

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240228

基于李雅普诺夫直接法的 MMC 控制策略研究

郑征^{1,2}, 魏梦雨¹, 李绍令^{1,2}, 史梦瑶¹

(1. 河南理工大学电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454003; 2. 河南省智能装备直驱技术与控制国际联合实验室, 河南 焦作 454003)

摘要: 为改善 PI 控制下模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)的控制效果, 提出了基于李雅普诺夫直接法的 MMC 控制策略。首先, 建立 MMC 整流器的数学模型。其次, 构造出 MMC 系统的李雅普诺夫能量函数。然后, 在 MMC 数学模型和能量函数的基础上设计了控制系统。由奈奎斯特稳定判据分析了直流电压稳定性的影响因素, 并在经典频域下通过伯德图对比分析了李雅普诺夫控制策略和 PI 控制策略的控制性能。最后, 在负载阶跃、交流侧电压幅值阶跃和交流侧三相电压不平衡工况下对两种控制策略进行了仿真和半实物在环仿真研究。结果表明, 李雅普诺夫控制策略较 PI 控制策略有着更好的控制效果, 李雅普诺夫控制策略更适用于 MMC 此类非线性强耦合系统。

关键词: 模块化多电平变换器; 李雅普诺夫直接法; PI 控制; 控制性能

MMC control strategy based on a direct Lyapunov method

ZHENG Zheng^{1,2}, WEI Mengyu¹, LI Shaoling^{1,2}, SHI Mengyao¹

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China; 2. Henan International Joint Laboratory of Direct Drive and Control of Intelligent Equipment, Jiaozuo 454003, China)

Abstract: To improve the control effect of a modular multilevel converter (MMC) under traditional PI control, an MMC control strategy based on the Lyapunov direct method is proposed. First, the mathematical model of the MMC rectifier is established. Secondly, the Lyapunov energy function of the MMC system is constructed. Then, the control system is designed on the basis of the MMC mathematical model and energy function. The influencing factors of DC voltage stability are analyzed by the Nyquist stability criterion, and the control performance of Lyapunov strategy and PI control strategy are compared and analyzed by a Bode diagram in the classical frequency domain. Finally, the two control strategies are simulated and studied when the load is switched, the voltage amplitude of AC side changes suddenly and the three-phase voltage of AC side is unbalanced. The results show that the Lyapunov control offers better control than the PI, and it is more suitable for nonlinear and coupled strongly systems such as with an MMC.

This work is supported by the Scientific and Technological Project of Henan Province (No. 222102220014 and No. 222102240027).

Key words: modular multilevel converter; direct Lyapunov method; PI control; control performance

0 引言

如今, 高压直流输电(high voltage direct current, HVDC)在能源领域愈发重要^[1-4]。模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)因其模块化

设计和易拓展的特点, 使其电路设计和维护的成本得到大幅降低^[5-8], 因此 MMC 更适用于高压、大功率的直流输电领域, 我国 MMC-HVDC 工程也正向高压大功率方向发展^[9-14]。

目前, 实际工程应用中对于 MMC-HVDC 系统的控制多采用 PI 线性控制, 并且取得了不错的控制效果。然而, MMC-HVDC 是一个非线性系统, 对于其控制更适合采用非线性的控制方法, 且 PI 控制相比非线性控制方法的控制精度不够高且鲁棒性

基金项目: 河南省科技攻关项目资助 (222102220014; 222102240027); 河南省国际科技合作项目资助 (232102520017)

不够强^[15]。目前，一些非线性控制方法被引入到 MMC 的控制中。例如：文献[16]提出的基于电流反馈线性化的控制策略可用于调节 MMC 系统的输出和内部差分电流，但该控制策略的抗扰性无法保证；文献[17]提出了基于电压源和一组电容的两台并联 MMC 多环的非线性鲁棒控制器，该控制器能实现快速跟踪且抗扰性能良好，但该控制器的设计极为复杂；文献[18]提出了基于滑膜的控制策略，该控制策略对系统的动态和控制参数之间的关系进行了分析，给控制器设计提供了指导，但其控制精度有限，系统鲁棒性不理想。

目前，国际上相关人员对于 MMC 李雅普诺夫能量函数的负定性已进行了深入研究，文献[19]通过采用基于电容电压纹波的开环控制算法，对 MMC 能量函数的负定性进行理论分析，保证 MMC 系统的全局渐进稳定，给电力电子系统的稳定性研究提供了思路。李雅普诺夫非线性控制方法具有性能优越的特点，其易实现、响应快和鲁棒性好，目前已被广泛应用于电力变换器的控制^[20-23]。并且国内外很多学者已采用李雅普诺夫原理对 MMC 系统进行控制，如：文献[24]为了提高 HVDC 系统的动态性能，提出 B2B 型 MMC-HVDC 系统的李雅普诺夫控制策略，但其李雅普诺夫函数增益选取复杂；文献[25]为减少 MMC 控制器数量，提出了基于李雅普诺夫函数的控制方法，但其控制参数选取较为困难；文献[26]为了减小 MMC 子模块电容电压的波动，将李雅普诺夫原理应用到电流环控制上，但其分析过程过于繁琐且实现难度较高；文献[27]将李雅普诺夫原理应用到背靠背 MMC 的控制系统上，但控制系统庞大，计算过于复杂且不易实现。本文从 MMC 系统的能量函数入手，展开对控制系统的设计，实现了系统的全局渐进稳定，物理意义明显、参数选取容易、操作便捷且控制效果优越。

本文以 MMC 控制系统作为研究对象，设计了基于李雅普诺夫直接法的 MMC 控制策略，并对比分析了李雅普诺夫控制策略与 PI 控制策略的控制性能。在负载阶跃、交流侧电压幅值阶跃和交流侧三相电压不平衡工况下，通过仿真与半实物平台实验对比分析了两种控制策略下 MMC 系统的控制效果，验证了所提控制策略的可行性和优越性。

1 MMC 的电路结构和数学模型

1.1 MMC 的电路结构

图 1 为 MMC 主电路拓扑，其有 6 个桥臂，各桥臂均含 n 个子模块(sub-modular, SM)、平波电抗器 L_t 和等效电阻 R_t 。每个 SM 为半桥结构，其包含

两个带反并联二极管的 IGBT 和一个电容 C_{SM} ，通过控制两个 IGBT 的开通与关断，使子模块输出电压在电容电压 u_c 与 0 之间切换；通过调节上、下桥臂投入和切除的子模块数量，即可在交流侧得到期望的多电平波形。MMC 可以提高网侧电流正弦度，在柔性直流输电领域颇受欢迎。

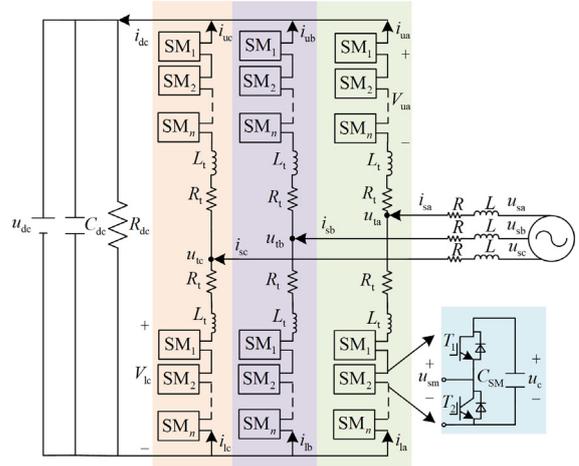


图 1 MMC 主电路结构

Fig. 1 Main circuit structure of the MMC

图 1 中： u_{sk} 、 i_{sk} 分别为变换器交流侧电压和电流，其中 k 表示 a,b,c 相； R 、 L 分别为交流侧等效电阻和电感； V_{uk} 、 V_{lk} 分别为 k 相单元上、下桥臂输出电压； u_{dc} 、 i_{dc} 分别为直流侧电压和电流； i_{uk} 、 i_{lk} 分别为 k 相单元上、下桥臂电流； C_{dc} 、 R_{dc} 分别为直流侧稳压电容和电阻； u_{ta} 、 u_{tb} 和 u_{tc} 为网侧输入端电压。

