侧与并联侧的交流连接电阻、电感, L_m 为桥臂电感, C_1 为串联侧电容, C_2 为子模块电容, P_r 、 Q_r 为串接到交流系统接受端的有功、无功功率。

1.2 MMC-UPFC 的数学模型

由 Kirchhoff 电路定律可得到并联侧 MMC 变换器的数学模型为:

$$u_{shj} = u_{sj} - L_{eq} \frac{di_{shj}}{dt} - R_{eq} i_{shj} \quad (1)$$

式中: R_{eq} 、 L_{eq} 为并联侧 MMC 等效的电阻、电感; $R_{eq} = R_1$, $L_{eq} = L_1 + L_m/2$ 。

将式(1)经由 abc-dq 坐标系变换可得:

$$\begin{cases} \frac{di_{shd}}{dt} = \frac{R_{eq}}{L_{eq}} i_{shd} + \omega i_{shq} + \frac{u_{sd} - u_{shd}}{L_{eq}} \\ \frac{di_{shq}}{dt} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} i_{shq} - \omega i_{shd} + \frac{u_{sq} - u_{shq}}{L_{eq}} \end{cases} \quad (2)$$

式中: ω 为电网角频率; $\omega = 2\pi f$; $f = 50 \text{ Hz}$ 。

同理由 Kirchhoff 电路定律可得到串联侧 MMC 变换器的数学模型为:

$$u_{12j} = u_{vj} - u_{sj} + L_r \frac{di_{vj}}{dt} + R_r i_{vj} \quad (3)$$

$$u_{sej} = u_{12j} + L_{eq} \frac{di_{sej}}{dt} + R_{eq} i_{sej} \quad (4)$$

$$\frac{du_{12}}{dt} = \frac{1}{C_1} (i_{se} - i_r) \quad (5)$$

当变压器 T 的一、二次侧电压比值为 k 时, $u_{sej1} = k u_{sej}$ 。

把式(3)~式(5)由 abc-dq 坐标系变换可得:

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} i_{rd} + \omega i_{rq} + \frac{u_{sd} - u_{rd}}{L_r} + \frac{u_{12d}}{L_r} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} i_{rq} - \omega i_{rd} + \frac{u_{sq} - u_{rq}}{L_r} + \frac{u_{12q}}{L_r} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{sed}}{dt} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}}i_{sed} + \omega i_{seq} + \frac{u_{sed} - u_{12d}}{L_{eq}} \\ \frac{di_{seq}}{dt} = \frac{R_{eq}}{L_{eq}}i_{seq} + \omega i_{sed} + \frac{u_{seq} - u_{12q}}{L_{sq}} \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \frac{du_{12d}}{dt} = \omega u_{12q} - \frac{1}{C_1}i_{rd} + \frac{1}{C_1}i_{sed} \\ \frac{du_{12q}}{dt} = -\omega u_{12d} - \frac{1}{C_1}i_{rq} + \frac{1}{C_1}i_{seq} \end{cases} \quad (8)$$

根据上面建立的式(2)并联侧 MMC 变换器的数学模型和式(6)~式(8)串联侧 MMC 变换器的数学模型,可以进一步设计 MMC-UPFC 的 Lyapunov 控制器。

2 不平衡条件下 MMC-UPFC 的 Lyapunov 控制器设计

为了解决 PI 控制的存在问题,提出了 MMC-UPFC 的非线性 Lyapunov 控制方法,还推出了不平衡条件下 MMC-UPFC 正、负序的 Lyapunov 控制律,并进行了稳定性分析。

MMC-UPFC 的 Lyapunov 控制的思路为:在三相电网电压不平衡时,利用串、并联变换器进行不平衡治理^[21-22]。通过建立正、负序内环控制系统的 Lyapunov 控制器,UPFC 并联侧的负序控制系统由并联变换器输出的负序电流抵消线路上三相不平衡导致的负序电流;串联侧通过向电网注入负序电压来补偿不平衡电压。通过 Lyapunov 控制产生控制信号,经由载波移相调制生成触发脉冲。

2.1 MMC-UPFC 的 Lyapunov 控制器设计

以串联侧数学模型为例,当电网电压发生不平衡时,需要将系统转换成 d、q 坐标系下的正、负序系统分别进行控制。因为正、负序系统的分析类同,下面仅讨论正序系统的 Lyapunov 控制方法。

忽略电容电压的波动,将式(4)的串联侧 UPFC 变换器交流侧数学模型写成:

$$u_{12j} = \frac{u_{dc}}{N}S_j - L_{eq} \frac{di_{sej}}{dt} - R_{eq}i_{sej} \quad (9)$$

其中:

$$S_j = \sum_{i=1}^N (S_{jni} - S_{jpi})/2$$

式中: S_{jni} 、 S_{jpi} 为第 j 相下桥臂(n)、上桥臂(p)第 i 个子模块(SM)的开关信号; S_j 为第 j 相桥臂子模块的开关信号。

根据式(9)可得 dq 旋转坐标系下正序分量为:

$$\begin{cases} u_{12d}^+ = -L_{eq} \frac{di_{sed}^+}{dt} - R_{eq}i_{sed}^+ + \omega L_{eq}i_{seq}^+ + \frac{S_d^+}{N}u_{dc} \\ u_{12q}^+ = -L_{eq} \frac{di_{seq}^+}{dt} - R_{eq}i_{seq}^+ - \omega L_{eq}i_{sed}^+ + \frac{S_q^+}{N}u_{dc} \end{cases} \quad (10)$$

