

面向低频海上风电的六边形变换器李雅普诺夫函数控制策略

程启明, 沈治超, 张梁, 王海伦, 王为涛, 罗力珩

(上海市电站自动化技术重点实验室(上海电力大学自动化工程学院), 上海 200090)

摘要: 海上风电低频传输系统是一种很有前景的海上风电集成解决方案。六边形变换器(hexagon converter, Hexverter)作为从模块化多电平矩阵变换器(modular multilevel matrix converter, M3C)基础上改进而来的拓扑结构, 在低频传输中具有一定的优势。但当其应用于海上风电时, 可再生能源的随机性及其非线性特性使得线性PI控制难以达到理想的控制效果。而李雅普诺夫(Lyapunov)函数控制策略在运用于非线性系统时控制效果要优于PI控制, 因此, 提出了基于Hexverter的Lyapunov函数控制策略。首先分析了Hexverter对象的Lyapunov函数控制策略的全局渐进稳定性, 再基于Hexverter的拓扑结构推导出了Hexverter的双侧Lyapunov函数控制的控制律, 并讨论了Lyapunov函数控制的参数选择问题。最后在MATLAB/Simulink和RT-LAB平台上建立了Hexverter的Lyapunov函数控制系统, 模拟多种工况下的运行结果, 并通过与PI控制进行对比验证了所提出Lyapunov函数控制策略的可行性。

关键词: 海上风电; 六边形变换器; Lyapunov函数控制; PI控制; 电网不平衡

Lyapunov Function Control Strategy of Hexverter Converter for Low Frequency Offshore Wind Power

CHENG Qiming, SHEN Zhichao, ZHANG Liang, WANG Hailun, WANG Weitao, LUO Lihui

(Shanghai Key Laboratory Power Station Automation Technology, School of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: Low frequency transmission system (LFTS) is a promising solution for offshore wind power integration. As a topology modified from the modular multilevel matrix converter (M3C), the hexagon converter(Hexverter) has some benefits in low frequency transmission. When Hexverter is applied to offshore wind power, the stochastic nature of renewable energy and its non-linear features make it hard for linear proportional integral (PI) control to reach desired control results. However, the Lyapunov function control strategy is better than PI control when applied to nonlinear systems. Therefore, this paper proposes a Lyapunov function control strategy based on Hexverter. Firstly, the global asymptotic stability of the Lyapunov function control strategy of Hexverter object is analyzed, and then the control law of the bilateral Lyapunov function control of Hexverter is derived based on the topology of Hexverter, and the parameter selection of Lyapunov function control is discussed. Finally, the Lyapunov function control system of Hexverter is constructed on MATLAB/Simulink and RT-LAB platforms to simulate the operation results under various working conditions, and by comparing the simulation results with PI control, the viability of the Lyapunov function control strategy proposed is confirmed.

Key words: offshore wind power; Hexverter; Lyapunov function control; PI control; network unbalance

0 引言

随着环境污染和能源危机问题日益严重,人们逐渐将目光投向具有环保性、可再生性和经济性的海上风电^[1-3]。目前,高压交流输电(high voltage alternating current, HVAC)和高压直流输电(high voltage direct current, HVDC)技术^[4]已被广泛运用于海上风电传输中,但都存在一些技术缺陷;HVAC技术受海缆电容效应的限制大多用于近海风电并网中;HVDC技术存在建设海上环流器成本高和故障电流断路器开关难的问题;而低频交流输电(low frequency alternating current, LFAC)技术通过降低电网频率来减小电抗,提高了输电容量和距离,且成本上只需一个陆地AC/AC变换器就可实现^[5-6]。变换器作为LFAC输电系统的核心设备不断更新迭代,最早应用于LFAC输电的变频设备晶闸管相控式交交变频器由于会产生大量不可去的低次谐波且难以适用于高压大容量场景而被淘汰^[7-8];矩阵变换器(matrix converter, MC)不需要中间直流环节,输入输出电流正弦,但其最大电压增益为0.866,功率等级较低^[9];模块化多电平矩阵变换器(modular multilevel matrix converter, M3C)突破了传统MC最大电压增益的限制,提高了功率和电压等级,但其内部结构复杂,控制操作困难^[10-11];而六边形变换器(hexagon converter, Hexverter)在M3C的基础上实现了桥臂数量从9到6的降低,使得操作难度和成本降低,且同时结合了MMC和M3C的优点,可通过改变子模块数量设定任意容量、电平数和电压等级^[12-14],使其在LFAC变频器中脱颖而出。