1.2 MMC 的数学模型

$$\begin{cases} i_{circ} = \frac{i_{uk} + i_{lk}}{2} \\ u_{k1} = \frac{V_{uk} - V_{lk}}{2} \\ u_{k2} = \frac{V_{uk} + V_{lk}}{2} \end{cases} \quad (1)$$

式中： i_{circ} 为 k 相桥臂相间环流； u_{k1} 为桥臂差模电压； u_{k2} 为桥臂共模电压。

基于 MMC 交流侧电流和环流数学模型的三相等效电路^[27]如图 2 所示。通过图 2(a)可得 MMC 交流侧电流与桥臂差模电压和交流侧电压关系。通过图 2(b)可得 MMC 系统直流侧电压、桥臂共模电压、相间环流与直流侧电流的关系。

直流侧电压和环流的关系式如式(2)所示。

$$C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} + \frac{u_{dc}}{R_{dc}} + i_{cira} + i_{cirb} + i_{circ} + i_{dc} = 0 \quad (2)$$

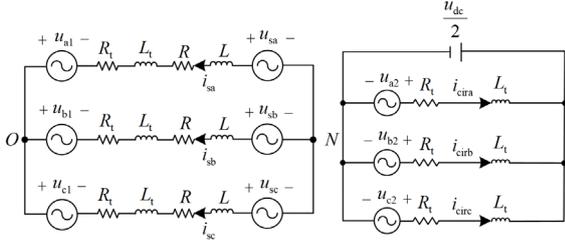


图2 MMC的三相等效电路

Fig. 2 Three-phase equivalent circuits of the MMC

给出一组包含 MMC 系统交流侧电流 dq 轴分量、MMC 桥臂相间环流 $dq0$ 轴分量和直流电压的动态数学模型, 如式(3)^[28]所示。

$$\begin{cases} \left(L + \frac{L_t}{2} \right) \frac{di_{sd}}{dt} - \omega \left(L + \frac{L_t}{2} \right) i_{sq} + \left(R + \frac{R_t}{2} \right) i_{sd} - u_{sd} = u_{d1} \\ \left(L + \frac{L_t}{2} \right) \frac{di_{sq}}{dt} - \omega \left(L + \frac{L_t}{2} \right) i_{sd} + \left(R + \frac{R_t}{2} \right) i_{sq} - u_{sq} = u_{q1} \\ -\omega L_t i_{cirq} + L_t \frac{di_{cir0}}{dt} + R_t i_{cir0} - u_{d2} = 0 \\ \omega L_t i_{cir0} + L_t \frac{di_{cirq}}{dt} + R_t i_{cirq} - u_{q2} = 0 \\ L_t \frac{di_{cir0}}{dt} + R_t i_{cir0} - u_{02} + \frac{3\sqrt{2}}{2} u_{dc} = 0 \\ C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} + \frac{u_{dc}}{R_{dc}} + \sqrt{3} i_{cir0} = 0 \end{cases} \quad (3)$$

式中: ω 为基波角频率; u_{d1} 、 u_{q1} 和 u_{d2} 、 u_{q2} 分别为桥臂差、共模电压 dq 轴分量; u_{02} 为桥臂共模电压 0 轴分量; i_{cir0} 、 i_{cirq} 、 i_{cir0} 分别表示桥臂相间环流 $dq0$ 轴分量; i_{sd} 、 u_{sd} 和 i_{sq} 、 u_{sq} 分别为网侧交流电流、电压 dq 轴分量。

2 李雅普诺夫控制策略

李雅普诺夫理论分为李雅普诺夫第一法和直接法。李雅普诺夫直接法是基于能量的观点来分析系统的稳定性, 并构造能量函数, 如果能量函数的导数是负半定的, 那么这个系统是稳定的^[29]。李雅普诺夫直接法具有直观性且物理意义明显, 因此本文采用李雅普诺夫直接法对 MMC 控制系统进行分析和研究。

2.1 MMC 的李雅普诺夫能量函数构造

首先, 定义本文所研究的 MMC 数学模型的状态变量 $x_1 \sim x_6$, 如式(4)所示。

$$\begin{cases} x_1 = i_{sd} - i_{sd}^* \\ x_2 = i_{sq} - i_{sq}^* \\ x_3 = i_{cir0} - i_{cir0}^* \\ x_4 = i_{cirq} - i_{cirq}^* \\ x_5 = i_{cir0} - i_{cir0}^* \\ x_6 = u_{dc} - u_{dc}^* \end{cases} \quad (4)$$

式中: i_{sd}^* 、 i_{sq}^* 分别为交流侧电流 dq 轴分量参考值; i_{cir0}^* 、 i_{cirq}^* 和 i_{cir0}^* 分别为桥臂相间环流 $dq0$ 轴分量参考值; u_{dc}^* 为直流侧电压参考值。

基于电感和电容元件与能量的关系得出 MMC 系统李雅普诺夫能量函数 $H(x)$, 如式(5)所示。

$$H(x) = \frac{2L + L_t}{4} x_1^2 + \frac{2L + L_t}{4} x_2^2 + \frac{L_t}{2} x_3^2 + \frac{L_t}{2} x_4^2 + \frac{L_t}{2} x_5^2 + \frac{C_{dc}}{2} x_6^2 \quad (5)$$

求能量函数的导数, 得到

$$\frac{dH(x)}{dt} = \frac{2L + L_t}{2} x_1 \frac{dx_1}{dt} + \frac{2L + L_t}{2} x_2 \frac{dx_2}{dt} + L_t x_3 \frac{dx_3}{dt} + L_t x_4 \frac{dx_4}{dt} + L_t x_5 \frac{dx_5}{dt} + C_{dc} x_6 \frac{dx_6}{dt} \quad (6)$$

MMC 的桥臂差、共模电压 dq 轴分量可以表示为参考值和动态变化量之和的形式, 如式(7)所示。

$$\begin{cases} u_{d1} = \Delta u_{d1} + u_{d1}^* \\ u_{d2} = \Delta u_{d2} + u_{d2}^* \\ u_{q1} = \Delta u_{q1} + u_{q1}^* \\ u_{q2} = \Delta u_{q2} + u_{q2}^* \end{cases} \quad (7)$$

式中: Δu_{d1} 、 Δu_{q1} 分别为桥臂差模电压 dq 轴分量的动态变化量; Δu_{d2} 、 Δu_{q2} 分别为桥臂共模电压 dq 轴分量的动态变化量; u_{d1}^* 、 u_{q1}^* 分别为桥臂差模电压 dq 轴分量参考值; u_{d2}^* 、 u_{q2}^* 分别为桥臂共模电压 dq 轴分量参考值。

联立式(3)、式(4)、式(6)和式(7)得到式(8)。

$$\begin{aligned} \frac{dH(x)}{dt} = & - \left(\frac{2R + R_t}{2} \right) x_1^2 - \left(\frac{2R + R_t}{2} \right) x_2^2 - \\ & R_t x_3^2 - R_t x_4^2 - R_t x_5^2 + (\Delta u_{d1} + (u_{sd} - u_{sd}^*)) x_1 + \\ & (\Delta u_{q1} + (u_{sq} - u_{sq}^*)) x_2 + \Delta u_{d2} x_3 + \Delta u_{q2} x_4 - \\ & \left(-\Delta u_{02} + \frac{3\sqrt{2}}{2} x_6 + \sqrt{3} x_6 \right) x_5 - \left((i_{dc} - i_{dc}^*) x_6 + \frac{x_6^2}{R_{dc}} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

式中: Δu_{02} 为桥臂共模电压 0 轴分量的动态变化量;

u_{sd}^* 、 u_{sq}^* 分别为网侧交流电压 dq 轴分量参考值； i_{dc}^* 为直流电流参考值。

将 MMC 系统的桥臂差、共模电压的动态变化量表示为

$$\begin{cases} \Delta u_{d1} = -(\alpha_1 x_1 + (u_{sd} - u_{sd}^*)) \\ \Delta u_{q1} = -(\alpha_2 x_2 + (u_{sq} - u_{sq}^*)) \\ \Delta u_{d2} = -\alpha_3 x_3 \\ \Delta u_{q2} = -\alpha_4 x_4 \\ \Delta u_{02} = -\alpha_5 x_5 + \frac{3\sqrt{2}}{2} x_6 + \sqrt{3} x_6 \end{cases} \quad (9)$$