MMC-UPFC 直流侧的数学模型为:

$$u_{dc} = u_{jp} + u_{jn} + L_m \frac{d(i_{jp} + i_{jn})}{dt} \quad (11)$$

式中: u_{jp} 、 u_{jn} 和 i_{jp} 、 i_{jn} 分别为上、下桥臂电压和电流。

将式(10)写为 abc 静止坐标系下关系式为:

$$u_{dc} = u_{dc}^* + \frac{1}{3C} \int_0^t \left(\sum_{j=a,b,c} S_j i_{sej} - N i_{dc} \right) d\tau - \frac{2L_m}{3} \frac{di_{dc}}{dt} \quad (12)$$

式中: C 为桥臂等效电容; i_{dc} 为直流母线电流。

将式(12)求导并忽略直流电流微分求导项可得:

$$\frac{3C}{N} \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{1}{N} \sum_{j=a,b,c} S_j i_{sej} - i_{dc} \quad (13)$$

再将式(13)转换成 dq 坐标下的正序分量为:

$$\frac{3C}{N} \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} \left(\frac{S_d^+}{N} i_{sed}^+ + \frac{S_q^+}{N} i_{seq}^+ \right) - i_{dc} \quad (14)$$

因此,正序系统下 MMC 的交直流侧关系式为:

$$\begin{cases} u_{12d}^+ = -L_{eq} \frac{di_{sed}^+}{dt} - R_{eq}i_{sed}^+ + \omega L_{eq}i_{seq}^+ + \frac{S_d^+}{N}u_{dc} \\ u_{12q}^+ = -L_{eq} \frac{di_{seq}^+}{dt} - R_{eq}i_{seq}^+ - \omega L_{eq}i_{sed}^+ + \frac{S_q^+}{N}u_{dc} \\ \frac{3C}{N} \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} \left(\frac{S_d^+}{N} i_{sed}^+ + \frac{S_q^+}{N} i_{seq}^+ \right) - i_{dc} \end{cases} \quad (15)$$

式中: $S_d^+ = S_d^{*+} + \Delta d$ 、 $S_q^+ = S_q^{*+} + \Delta q$ 为转化后的开关函数; S_d^{*+} 、 S_q^{*+} 为开关函数稳态值; Δd 、 Δq 为开关函数波动量。

不平衡电网下 MMC-UPFC 主要控制目标是串联侧向线路中注入电压,用以补偿不平衡电网的三相电压差值,串联侧控制器的电流采用设定的电流值。若串联侧电流稳定在设定值时,正序系统的关系式为:

$$\begin{cases} u_{12d}^+ = -L_{eq} \frac{di_{sed}^{*+}}{dt} - R_{eq}i_{sed}^{*+} + \omega L_{eq}i_{seq}^{*+} + \frac{S_d^{*+}}{N}u_{dc}^* \\ u_{12q}^+ = -L_{eq} \frac{di_{seq}^{*+}}{dt} - R_{eq}i_{seq}^{*+} - \omega L_{eq}i_{sed}^{*+} + \frac{S_q^{*+}}{N}u_{dc}^* \\ \frac{3C}{N} \frac{du_{dc}^*}{dt} = \frac{3}{2} \left(\frac{S_d^{*+}}{N} i_{sed}^{*+} + \frac{S_q^{*+}}{N} i_{seq}^{*+} \right) - i_{dc} \end{cases} \quad (16)$$

式中:上标 * 表示变量的参考值。

由式(16)可以推出:

$$\begin{cases} S_d^{+*} = \frac{1}{u_{dc}^*} (u_{12d} + R_{eq} i_{sed}^{+*} - \omega L_{eq} i_{seq}^{+*} + L_{eq} \frac{di_{sed}^{+*}}{dt}) \\ S_q^{+*} = \frac{1}{u_{dc}^*} (u_{12q} + R_{eq} i_{seq}^{+*} + \omega L_{eq} i_{sed}^{+*} + L_{eq} \frac{di_{seq}^{+*}}{dt}) \end{cases} \quad (17)$$

2.2 Lyapunov 控制全局渐进稳定性证明

定义系统状态变量:

$$x_1 = i_{sed}^+ - i_{sed}^{+*}, x_2 = i_{seq}^+ - i_{seq}^{+*}, x_3 = u_{dc} - u_{dc}^* \quad (18)$$

设定直流侧电阻 X_{dc} , 则 $i_{dc} = u_{dc}/X_{dc}$ 。根据式(15)可以得到正序系统下 MMC-UPFC 的 Lyapunov 模型:

$$\begin{cases} L \dot{x}_1 = -R_{eq} x_1 + \omega L_{eq} x_2 + x_2 S_d^{+*} + (x_3 + u_{dc}^*) \Delta d \\ L \dot{x}_2 = -R_{eq} x_2 - \omega L_{eq} x_1 + x_3 S_q^{+*} + (x_3 + u_{dc}^*) \Delta q \\ C \dot{x}_3 = (x_1 S_d^{+*} + \Delta d (x_1 + i_{sed}^{+*}) + x_2 S_q^{+*}) / 2 \\ \quad + \Delta q (x_2 + i_{seq}^{+*}) - N x_3 / (2X_{dc}) \end{cases} \quad (19)$$