文献[15]验证了六边形变换器能够用更少的元件在两个交流系统之间转换能量,并建立起桥臂电压电流的数学模型和控制方法,但并未验证实际工程中的可行性。文献[16]首次提出了六边形变换器通过FFTS应用于海上风电并网的控制方案,并推导其双 dq 坐标下的频率解耦数学模型和不同工况下的实验效果,验证了六边形变换器的可行性与有效性,但缺乏对桥臂功率与子模块功率的控制,控制效果需进一步提升。文献[17]根据六边形各桥臂功率层次模型提出了等级功率与电网电流分量之间一对一对应约束的功率分层模型,实现了对6条支路能量的完全控制,但未解决子模块功率的控制问题。文献[18]建立了一种新的基于传输功率模型的支路电压平衡控制策略,

有效保证了子模块直流电压的动态平衡,但采用了大量PI控制器,参数整定困难。文献[19]提出了M3C变换器分支故障下转换到Hexverter变换器的兼容措施,降低了分支故障后系统功率能力的损失,进一步提高了Hexverter的可用性。

目前Hexverter变换器的控制策略多采用线性PI控制,但由于Hexverter变换器作为一个多输入多输出系统,其本身包含固有的复杂耦合效应和时变特性,而传统PI控制方法适合于单变量的线性定常系统^[20-21],在控制Hexverter变换器时难以达到想要的控制效果。李雅普诺夫(Lyapunov)函数控制是一种具有结构简单、易于实现、性能优越、物理意义清晰和响应速度快等优点的非线性控制方法,并已在非线性电气对象控制上取得良好的效果^[22-23]。因此为解决Hexverter变换器采用线性PI控制时所遇到的问题,本文将Lyapunov函数控制运用到Hexverter控制系统中。

本文首先对双 dq 坐标系下Hexverter系统的双侧解耦数学模型进行推导;再根据Lyapunov函数控制原理证明系统全局渐进稳定性并推导不平衡工况下Hexverter的双侧Lyapunov函数控制策略,并与双端PI控制进行比较;最后在MATLAB/Simulink和RT-LAB实验平台上分别搭建Hexverter的Lyapunov和PI两种控制策略模型进行对比,实验结果证明了本文所提Lyapunov函数控制策略的可行性与先进性。

1 Hexverter的电路结构和数学模型

1.1 Hexverter的拓扑电路结构

Hexverter变换器拓扑结构如图1所示。其共有6个桥臂,其中每个桥臂均由一个等效电感 L_{qb} 和 n 个子模块(sub-modular, SM)串联组成,每个子模块由一个H全桥和一个直流电容 C 并联而成。Hexverter的两侧连接两种不同频率的三相交流系统,其中:频率为 f_s 的低频侧三相电压和电流分别为 u_u 、 u_v 、 u_w 和 i_u 、 i_v 、 i_w ;频率为 f_l 的工频侧三相电压和电流分别为 u_a 、 u_b 、 u_c 和 i_a 、 i_b 、 i_c ;其中,低、工频侧频率可取为 $f_s=50/3\text{Hz}$ 、 $f_l=50\text{Hz}$ 。