式中， α_1 、 α_2 、 α_3 、 α_4 和 α_5 是李雅普诺夫系数。

联立式(8)和式(9)得到李雅普诺夫能量函数化简式，如式(10)所示。

$$\begin{aligned} \frac{dH(x)}{dt} = & -\left(R + \frac{R_t}{2}\right)x_1^2 - \left(R + \frac{R_t}{2}\right)x_2^2 - R_t x_3^2 - \\ & R_t x_4^2 - R_t x_5^2 - \alpha_1 x_1^2 - \alpha_2 x_2^2 - \alpha_3 x_3^2 - \\ & \alpha_4 x_4^2 - \alpha_5 x_5^2 - \left((i_{dc} - i_{dc}^*)x_6 + \frac{x_6^2}{R_{dc}} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

可以看出式(10)除了最后一项，其余各项均为负值或者 0。相间环流被抑制后得到

$$C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} + \frac{u_{dc}}{R_{dc}} + i_{dc} = 0 \quad (11)$$

将式(4)和式(11)代入式(10)的最后一项，式(10)的最后一项即 $-\left((i_{dc} - i_{dc}^*)x_6 + \frac{x_6^2}{R_{dc}} \right)$ 可化简为式(12)所示。

$$-\left((i_{dc} - i_{dc}^*)x_6 + \frac{x_6^2}{R_{dc}} \right) \rightarrow C_{dc} x_6 \frac{dx_6}{dt} \quad (12)$$

为分析式(12)对构造李雅普诺夫能量函数的影响，对式(12)的变化量进行了深入研究。图 3 给出直流侧电压的两种状态，即恒定和波动状态。

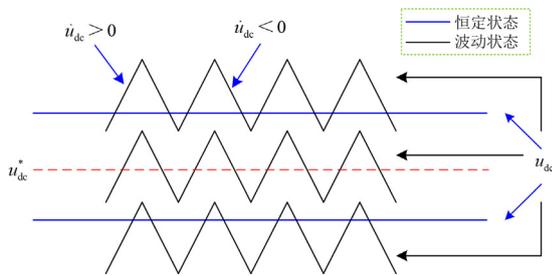


图 3 直流侧电压的两种状态

Fig. 3 Two states of the DC side voltage

图 3 中：在直流侧电压处于恒定状态时，式(12)的取值为 0；当直流侧电压处于波动状态时，又可

分为 3 种情况，在这 3 种情况下，状态变量 x_6 导数的取值会随直流侧电压斜率的变化而变化，因此，式(12)的取值也会周期性地呈现正或者负。

当直流侧电压的斜率为负，且直流侧电压实际值大于参考值时，式(12)的取值为负，此时的能量函数显然为负，此种情况不作具体说明。下面给出直流侧电压数值较大、斜率为正且变化较剧烈情况下，符合实际情况的式(12)对能量函数负半定影响的具体数值验证，为了方便计算，取状态变量 $x_1 = 40$ 、 $x_2 = 10$ 、 $x_3 = 20$ 、 $x_4 = 10$ 、 $x_5 = 20$ ， u_{dc} 变化较剧烈，如图 4 所示。

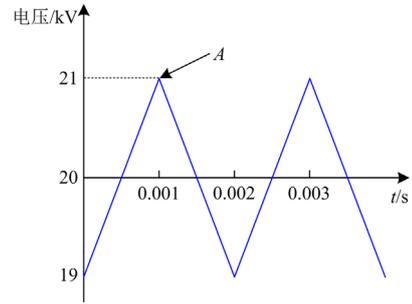


图 4 直流电压

Fig. 4 DC voltage

由图 4 可得，直流侧电压处于 A 点时的斜率为 2×10^6 ，且 $R = 0.084 \Omega$ 、 $R_t = 0.01 \Omega$ 、 $C_{dc} = 1 \times 10^{-6} F$ 、 $\alpha_1 = \alpha_2 = 180$ 、 $\alpha_3 = \alpha_4 = \alpha_5 = 0.001$ ，将式(12)代入式(10)，并代入具体参数可得式(10)的前 10 项之和为 -306161.2 ，式(10)的最后一项为 2000，能量函数的前 10 项与最后一项即式(12)的绝对值比值，约为 153，即能量函数的最后一项即式(12)是远小于能量函数的前 10 项之和的绝对值，因此式(12)的取值不会显著影响能量函数的负半定。

所构造的能量函数是负半定的，满足李雅普诺夫直接法，系统处于全局渐进稳定状态。

2.2 MMC 的李雅普诺夫控制系统设计

首先，由图 5 获得 MMC 系统交流侧电流 dq 轴分量参考值。

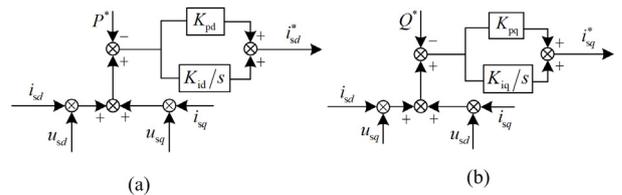


图 5 获取 MMC 交流侧电流 dq 轴分量参考值

Fig. 5 Obtain the reference values of the current dq axis component on the AC side of the MMC

图 5 中: P^* 、 Q^* 分别为有功功率和无功功率参考值; K_{pd} 、 K_{pq} 为比例系数; K_{id} 、 K_{iq} 为积分系数。通过对有功功率和无功功率进行 PI 控制得到 MMC 交流侧电流 dq 轴分量参考值。

然后, 由图 5 可获取 MMC 交流侧电流 dq 轴分量参考值, 将其代入式(3)的桥臂差模电压 dq 轴分量参考值 u_{d1}^* 、 u_{q1}^* 的表达式中, 且式(3)中桥臂差模电压 dq 轴分量 u_{d1} 、 u_{q1} 的表达式中的变量均用参考值表示, 化简得到结果如式(13)所示。

$$\begin{cases} u_{d1}^* = \left(L + \frac{L_t}{2}\right) \frac{di_{sd}^*}{dt} - \left(L + \frac{L_t}{2}\right) \omega i_{sq}^* + \left(R + \frac{R_t}{2}\right) i_{sd}^* - u_{sd}^* \\ u_{q1}^* = \left(L + \frac{L_t}{2}\right) \frac{di_{sq}^*}{dt} + \left(L + \frac{L_t}{2}\right) \omega i_{sd}^* + \left(R + \frac{R_t}{2}\right) i_{sq}^* - u_{sq}^* \end{cases} \quad (13)$$

再将式(13)与式(9)相结合, 得到桥臂差模电压 dq 轴分量, 如图 6 所示。

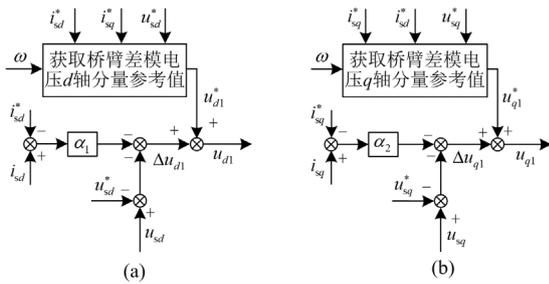


图 6 获取桥臂差模电压 dq 轴分量

Fig. 6 Obtain the differential-mode voltage dq axis component of bridge arms

在 MMC 系统的环流被抑制的情况下, 并将式(3)的第 3、4 和 5 项的变量用参考值表示, 可以得到桥臂共模电压 $dq0$ 轴分量参考值, 如式(14)所示。

$$\begin{cases} u_{d2}^* = 0 \\ u_{q2}^* = 0 \\ u_{02}^* = \frac{3\sqrt{2}}{2} u_{dc}^* \end{cases} \quad (14)$$