根据 Lyapunov 渐近稳定性定理, 当: ① $V(x) = 0$; ② 对于任意 $x \neq 0, V(x) > 0$; ③ 对于任意 $x \neq 0, \dot{V}(x) < 0$; ④ 当 $\|x\| \rightarrow \infty$ 时, $V(x) \rightarrow \infty$ 。时, 系统是渐近稳定的。

令 MMC-UPFC 正序的 Lyapunov 函数为:

$$V(x) = \frac{1}{2} L_{eq} x_1^2 + \frac{1}{2} L_{eq} x_2^2 + C \frac{x_3^2}{N} \quad (20)$$

对式(21)求导:

$$\dot{V}(x) = x_1 L_{eq} \dot{x}_1 + x_2 L_{eq} \dot{x}_2 + 2 \frac{X_3 \dot{C} x_3}{N} \quad (21)$$

将式(21)代入式(22), 并化简为:

$$\dot{V}(x) = (i_{sed}^{+*} x_3 - x_1 u_{dc}^*) \frac{\Delta d}{N} + (i_{seq}^{+*} x_3 - x_2 u_{dc}^*) \frac{\Delta q}{N} -$$

$$R_{eq} (x_1^2 + x_2^2) - \frac{2 x_3^2}{3 X_d} \quad (22)$$

令:

$$\begin{cases} \Delta d / N = \alpha (i_{sed}^{+*} x_3 - x_1 u_{dc}^*) \\ \Delta q / N = \beta (i_{seq}^{+*} x_3 - x_2 u_{dc}^*) \end{cases} \quad (23)$$

式中: α, β 为 Lyapunov 控制增益, $\alpha < 0, \beta < 0$ 。

因此, MMC-UPFC 基于 Lyapunov 正序系统的开关函数为:

$$\begin{cases} S_d^+ = S_d^{+*} + \Delta d = \frac{N}{u_{dc}^*} (u_{12d} - R_{eq} i_{sed}^{+*} + \omega L_{eq} i_{seq}^{+*} - \\ L_{eq} \frac{di_{sed}^{+*}}{dt}) + \alpha N (i_{sed}^{+*} x_3 - u_{dc}^* x_1) \\ S_q^+ = S_q^{+*} + \Delta q = \frac{N}{u_{dc}^*} (u_{12q} - R_{eq} i_{seq}^{+*} - \omega L_{eq} i_{sed}^{+*} - \\ L_{eq} \frac{di_{seq}^{+*}}{dt}) + \beta N (i_{seq}^{+*} x_3 - u_{dc}^* x_1) \end{cases} \quad (24)$$

通过前文分析, 可以得出结论: 本文采用的 Lyapunov 满足全局渐进稳定的条件。Lyapunov 控制器的所有参数均已给定, 但仅有控制增益尚未确定。因此, 只要选取合适的调节增益, 就能达到较好的调节效果。相对于传统的 PI 控制器, 该控制器省去了许多参数选取及调整的环节, 大大节约了试验所需的资源及时间, 同时也提高了系统的运行效率。

2.3 Lyapunov 控制的增益选取

实际运行的系统中, 由于内部模型参数和外部信号会发生变化, 系统可能在非理想工况下运行此时, 若能寻找到系统的最佳控制器参数, 就能提升系统的抗扰性和精度, 从而使系统在非理想工况下维持稳定精确运行。

令某时刻 t 时的期望值和实际采用期望值分别为 $i_{sed}^*, i_{seq}^*, u_{dc}^*$ 和 $\hat{i}_{sed}, \hat{i}_{seq}, \hat{u}_{dc}$, 则:

$$\dot{V}(x) = u_{dc}^* \left(\frac{\hat{i}_{sed}^{+*}}{u_{dc}^*} x_3 - x_1 \right) \frac{\Delta d}{N} + u_{dc}^* \left(\frac{\hat{i}_{seq}^{+*}}{u_{dc}^*} x_3 - x_2 \right) \frac{\Delta q}{N} - R_{eq} (x_1^2 + x_2^2) - \frac{2 x_3^2}{3 X_d} \quad (25)$$

因此, 式(25)可以等效为:

$$\begin{cases} \frac{\Delta d}{N} = \alpha (i_{sed}^* x_3 - u_{dc}^* x_1) = \alpha \hat{u}_{dc} \left(\frac{\hat{i}_{sed}}{\hat{u}_{dc}} x_3 - x_1 \right), \quad \alpha < 0 \\ \frac{\Delta q}{N} = \beta (i_{seq}^* x_3 - u_{dc}^* x_2) = \beta \hat{u}_{dc} \left(\frac{\hat{i}_{seq}}{\hat{u}_{dc}} x_3 - x_2 \right), \quad \beta < 0 \end{cases} \quad (26)$$

若 $\hat{i}_{sed}/\hat{u}_{dc} = i_{sed}^*/u_{dc}^*, \hat{i}_{seq}/\hat{u}_{dc} = i_{seq}^*/u_{dc}^*$, 则 $\dot{V}(x)$ 负定。假设 $\hat{i}_{sed}/\hat{u}_{dc} = \gamma_1 i_{sed}^*/u_{dc}^*, \hat{i}_{seq}/\hat{u}_{dc} = \gamma_2 i_{seq}^*/u_{dc}^*$, $m_1 = x_1/i_{sed}^*, m_2 = x_2/i_{seq}^*, m_3 = x_3/u_{dc}^*$ 。则(25)可以变为:

$$\dot{V}(x) = i_{sed}^{+*} [\alpha \hat{u}_{dc} u_{dc}^* (m_3 - m_1) (\gamma_1 m_3 - m_1) - R_{eq} m_1^2] + i_{seq}^{+*} [\beta \hat{u}_{dc} u_{dc}^* (m_3 - m_2) (\gamma_2 m_3 - m_2) - R_{eq} m_2^2] - \frac{2 x_3^2}{3 X_d} \quad (27)$$

令 $r_1 = -\alpha \hat{u}_{dc} u_{dc}^* > 0, r_2 = -\beta \hat{u}_{dc} u_{dc}^* > 0$, 则:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) = & -i_{sed}^+ [r_1(m_3 - m_1)(\gamma_1 m_3 - m_1) + R_{eq} m_1^2] - \\ & i_{seq}^+ [r_2(m_3 - m_2)(\gamma_2 m_3 - m_2) + R_{eq} m_2^2] - \frac{2}{3} \frac{x_3^2}{X_d} = - \\ & i_{sed}^+ f_1(m_1, m_3) - i_{seq}^+ f_2(m_2, m_3) - \frac{2}{3} \frac{x_3^2}{X_d} \end{aligned} \quad (28)$$

其中: $f_1(m_1, m_3) = r_1(m_3 - m_1)(\gamma_1 m_3 - m_1) + R_{eq} m_1^2$; $f_2(m_2, m_3) = r_2(m_3 - m_2)(\gamma_2 m_3 - m_2) + R_{eq} m_2^2$ 。

如果 $f_1(m_1, m_3) > 0$ 并且 $f_2(m_2, m_3) > 0$, 则 $\dot{V}(x)$ 负定。令 $m_3 = h_1 m_1, m_3 = h_2 m_2$, 则:

$$f_1(m_1, m_3) = r_1(m_3 - m_1)(\gamma_1 m_3 - m_1) + R_{eq} m_1^2 = m_1^2 [r_1 \gamma_1 h_1^2 - r_1(1 + \gamma_1)h_1 + (R_{eq} + r_1)] = m_1^2 \lambda_1(r_1, \gamma_1, h_1) \quad (29)$$

式中: $\lambda_1(r_1, \gamma_1, h_1)$ 是关于 h_1 的 2 次函数, 则当 $h_1(0) = (1 + \gamma_1)/(2\gamma_1)$ 时, 函数为最小值。此时:

$$\lambda_{1min} = R_{eq} + r_1 [1 - (1 + \gamma_1)^2 / (4\gamma_1)] \quad (30)$$

若 $\lambda_{1min} > 0$, 则无论 h_1 为何值, $f_1(m_1, m_3) > 0$, 为了确保渐近稳定性, 令 $\gamma_a < \gamma_1 < \gamma_b$, 同时:

$$\begin{cases} \gamma_a = \gamma_0 - \sqrt{\gamma_0^2 - 1} \\ \gamma_b = \gamma_0 + \sqrt{\gamma_0^2 - 1} \end{cases} \quad (31)$$

式中: $\gamma_0 = 1 + 2R_{eq}/r_1$ 。

λ_{1min} 随 γ_1 变化趋势如图 2 所示。

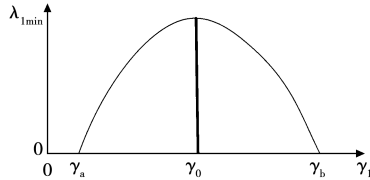


图 2 λ_{1min} 随 γ_1 的变化曲线

Fig. 2 Curve of λ_{1min} follow-up γ_1 change

γ_1 取值越小, 越能实现系统参数变化时的稳定性。若参数的不确定区间为 $1 - \varepsilon < \gamma_1 < 1 + \varepsilon$, 根据式(31)可得:

$$|\alpha| = \frac{R_{eq}}{\hat{u}_{dc} u_{dc}^*} \cdot \frac{4(1 - \varepsilon)}{\varepsilon^2} \quad (32)$$

同理, 当 $f_2(m_2, m_3) > 0$ 时, β 最大值为:

$$|\beta| = \frac{R_{eq}}{\hat{u}_{dc} u_{dc}^*} \cdot \frac{4(1 - \varepsilon)}{\varepsilon^2} \quad (33)$$

通过上述分析, 可以在不精确控制下确定 α, β 的区间, 提高了工作效率。

图 3 为 MMC-UPFC 总体控制框图。串并联侧

变换器通过 Lyapunov 控制, 并与直流电容电压控制、环流与均压控制结合起来, 由此输出的控制信号经由载波移相 SPWM 调制得到开关管触发信号, 从而控制变换器开关的通断。