将式(9)中有关桥臂共模电压 $dq0$ 轴分量的动态变化量的表达式与式(14)相结合, 得到桥臂共模电压 $dq0$ 轴分量, 如图 7 所示。

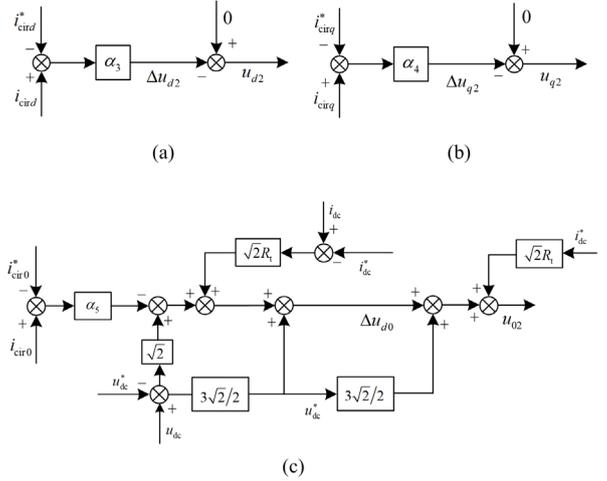


图 7 获取桥臂共模电压 $dq0$ 轴分量

Fig. 7 Obtain the common-mode voltage $dq0$ axis component of bridge arms

最后, 将桥臂共、差模电压 $dq0$ 轴分量分别相加、减, 获取桥臂电压信号, 并与三角载波信号比较, 获取上、下桥臂开关管触发信号, 最终使 MMC 系统稳定运行。系统总体控制框图如图 8 所示。

图 8 中: V_{udq0} 为上桥臂电压 $dq0$ 轴分量; V_{ldq0} 为下桥臂电压 $dq0$ 轴分量。首先, 由 MMC 整流器系统提取交流侧三相电压、三相电流和桥臂相间环流信号, 将其传递给控制器稳态和动态部分, 获取

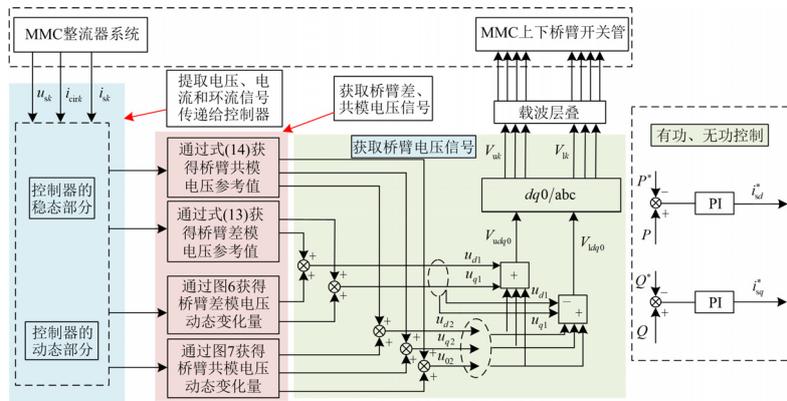


图 8 MMC 系统总体控制框图

Fig. 8 Overall control block diagram of the MMC system

桥臂差、共模电压 dq 轴分量, 将桥臂共、差模电压 dq 轴分量分别相加、减, 得到上、下桥臂电压 dq 轴分量, 进行 park 逆变换得到上、下桥臂电压信号, 采用载波层叠技术将上、下桥臂电压信号与三角载波信号进行比较, 获得 MMC 开关管触发信号来控制桥臂开关管的导通和关断, 最终使系统处于全局渐进稳定运行状态。

3 稳定性分析

对于式(11), 其可以表示为

$$C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} + \frac{u_{dc}}{R_{dc}} = -\frac{P}{u_{dc}} \quad (15)$$

式中, P 为 MMC 系统有功功率。

对式(15)小信号线性化, 得到 MMC 系统有功功率动态变化量与直流侧电压动态变化量的关系, 如式(16)所示。

$$\left(C_{dc}s + \frac{1}{R_{dc}} - \frac{P^*}{u_{dc}^{*2}} \right) \Delta u_{dc} = -\frac{\Delta P}{u_{dc}^*} \quad (16)$$

式中: Δu_{dc} 为直流侧电压动态变化量; ΔP 为 MMC 系统有功功率动态变化量。

图 1 所示的 MMC 直流侧电压和 MMC 交流侧输入端电压 dq 轴分量的关系如式(17)所示。

$$u_{dc}i_{dc} = u_{ud}i_{sd} + u_{uq}i_{sq} \quad (17)$$

对图 1 主电路拓扑应用 KVL 得到网侧电压 dq 轴分量和输入端电压 dq 轴分量的关系, 如式(18)所示。

$$\begin{cases} u_{ud} = -\omega L i_{sq} + L \frac{di_{sd}}{dt} + R i_{sd} + u_{sd} \\ u_{uq} = \omega L i_{sd} + L \frac{di_{sq}}{dt} + R i_{sq} + u_{sq} \end{cases} \quad (18)$$

联立式(17)和式(18)得到式(19)。

$$u_{dc}i_{dc} = P + \frac{L}{2} \frac{di_{sd}^2}{dt} + R i_{sd}^2 + \frac{L}{2} \frac{di_{sq}^2}{dt} + R i_{sq}^2 \quad (19)$$

对式(19)进行小信号线性化, 得到有功功率动态变化量和直流电流动态变化量与网侧电流 dq 轴分量动态变化量的关系, 如式(20)所示。

$$\Delta P = \Delta u_{dc}i_{dc}^* + u_{dc}^*\Delta i_{dc} - (Ls + 2R)i_{sd}^*\Delta i_{sd} - (Ls + 2R)i_{sq}^*\Delta i_{sq} \quad (20)$$

式中: Δi_{dc} 为直流电流动态变化量; Δi_{sd} 、 Δi_{sq} 分别为交流侧电流 dq 轴分量动态变化量。

联立式(16)与式(20), 得到交流侧 dq 轴电流和直流电流对直流侧电压的影响, 如式(21)所示。

$$\Delta u_{dc} = \begin{bmatrix} (Ls + 2R)i_{sd}^* & (Ls + 2R)i_{sq}^* & -u_{dc}^* \\ C_{dc}u_{dc}^*s + i_{dc}^* & C_{dc}u_{dc}^*s + i_{dc}^* & C_{dc}u_{dc}^*s + i_{dc}^* \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \\ \Delta i_{dc} \end{bmatrix} = [f_1 \quad f_2 \quad f_3] \times \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \\ \Delta i_{dc} \end{bmatrix} \quad (21)$$

将 $((Ls + 2R)i_{sd}^*)/(C_{dc}u_{dc}^*s + i_{dc}^*)$ 、 $(Ls + 2R)i_{sq}^*/(C_{dc}u_{dc}^*s + i_{dc}^*)$ 和 $-u_{dc}^*/(C_{dc}u_{dc}^*s + i_{dc}^*)$ 分别用 f_1 、 f_2 和 f_3 来表示, 其具体参数如表 1 表示。

表 1 具体参数

Table 1 Specific parameters

参数	数值
交流侧等效电感 L/H	0.002
直流侧电压参考值 u_{dc}^*/kV	20
交流侧等效电阻 R/Ω	0.084
直流侧电流参考值 i_{dc}^*/A	1000
直流侧稳压电容 $C_{dc}/\mu F$	1
交流侧 d 轴电流参考值/A	1700

由图 9(a)、图 9(c)和图 9(e)可以看出, 随 MMC 交流侧电流 dq 轴分量和直流电流动态变化量的增加, f_1 、 f_2 和 f_3 对应的奈奎斯特曲线呈现左移的趋势, 并且幅值呈现增大的趋势, 系统逐渐包围单位圆的负半平面, 系统逐渐失稳。与 Δu_{dc} 随 Δi_{sd} 和 Δi_{sq} 变

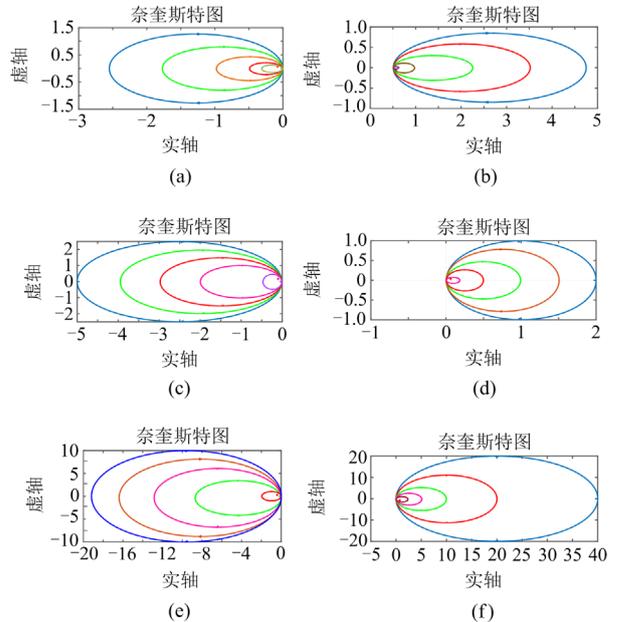


图 9 随 i_{sd} 、 i_{sq} 和 i_{dc} 动态变化量的变化对应的 f_1 、 f_2 和 f_3 的奈奎斯特曲线

Fig. 9 Nyquist curves of f_1 , f_2 and f_3 corresponding to changes in i_{sd} , i_{sq} , and i_{dc}

化的奈奎斯特曲线的变化趋势相比, Δu_{dc} 随 Δi_{dc} 变化的奈奎斯特曲线的变化趋势更为显著, 这表明直流电流对直流侧电压稳定性的影响比 i_{sd} 和 i_{sq} 更为明显。

由图 9(b)、图 9(d)和图 9(f)可以看出, 随 MMC 交流侧电流 dq 轴分量和直流电流动态变化量的减小, f_1 、 f_2 和 f_3 对应的奈奎斯特曲线呈现右移的趋势, 并且幅值呈现增大的趋势, 系统未包围单位圆负半平面, 系统保持稳定。与 Δu_{dc} 随 Δi_{sd} 和 Δi_{sq} 变化的奈奎斯特曲线的变化趋势相比, Δu_{dc} 随 Δi_{dc} 变化的奈奎斯特曲线的变化趋势更为显著, 也表明直流电流对直流侧电压稳定性的影响比 i_{sd} 和 i_{sq} 更为明显。

4 李雅普诺夫控制策略控制性能分析

4.1 PI 控制

考虑一阶惯性环节表示的系统传递延迟, 对系统进行干扰全补偿的 PI 控制的控制框图如图 10^[30] 所示, 为便于叙述, 后文统一用 PI 控制来表述。

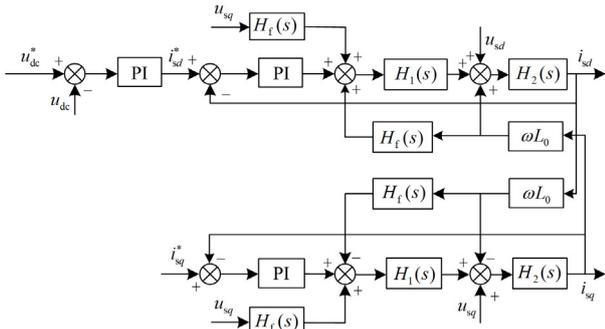


图 10 PI 控制的控制框图

Fig. 10 Block diagram of the PI control

图 10 中, $H_1(s)$ 为系统传递延迟函数, $H_1(s) = 1/(1+sT_a)$, T_a 为时间常数, 是开关周期 T_s 的 1.5 倍; 开关周期 T_s 为 $1e-4$ s; $H_2(s)$ 为 MMC 电气系统等效传递函数, 如式(22)所示; $H_f(s)$ 为干扰全补偿的系统传递函数, 如式(23)所示。

$$H_2(s) = \frac{1}{\left(R + \frac{R_t}{2}\right)(1+sT_2)} \quad (22)$$

式中: $T_2 = (L + L_t/2)/(R + R_t/2)$; $R_t = 0.01 \Omega$; $L_t = 2.4$ mH。

$$H_f(s) = -\frac{1}{H_1(s)} = -1 - sT_a \quad (23)$$

得到的系统开环传递函数如式(24)所示。

$$H_{op}(s) = \frac{T_2}{2 \frac{T_a T_{i1} T_{i2}}{T_2} s^2 + \frac{T_{i1}}{T_{i2} T_2} s + \frac{T_2 \left(L + \frac{L_t}{2}\right)}{R + \frac{R_t}{2}} \quad (24)$$

式中: T_{i1} 为电压外环积分系数, 本文取 40; T_{i2} 为电流内环积分系数, 本文取 110。

4.2 李雅普诺夫控制策略

以 d 轴为例, 绘出李雅普诺夫控制策略的控制框图, 如图 11 所示。

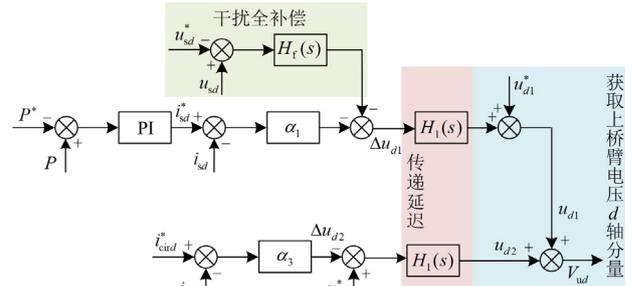


图 11 李雅普诺夫控制策略的控制框图

Fig. 11 Block diagram of Lyapunov control strategy

图中, V_{ud} 为上桥臂电压 d 轴分量。得到的系统开环传递函数如式(25)所示。

$$H_{op1}(s) = \frac{1}{\frac{T_a^2 K_{id}}{K_{pd} \alpha_1 \alpha_3} s^2 + 2 \frac{T_a}{K_{pd} \alpha_1 \alpha_3 K_{id}} + \frac{T_a}{K_{pd} \alpha_1 \alpha_3 K_{id}}} \quad (25)$$

式中: $K_{pd} = 45$; $K_{id} = 198$; $\alpha_1 = 180$; $\alpha_3 = 0.001$ 。

由式(24)和式(25)分别绘出 PI 控制和李雅普诺夫控制系统开环传递函数伯德图, 如图 12 所示。

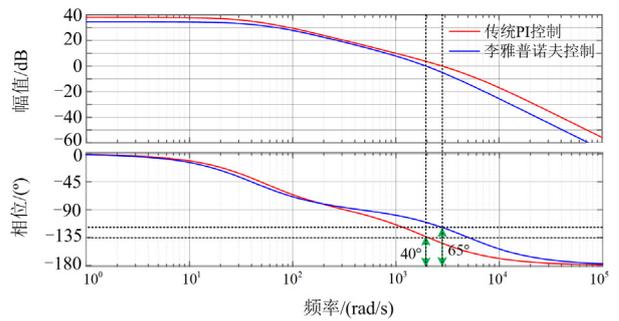


图 12 两种控制策略的系统开环伯德图对比

Fig. 12 Comparison of open-loop Bode diagram of two control strategies

由图 12 可以看出: 李雅普诺夫控制策略的稳定裕度比 PI 控制策略提高了 25° , 使得系统有着更强的稳定性; 在高频区间, 李雅普诺夫控制策略的幅

频曲线在 PI 控制策略的幅频曲线下方，因此系统的抗干扰能力更强。这表明对于 MMC 此类非线性强耦合系统采用李雅普诺夫控制策略比 PI 控制策略更有优势。

5 仿真与实验验证

5.1 仿真验证

为验证本文 MMC 控制策略的有效性，并对比李雅普诺夫控制策略与传统双闭环控制策略优劣性，本文基于 Matlab/Simulink 环境搭建了三相五电平的 MMC 整流器仿真模型，分别对两种控制策略在负载阶跃、交流侧电压幅值阶跃和交流侧三相电压不平衡工况下进行对比仿真。具体仿真参数如表 2 所示，综合考虑选取 $\alpha_1 = \alpha_2 = 180$ 、 $\alpha_3 = \alpha_4 = \alpha_5 = 0.001$ 作为李雅普诺夫系数^[30]。