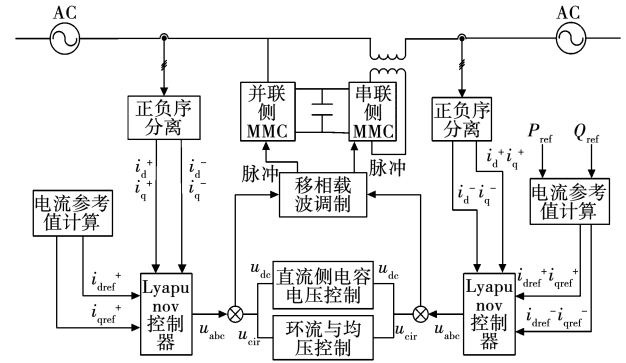


图 3 MMC-UPFC 总体控制结构框图

Fig. 3 Overall control structure diagram of MMC-UPFC

3 MMC-UPFC 的仿真分析

在 MATLAB/Simulink 软件平台上构建了图 7 的 MMC-UPFC 系统仿真模型, 并通过对两种不平衡工况下仿真分析来说明文章的 MMC-UPFC 的 Lyapunov 控制系统的性能优势从而验证文中方法的有效性。MMC-UPFC 系统参数见表 1。

表 1 MMC-UPFC 系统的参数

Tab. 1 Parameters of MMC-UPFC system

参数	数值
交流侧电压有效值 u_g/kV	2
系统两端电压相位差 $^\circ$	10°
桥臂模块数 N	12
串联变压器比	1:1
桥臂电感 L_m/mH	5
交流连接电感 $L_1, L_2/\text{mH}$	2.5
子模块电容值 C_2/mF	0.47
子模块电容电压 u_c/kV	1.0
串联侧滤波电容 C_1/mF	0.5
接受端线路阻抗 Ω	$j0.002$

3.1 交流系统接受端电源电压单相暂降运行分析

为了验证 MMC-UPFC 在不平衡时状态下的有效性, 0.2 s 时将接受端电压 A 相单相暂降 10% 以此来模拟不平衡工况, 且 0.4 s 时投入负序不平衡控制系统, 设置有功功率恒定为 200 kW, 无功功率为 0 Var。交流系统接受端的电源电压单相暂降 10%, 仿真曲线见图 4。

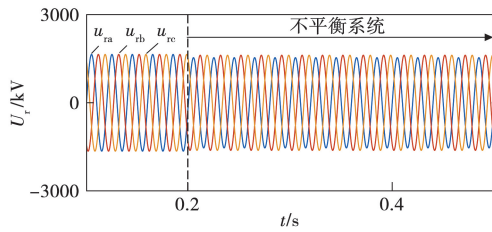


图 4 交流系统接受端的电源电压暂降仿真曲线
Fig. 4 Simulation curves of power supply voltage sag at the receiving terminal of AC system

图 5 为线路电流及负序分量。其中:图 5(a) 为不平衡控制下线路电流效果图,图 5(b)、(c) 分别为 Lyapunov、PI 两种控制下线路电流负序分量。

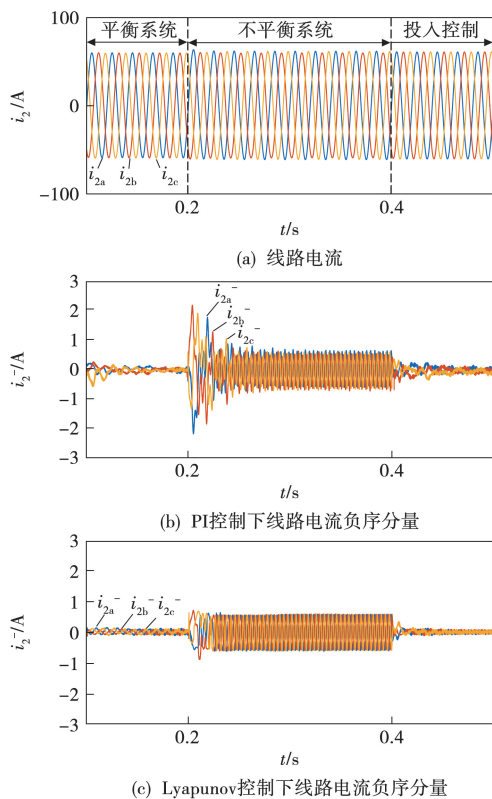


图 5 线路电流及负序分量
Fig. 5 Line current and negative sequence component

由图 5 可见,0.2 s 之前系统处于平衡状态,线路电流为正弦,负序分量为 0;0.2 s 后接受端电源电压 A 相暂降 10%,此时,线路电流开始出现负序分量,导致电流不平衡,0.4 s 时,投入不平衡控制,由于并联变换器负序补偿电流的投入,线路电流负序分量被控制为 0,线路电流重新回到平衡状态。

由图 5(b)、图 5(c) 可见,系统不平衡时,两种控制策略均出现负序分量,但 PI 控制策略下的稳定

性能最差,在投入不平衡控制之后,PI 控制到达稳定的时间最慢,动态性能差,控制效果仍有不足,而 Lyapunov 控制下系统能很好地控制负序电流,控制速度最快,波形质量最好。

图 6 为 Lyapunov、PI 两种控制方法下线路潮流控制波形。0.2 s 时由于系统不平衡导致线路有功和无功均有 2 倍频波动量,0.4 s 后投入不平衡控制,MMC-UPFC 分别对负序电流和电压进行补偿,有效地抑制了 2 次谐波的产生,使系统的潮流能快速地恢复到稳定状态。