表 2 MMC 系统仿真参数

Table 2 Simulation parameters of the MMC	
参数	数值
单相上桥臂子模块个数/个	4
直流侧电压 u_{dc} /kV	20
系统额定容量/MW	20
开关周期 T_s /s	10 000
直流侧稳压电容 C_{dc} / μ F	1
直流侧负载 R/Ω	20
电压外环比例、积分系数	$K_p = 1.5, K_i = 40$
电流内环比例、积分系数	$K_p = 3, K_i = 110$
李雅普诺夫系数	$\alpha_1 = \alpha_2 = 180, \alpha_3 = \alpha_4 = \alpha_5 = 0.001$

5.1.1 直流侧电压分析

1) 负载阶跃工况下，在 0.25 s 将直流负载由 20 Ω 阶跃到 40 Ω ，以验证系统抗扰性能，直流电压波形如图 13 所示。

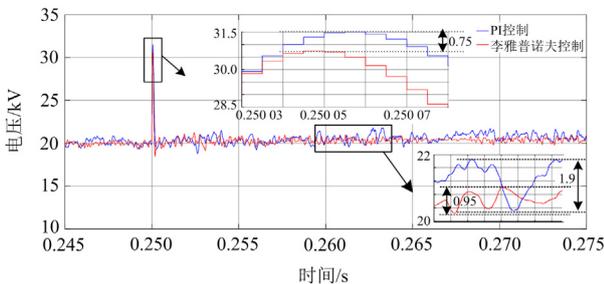


图 13 负载阶跃工况下直流电压对比图

Fig. 13 Comparison diagram of DC voltages when the load is switched

由图 13 可以看出：李雅普诺夫控制策略下的直流侧电压在负载阶跃工况下的电压超调量较 PI 控

制策略下降了约 750 V；系统处于稳态时的直流侧电压的波动较 PI 控制策略下降了约 950 V；PI 控制下直流电压重新恢复稳定运行需要的时间约为 11 ms，李雅普诺夫控制下直流电压重新恢复稳定运行所需时间降约为 5 ms。

2) 系统处于交流侧电压幅值阶跃时，在表 2 的仿真参数条件下，0.3 s 时加入交流侧幅值升高 5% 的扰动，一个工作周期后在 0.32 s 恢复正常，验证系统抗电源扰动性能。直流侧电压波形如图 14 所示。

由图 14 可看出：交流侧电压幅值阶跃工况下，李雅普诺夫控制策略的直流电压超调量较 PI 控制策略下降了约 2250 V；稳态时的直流侧电压的波动较 PI 控制策略下降了约 1100 V；PI 控制下直流电压重新恢复稳定运行需要的时间约为 26 ms，李雅普诺夫控制下直流电压重新恢复稳定运行所需时间降为约 8 ms。

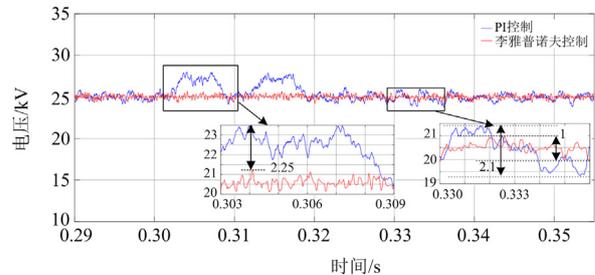


图 14 交流侧电压幅值阶跃工况下直流电压对比图

Fig. 14 Comparison diagram of DC voltage when the voltage amplitude of AC side changes suddenly

3) 系统处于交流侧三相电压不平衡时，在表 2 的仿真参数下，a 相电压幅值下降了 5%，以模拟三相电压不平衡工况下两种控制策略的性能。直流侧电压波形如图 15 所示。

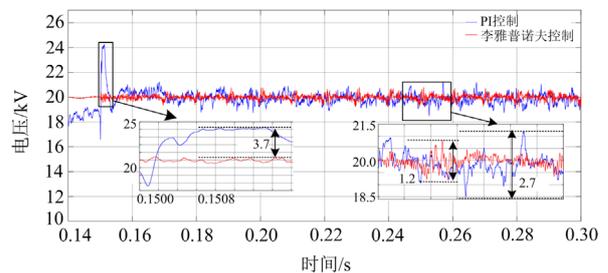


图 15 交流侧三相电压不平衡工况直流电压对比图

Fig. 15 Comparison diagram of DC voltage when the three-phase voltage of AC side is unbalanced

由图 15 可以看出：交流侧三相电压不平衡工况下，李雅普诺夫控制策略下的直流侧电压超调量较 PI 控制策略下降了约 3700 V；在稳态运行时，系统

直流侧电压的波动较 PI 控制策略下降了约 1500 V; PI 控制下直流电压重新恢复稳定运行需要的时间约为 48 ms, 李雅普诺夫控制下直流电压重新恢复稳定运行所需时间降约为 23 ms。

综上, 李雅普诺夫控制的直流电压在三种工况下较 PI 控制直流电压的超调量更小, 稳态运行时的直流电压波动更小, 且直流电压重新恢复稳定运行所需时间均有所降低, 优化了控制系统的动态性能。

5.1.2 桥臂相间环流分析

以 a 相为例, 对 3 种工况的桥臂环流进行分析。

1) 负载阶跃工况下, 0.25 s 时直流负载由 20 Ω 阶跃至 40 Ω, 系统 a 相桥臂相间环流波形如图 16 所示。

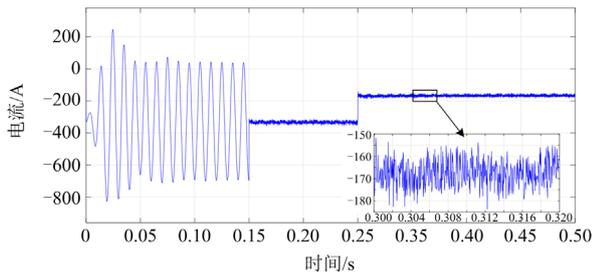


图 16 a 相桥臂环流

Fig. 16 Bridge arm circulation of a-phase

由图 16 可以看出: 负载阶跃工况下, a 相桥臂相间环流的波动约为 31 A, 环流抑制效果明显。

2) 交流侧电压幅值阶跃下, 系统 a 相桥臂相间环流波形如图 17 所示。

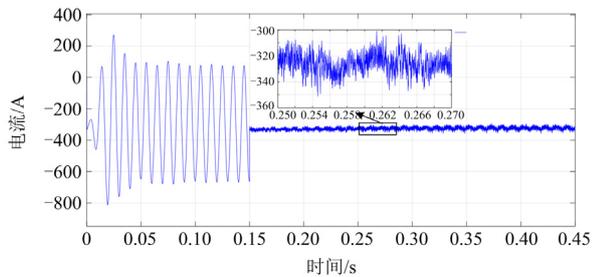


图 17 a 相桥臂环流

Fig. 17 Bridge arm circulation of a-phase

由图 17 可以看出, 交流侧电压幅值阶跃下, a 相桥臂环流的波动约为 38 A, 环流的抑制效果良好。

3) 交流侧三相电压不平衡工况下, 系统 a 相桥臂相间环流波形如图 18 所示。

由图 18 可以看出, 交流侧三相电压不平衡工况下, a 相桥臂相间环流的波动约为 50 A, 系统环流抑制效果显著。

5.1.3 交流侧电流 FFT 分析

对 3 种工况下两种控制策略交流侧电流进行 FFT 分析, 结果如图 19 所示。

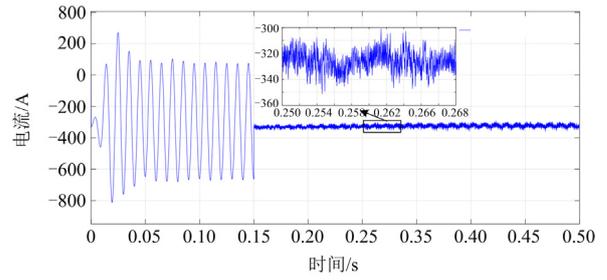


图 18 a 相桥臂环流

Fig. 18 Bridge arm circulation of a-phase

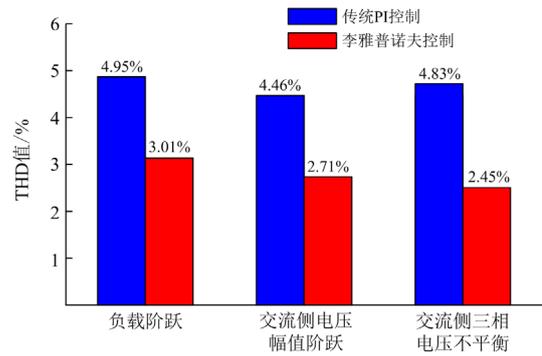


图 19 3 种工况下不同控制策略的交流侧电流 THD 值

Fig. 19 THD values of the AC-side current under three operating conditions with different strategies

由图 19 可以看出, 在负载阶跃、交流侧电压幅值阶跃和交流侧三相电压不平衡工况下, 李雅普诺夫控制策略下的 MMC 系统交流侧电流的 THD 值较 PI 控制策略分别下降了 39.19%、39.24% 和 49.28%。

5.2 实验验证

为了进一步验证该控制策略的可行性与优越性, 本文基于 DSP 和 dSPACE-MicroLabBox 的半实物平台进行了硬件在环仿真, 对比分析了 PI 控制策略与本文所提李雅普诺夫控制策略的控制性能。图 20 为半实物实验平台照片, 包括示波器、上位机、dSPACE 和 DSP 控制板。DSP 使用的是由 TI 公司研



图 20 半实物实验平台

Fig. 20 Hardware-in-the-loop experimental platform

发的 TMS320F28335, dSPACE 包括运算单元、模拟板、上位机和数字模块。实验中主电路各模块参数与仿真参数(表 2)保持一致。在进行实验时,其中输出电压信号通过 dSPACE 运算单元缩小 600 倍,电流信号缩小 8 倍进行处理。

5.2.1 直流电压验证

图 21(a)为系统处于负载阶跃工况时 PI 控制策略下的 MMC 整流侧输出直流电压波形,可以看出直流电压超调量约为 19 V,系统恢复稳定需要的时间约为 11 ms,稳态时的电压波动约为 3 V。图 21(b)为李雅普诺夫控制下的 MMC 整流器直流电压波形,可以看出该控制策略下的电压的超调量约为 18 V,系统重新恢复稳定运行所需的时间约为 5 ms,稳态时的电压波动约为 1.6 V。

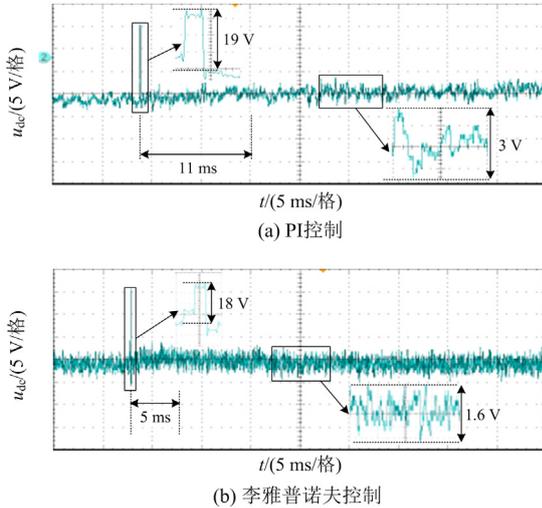


图 21 负载阶跃下直流电压波形

Fig. 21 DC voltage waveforms when the load is switched

图 22(a)为系统在网侧电压不对称时,PI 控制策略下的整流侧输出电压波形,可以看出输出电压超调量约为 6.8 V,系统恢复稳定运行所需的时间约为 48 ms,稳态时的电压波动约为 4.5 V。图 22(b)为李雅普诺夫控制策略下的直流侧电压波形,可以看出整流输出电压超调量约为 0.67 V,系统重新恢复稳定运行所需的时间约为 23 ms,稳态时的电压波动约为 2 V。

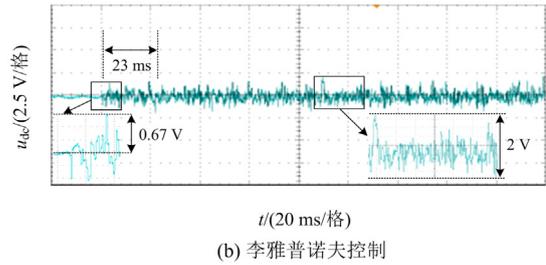
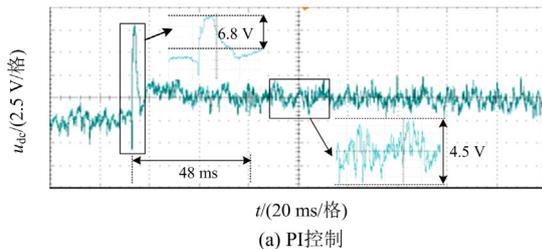


图 22 交流侧三相电压不平衡下直流电压波形

Fig. 22 DC voltage waveforms when the three-phase voltage of AC side is unbalanced

5.2.2 环流验证

图 23(a)为系统在负载阶跃时的 a 相桥臂环流波形,可以看出环流的抑制效果明显,环流的波动约为 3.75 A。图 23(b)为系统在网侧三相电源不平衡工况下的 a 相桥臂环流波形,可以看出系统的环流抑制效果显著,环流的波动约为 6.25 A。

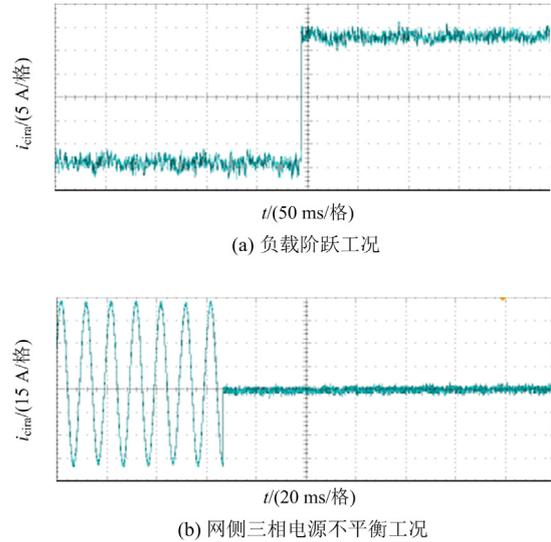


图 23 a 相桥臂环流波形

Fig. 23 Circulation waveforms of a-phase bridge arm

综上所述,本文提出的李雅普诺夫控制策略相比 PI 控制策略可显著减小直流电压波动和超调量,并且提高了控制系统的响应速度和抗扰性能。

6 结论

本文基于 MMC 控制策略分析,提出基于李雅普诺夫直接法的 MMC 控制策略,并与 PI 控制策略进行了对比分析。通过搭建三相五电平 MMC 整流器仿真模型和基于 DSP+dSPACE 的半实物实验平台,分别对比其在 3 种工况下两种控制策略的控制效果,得出以下结论:

1) 李雅普诺夫控制策略在负载阶跃、交流侧电压幅值阶跃和交流侧三相电压不平衡工况下均可显著降低网侧交流电流的 THD 值, 给系统提供更好的并网条件;

2) 在 3 种工况下, 李雅普诺夫控制策略下的直流电压超调量比 PI 控制策略更小, 有着更优越的动态性能;