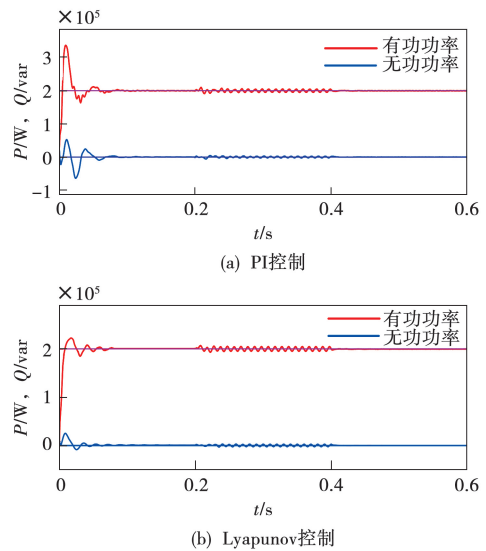


图 6 两种控制方法下潮流控制波形
Fig. 6 Power flow control waveforms under two control methods

由图 6 可见,两种控制方法均能在不平衡工况下实现潮流控制,证明了两种控制策略的有效性,而本文所提的 Lyapunov 控制相比 PI 控制反应速度更快、超调更低,结果表明了文中所提的李亚普诺夫方法的有效性和优越性。

3.2 负荷不平衡运行状态分析

三相负荷不对称导致系统不平衡,影响系统正常运行。三相负荷不对称通常由负荷阻抗不对称引起,文章在 0.2 s 时在接收端的对称电压源上串连入一个负序电压源。负荷不对称必将导致接受端电压的不对称,仿真曲线如图 7 所示。

图 8 为 Lyapunov、PI 两种控制方法下的线路电流及负序分量波形。0.2 s 时由于负荷不对称导致系统不平衡,线路电流出现不平衡状态,出现负序分量,0.4 s 投入不平衡控制,线路电流平衡,负序电流为 0。

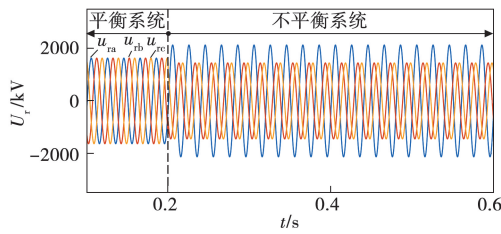
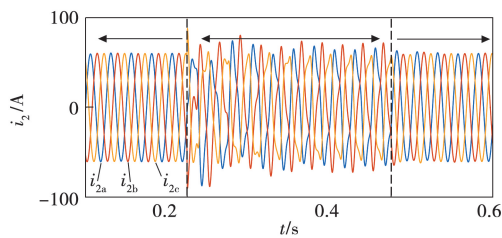
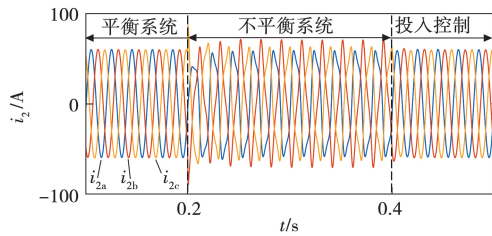


图 7 接受端电源电压波形

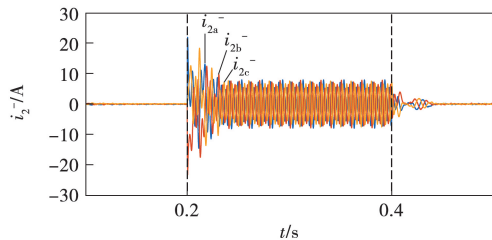
Fig. 7 Waveforms of power supply voltage at receiving terminal



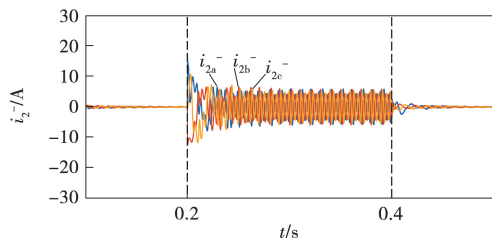
(a) PI控制下线路电流



(b) Lyapunov控制下线路电流



(c) PPI控制下线路电流负序分量



(d) Lyapunov控制下线路电流负序分量

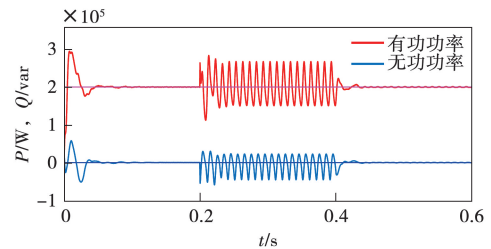
图 8 两种控制方法下线路电流及负序分量波形

Fig. 8 Line current and its negative sequence component waveforms under two control methods

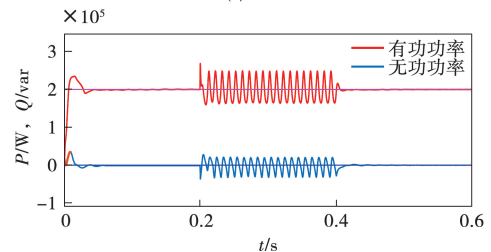
由图 8 可见,当系统出现不平衡时, Lyapunov、PI 两种控制方法均能使系统稳定,它们的稳定时间分别为 0.03 s、0.08 s,超调量分别为 1 A、4 A,因此, Lyapunov 控制相较于 PI 控制的稳定时间更短、

超调更小。

图 9 为 Lyapunov、PI 两种控制方法下潮流控制波形。由图可见, Lyapunov、PI 两种控制方法均能在不平衡工况下实现潮流稳定控制,它们的稳定时间分别为 0.02 s、0.04 s,超调量分别为 0.1 W、0.3 W, Lyapunov 控制相比 PI 控制的稳定时间更短、超调量更低。因此,本文所提的 Lyapunov 控制更为有效、控制性能更好。



(a) PI控制



(b) Lyapunov控制

图 9 两种控制方法下潮流控制波形

Fig. 9 Power flow control waveforms under two control methods

综上所述,所提的 Lyapunov 控制策略相比 PI 控制,在系统发生不平衡工况时具有调节时间更短、控制速度更快、系统稳定性更好等优势。

4 结 论

针对 MMC-UPFC 控制存在的问题,提出了采用非线性 Lyapunov 控制方法用于非线性 MMC-UPFC 对象的控制,并在 3 种不同工况条件下把本文的李亚普诺夫和 PI 控制进行分析比较,通过仿真可得结论如下:

1) 相比 PI 控制方法, Lyapunov 控制方法的结构简单,控制参数更少(仅为控制增益 α 、 β),且可通过公式计算出控制参数大致范围,其参数整定更容易,能够显著提高控制性能;

2) 针对不平衡工况下 MMC-UPFC 对象,本文所提 Lyapunov 控制能够实现 MMC-UPFC 系统的精准调节线路潮流功能,且 Lyapunov 控制的稳定时间更短、稳定性更强。

参 考 文 献

- [1] HAQUE M M, ALI M S, WOLFS P, et al. A UPFC for voltage regulation in LV distribution feeders with a DC-link ripple voltage suppression technique[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(6): 6857-6870.
- [2] 陈晓龙, 韩小文, 李永丽, 等. 适用于 MMC 直流电网的源网配合式电容型直流断路器[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(S1): 155-166.
CHEN Xiaolong, HAN Xiaowen, LI Yongli, et al. Dynamic modeling and internal characteristic simulation research of MMC-UPFC[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(S1): 155-166.
- [3] 满九方, 郝全睿, 高厚磊, 等. 基于 MMC-UPFC 对称分量控制的输电线路三相不平衡治理[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(24): 7143-7153, 7428.
MAN Jiufang, HAO Quanrui, GAO Houlei, et al. Suppression of three-phase unbalanced current of transmission lines based on symmetrical component control of MMC-UPFC[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(24): 7143-7153, 7428.
- [4] 贺宇阳, 马千里, 于飞, 等. 基于 CRS-LMD 和 SVD 的 MMC-HVDC 线路故障测距方法[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(1): 121-132.
HE Yuyang, MA Qianli, YU Fei, et al. Fault location of an MMC-HVDC line based on CRS-LMD and SVD[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(1): 121-132.
- [5] KONG X, GONG X, LI J, et al. Analysis on the transmission line power flow control strategy of the UPFC project in western Nanjing power grid[C]//2018 International Conference on Power System Technology (POWERCON), Guangzhou, China, 2018.
- [6] 李征南, 唐忠, 史晨豪, 等. 基于 PCHD 模型的 MMC-APF 无源控制策略[J]. 电测与仪表, 2024, 61(2): 173-178.
LI Zhengnan, TANG Zhong, SHI Chenhao, et al. Passivity-based control strategy of MMC-APF based on PCHD model[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2024, 61(2): 173-178.
- [7] 程启明, 沈治超, 王为涛, 等. 电网电压不平衡下六边形变换器的微分平坦控制策略[J]. 智慧电力, 2024, 52(3): 94-101, 109.
CHENG Qiming, SHEN Zhichao, WANG Weitao, et al. Differential flattening control strategy for hexagonal converters under unbalanced grid voltage[J]. Smart Power, 2024, 52(3): 94-101, 109.
- [8] 和萍, 云磊, 赵琛, 等. 基于 MSSA 的 PSS 与 UPFC-POD 参数和 UPFC 位置协调优化[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(1): 174-187.
HE Ping, YUN Lei, ZHAO Chen, et al. Coordination of PSS and UPFC-POD parameters and UPFC position based on MSSA[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(1): 174-187.
- [9] 李震, 李庆生, 张裕, 等. 一种基于数字孪生的虚拟同步机与静止同步补偿器优化协调控制策略研究[J]. 智慧电力, 2024, 52(2): 115-122.
LI Zhen, LI Qingsheng, ZHANG Yu, et al. A digital twin-based optimal coordinated control strategy for virtual synchronous generator and STATCOM[J]. Smart Power, 2024, 52(2): 115-122.
- [10] 田志浩, 摆世彬, 韩连山, 等. 基于 MMC-UPFC 的新型双环电压稳定控制策略[J]. 电力电容器与无功补偿, 2021, 42(3): 105-111.
TIAN Zhihao, BAI Shibin, HAN Lianshan, et al. A new double-loop voltage stability control strategy based on MMC-UPFC[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2021, 42(3): 105-111.
- [11] 李又丰, 马志鹏. 基于 MMC-UPFC 的双环解耦控制研究[J]. 电子测试, 2021(22): 60-63, 67.
LI Youfeng, MA Zhipeng. Research on dual-loop control based on MMC-UPFC[J]. Electronic Test, 2021(22): 60-63, 67.
- [12] 周建萍, 周安杰, 茅大钧, 等. 不平衡电网下 MMC-UPFC 的反馈线性化滑模控制[J]. 沈阳工业大学学报, 2022, 44(5): 481-487.
ZHOU Jianping, ZHOU Anjie, MAO Dajun, et al. Feedback linearization sliding mode control of MMC-UPFC under unbalanced grid voltage[J]. Journal of Shenyang University of Technology, 2022, 44(5): 481-487.
- [13] 程启明, 王玉娇, 程尹曼, 等. 非理想条件下 MMC-SAPF 的无源控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(23): 7023-7032.
CHENG Qiming, WANG Yujiao, CHENG Yiman, et al. Research on passive control strategy of MMC-SAPF under non-ideal conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(23): 7023-7032.
- [14] HAMACHE A, BENSIDHOUM M O, OUSLIMANI A. Multivariable discrete time sliding mode control based UPFC for power flow tracking over an UHV interconnection [C]//2019 Algerian Large Electrical Network Conference (CAGRE), Algiers, Algeria, 2019: 1-6.
- [15] 柯顺超, 朱森, 陈阳, 等. 基于 MMC-UPFC 无源性滑模变结构控制的电网不平衡治理策略[J]. 高电压技术, 2020, 46(3): 1078-1086.