3) 与 PI 控制策略相比, 李雅普诺夫控制策略可显著减小 MMC 整流器稳态运行时的输出电压波动。

参考文献

- [1] 辛保安, 郭铭群, 王绍武, 等. 适应大规模新能源友好送出的直流输电技术与工程实践[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(22): 1-8.
XIN Baoan, GUO Mingqun, WANG Shaowu, et al. Friendly HVDC transmission technologies for large-scale renewable energy and their engineering practice[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(22): 1-8.
- [2] 寇洋, 武家辉, 张华, 等. 考虑碳捕集与 CVaR 的电力系统低碳经济调度[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(11): 131-140.
KOU Yang, WU Jiahui, ZHANG Hua, et al. Low carbon economic dispatch for a power system considering carbon capture and CvaR[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(11): 131-140.
- [3] SONG Guobing, HOU Junjie, GUO Bing, et al. Pilot protection of hybrid MMC DC grid based on active detection[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2020, 5(1): 82-96.
- [4] 刘耀, 赵小令, 吴佳玮, 等. 高压直流海缆工程应用现状及展望[J]. 高压电器, 2022, 58(2): 1-8.
LIU Yao, ZHAO Xiaoling, WU Jiawei, et al. Application status and prospect of HVDC submarine cable projects[J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(2): 1-8.
- [5] 宋延涛, 范雪峰, 吴庆范, 等. 基于 MMC 的海上风电柔性直流送出控制策略研究[J]. 高压电器, 2023, 59(12): 63-74.
SONG Yantao, FAN Xuefeng, WU Qingfan, et al. Research on flexible DC output control strategy for offshore wind power based on MMC[J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59(12): 63-74.
- [6] LIANG Yingyu, REN Yi, YU Jinhua, et al. Current trajectory image-based protection algorithm for transmission lines connected to MMC-HVDC stations using CA-CNN[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2023, 8(1): 97-111.
- [7] WANG Yaoqiang, SUN Ruyin, GUO Yanxun, et al. Bypass arm based DC fault isolation scheme for MMC-HVDC systems[J]. Journal of Power Electronics, 2023, 23(8): 1232-1242.
- [8] WANG Yangting, ZHENG Dingkun, JIA Rong. Fault diagnosis method for MMC-HVDC based on bi-GRU neural network[J]. Energies, 2022, 15(3): 994-1011.
- [9] 宋伟宏, 杨林刚, 林磊, 等. 基于 MMC-HVDC 的海上风电柔直系统频率波动抑制技术[J]. 高电压技术, 2021, 47(8): 2760-2770.
SONG Weihong, YANG Lingang, LIN Lei, et al. Frequency fluctuation suppression technology of offshore wind power generation plants based on MMC-HVDC transmission[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8): 2760-2770.
- [10] WICKRAMASINGHE H R, KONSTANTINOOU G, POU J, et al. Interactions between indirect DC-voltage estimation and circulating current controllers of MMC-based HVDC transmission systems[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2018, 33(1): 829-838.
- [11] 郝晓宇, 郭春义, 蒋雯, 等. 基于无功功率注入的 MMC-HVDC 交流电网等值阻抗识别方法[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(9): 184-192.
HAO Xiaoyu, GUO Chunyi, JIANG Wen, et al. Identification method for equivalent impedance of AC power grid connected to MMC-HVDC system based on reactive power injection[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(9): 184-192.
- [12] 李伟杰, 郝亮亮, 叶雪辉, 等. 考虑放电耦合的 MMC-HVDC 系统直流线路单极接地故障电流的计算方法[J]. 南方电网技术, 2023, 17(9): 68-75.
LI Weijie, HAO Liangliang, YE Xuehui, et al. Calculation method for pole-to-ground fault current of DC lines in MMC-HVDC system considering discharging coupling[J]. Southern Power System Technology, 2023, 17(9): 68-75.
- [13] 杨舒婷, 陈新, 黄通, 等. 考虑 MMC 环流控制的海上风电经柔直送出系统阻抗塑造方法[J]. 中国电力, 2023, 56(4): 38-45.
YANG Shuting, CHEN Xin, HUANG Tong, et al. Impedance modeling method of offshore wind farm integration through MMC-HVDC with MMC circulation control[J]. Electric Power, 2023, 56(4): 38-45.
- [14] 李威, 李庚银. MMC 控制策略比较分析研究[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(8): 55-63.
LI Wei, LI Gengyin. Research on comparative analysis of MMC control strategies[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(8): 55-63.
- [15] YANG Shunfeng, WANG Peng, TANG Yi. Feedback linearization-based current control strategy for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 161-174.

- [16] MEHRASA M, AHMADIGORJI M, AMJADY N. A new dual Lagrangian model and input/output feedback linearization control of 3-phase/level NPC voltage-source rectifier[J]. *Automatika Journal for Control Measurement Electronics Computation*, 2014, 55(1): 99-111.
- [17] YANG Q, SAEEDIFARD M, PEREZ M A. Sliding mode control of the modular multilevel converter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(2): 887-897.
- [18] ANTONOPOULOS A, ANGQUIST L, HARNEFORS L, et al. Global asymptotic stability of modular multilevel converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 61(2): 603-612.
- [19] 管霖, 沈鹏, 黄振琳. 线性扩张状态观测器和李雅普诺夫直接法在风电场同步稳定控制的应用[J]. *中国电机工程学报*, 2017, 37(11): 3192-3200, 3374.
GUAN Lin, SHEN Peng, HUANG Zhenlin. Synchronous stability control for wind farms based on linear extended state observer and Lyapunov direct method[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(11): 3192-3200, 3374.
- [20] 程启明, 李涛, 张宇, 等. 基于 Lyapunov 函数的 NPC 型三电平 SAPF 非线性控制策略[J]. *电力系统自动化*, 2018, 42(11): 143-150.
CHENG Qiming, LI Tao, ZHANG Yu, et al. Lyapunov function based on nonlinear control strategy of NPC-type three-level shunt active power filter[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2018, 42(11): 143-150.
- [21] 薛花, 范月, 王育飞. 基于李雅普诺夫函数的并联型混合有源电力滤波器非线性控制方法[J]. *电工技术学报*, 2016, 31(21): 133-141.
XUE Hua, FAN Yue, WANG Yufei. Nonlinear control strategy based on Lyapunov function for shunt hybrid active power filter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2016, 31(21): 133-141.
- [22] 邵伟勋, 梁志珊. 基于李雅普诺夫稳定控制的光伏并网逆变器[J]. *电力电子技术*, 2012, 46(12): 92-94.
SHAO Weixun, LIANG Zhishan. Single-phase PV grid-connected inverter system based on Lyapunov stability control[J]. *Power Electronics*, 2012, 46(12): 92-94.
- [23] 程启明, 傅文倩, 赵淼圳, 等. 无源网络接入 B2B 型 MMC-HVDC 的 Lyapunov 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 Energeiae Solaris Sinica*, 2022, 43(9): 508-514.
- [24] 程启明, 赖宇生, 谢怡群, 等. 三相电压不平衡下 MMC 双侧 Lyapunov 控制策略[J]. *电机与控制学报*, 2023, 27(5): 96-107.
CHENG Qiming, LAI Yusheng, XIE Yiqun, et al. Two side Lyapunov control strategy of MMC under unbalanced three-phase voltage[J]. *Electric Machines and Control*, 2023, 27(5): 96-107.
- [25] HARNEFORS L, ANTONOPOULOS A, IIVES K, et al. Global asymptotic stability of current-controlled modular multilevel converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(1): 249-258.
- [26] MEHRASA M, POURESMAEIL E, ZABIHI S, et al. Dynamic model, control and stability analysis of MMC in HVDC transmission systems[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2017, 32(3): 1471-1482.
- [27] 郑征, 李佩柯, 李绍令, 等. 模块化多电平变换器分数阶环流抑制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(1): 113-121.
ZHENG Zheng, LI Peike, LI Shaoling, et al. Fractional order circulating current suppressing strategy for modular multilevel converter[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(1): 113-121.
- [28] 郑大钟. 线性系统理论[M]. 2 版. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- [29] 祁小艳. 基于模块化多电平变换器的高压直流输电系统控制策略研究[D]. 兰州: 兰州交通大学, 2018.
QI Xiaoyan. Research on the control strategy of HVDC system based on modular multilevel converter[D]. Lanzhou: Lanzhou Jiaotong University, 2018.
- [30] MEHRASA M, POURESMAEIL E, AKOREDE M F, et al. Multilevel converter control approach of active power filter for harmonics elimination in electric grids[J]. *Energies*, 2015, 84(1): 722-731.

收稿日期: 2024-02-28; 修回日期: 2024-04-29

作者简介:

郑征(1965—), 女, 博士, 教授, 研究方向为可再生新能源功率变换与并网技术、大功率电力电子与电力系统控制; E-mail: zhengzh@hpu.edu.cn

魏梦雨(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为 MMC 及其控制策略; E-mail: wmy1605586123@163.com

李绍令(1990—), 男, 通信作者, 博士, 讲师, 研究方向为电力电子及其控制技术。E-mail: lishaoling@hpu.edu.cn

(编辑 姜新丽)