- KE Shunchao, ZHU Miao, CHEN Yang, et al. Treatment strategy of unbalanced grid voltage conditions based on MMC-UPFC passive sliding-mode variable structure control [J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(3): 1078-1086.
- [16] 王伟然, 吴嘉欣, 张懿, 等. 永磁同步电机模糊自适应积分反步控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 724-733.
- WANG Weiran, WU Jiabin, ZHANG Yi, et al. Fuzzy self-tuning adaptive integral backstepping control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(4): 724-733.
- [17] 宋平岗, 连加巍, 郑雅芝, 等. 基于线性自抗扰控制的单相电力电子变压器整流级控制策略[J]. 电测与仪表, 2024, 61(1): 177-182.
- SONG Pinggang, LIAN Jiawei, ZHENG Yazhi, et al. Single-phase power electronic transformer rectifier stage control strategy based on linear active disturbance rejection control[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2024, 61(1): 177-182.
- [18] 王函韵, 周雅婷, 程启明, 等. 非理想条件下 MMC-DVR 的李亚普诺夫控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(2): 22-33.
- WANG Hanyun, ZHOU Yating, CHENG Qiming, et al. Research on Lyapunov control strategy of an MMC-DVR under non-ideal conditions[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(2): 22-33.
- [19] 程启明, 傅文倩, 赵森圳, 等. 无源网络接入 B2B 型 MMC-HVDC 的李亚普诺夫控制策略研究[J]. 太阳能学报, 2022, 43(9): 508-514.
- CHENG Qiming, FU Wenqian, ZHAO Miaozhen, et al. Research on Lyapunov control strategy for passive network access to B2B MMC-HVDC [J]. Acta Energetica Sinica, 2022, 43(9): 508-514.
- [20] 宋平岗, 江志强, 杨声弟, 等. 基于李亚普诺夫函数的 MMC-RPC 非线性控制策略[J]. 机车电传动, 2021, 23(4): 78-84.
- SONG Pinggang, JIANG Zhiqiang, YANG Shengdi, et al. Nonlinear control strategy of MMC-RPC based on Lyapunovfunction[J]. Electric Drive for Locomotives, 2021, 23(4): 78-84.
- [21] 胡志强, 叶远誉, 俞林刚, 等. 主动负荷参与的低压台区三相负荷不平衡自动均衡方法[J]. 中国电力, 2024, 57(2): 49-54.
- HU Zhiqiang, YE Yuanyu, YU Lingang, et al. Active load participation in automatic balancing of three-phase load imbalance in low-voltage substation areas[J]. Electric Power, 2024, 57(2): 49-54.
- [22] 高雪寒, 高原, 赵健, 等. 基于数据潮流模型的高比例光伏配电网三相不平衡优化[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(8): 77-87.
- GAO Xuehan, GAO Yuan, ZHAO Jian, et al. Three-phase unbalanced optimization of a distribution network with a high proportion of distributed photovoltaic energy based on a data-driven power flow model[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(8): 77-87.

收稿日期: 2024-04-15; 修回日期: 2024-05-24

作者简介:

叶影(1985—),男,硕士,高级工程师,研究方向为电力系统运行控制等。E-mail:1365378743@qq.com

徐冰雁(1980—),男,硕士,高级工程师,研究方向为电力系统运行控制等。

刘忠平(1979—),男,工程师,研究方向为电力系统运行控制等。

程启明(1965—),男,通信作者,博士,教授,硕士研究生导师,研究方向为新型发电过程控制、电力电子控制、微电网控制等。E-mail:chengqiming@sina.com

汤波(1984—),男,博士,高级工程师,硕士研究生导师,研究方向为电能质量分析、配电网规划运行与评估。E-mail:156220019@qq.com

(编辑 杜景飞)