Hexverter变换器可通过调节子模块数量达到不同的电压和功率等级需求。因此,Hexverter的子模块相当于一个受控电压源,在图1中, u_{bk} 为等效的电压源电压, i_{bk} 为桥臂电流(其中 $k=1,2,\dots,6$),

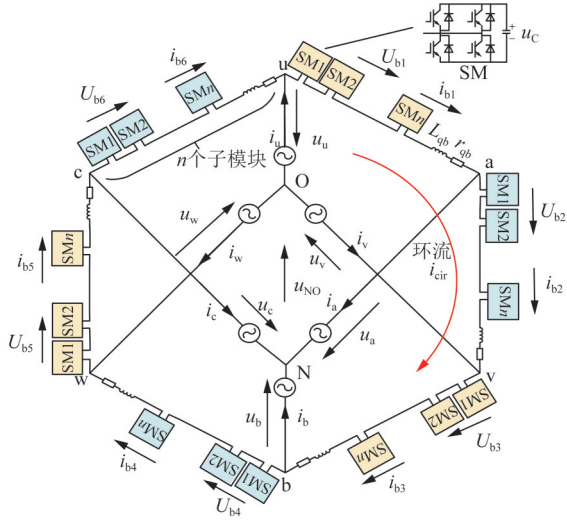


图 1 Hexverter 的拓扑结构框图

Fig. 1 Hexverter's topology structure diagram

u_{NO} 为中性点电压, i_{cir} 为循环电流。

1.2 Hexverter 的数学模型

根据图 1 中 Hexverter 变换器的电路简化模型, 由 Kirchhoff 定律和叠加原理可以得到 Hexverter 数学模型为:

$$\begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} = \left(R + L \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{b1} \\ i_{b3} \\ i_{b5} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{b1} \\ u_{b3} \\ u_{b5} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{NO} \\ u_{NO} \\ u_{NO} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \left(R + L \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{b2} \\ i_{b4} \\ i_{b6} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{b2} \\ u_{b4} \\ u_{b6} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_v \\ u_w \\ u_u \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{NO} \\ u_{NO} \\ u_{NO} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: L 和 R 分别为桥臂上的电感 L_{qb} 和电阻 r_{qb} 的等效电感和等效电阻。各桥臂的电压和电流方程以桥臂 1 和 2 为例, 则有:

$$\begin{cases} u_{b1} = u_u - u_a - \left(R + L \frac{d}{dt} \right) i_{b1} - u_{NO} \\ u_{b2} = u_a - u_v - \left(R + L \frac{d}{dt} \right) i_{b2} + u_{NO} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} i_{b1} = (i_a - i_c + i_u - i_v) / 3 + i_{cir} \\ i_{b2} = (i_b - i_a + i_u - i_v) / 3 + i_{cir} \end{cases} \quad (4)$$

环流电流为:

$$i_{cir} = \frac{1}{6} \sum_{k=1}^6 i_{bk} \quad (5)$$

由式(3)~(4)可以看出, 每个桥臂的电压分量和电流分量中都含有两种不同频率的交流分量, 且两种分量之间相互耦合, 6 个桥臂的电压电流分量再通过电路连接相互影响, 直接控制难以实施。为

此, 本文将 1、3、5 桥臂定义为第 1 组(下标为“1”), 将 2、4、6 桥臂定义为第 2 组(下标为“2”), 随后对两组分别进行坐标变换。可得 dq 坐标系下的数学模型如下。

$$\begin{bmatrix} u_{bsd1} \\ u_{bsq1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 & -1/2\sqrt{3} \\ 1/2\sqrt{3} & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 3/2 & \sqrt{3}/2 \\ -\sqrt{3}/2 & 3/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} - \left(R + L \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \omega_s L \begin{bmatrix} -i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} u_{bld1} \\ u_{blq1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2\sqrt{3} \\ -1/2\sqrt{3} & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 3/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{3}/2 & 3/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ld} \\ u_{lq} \end{bmatrix} - \left(R + L \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} - \omega_1 L \begin{bmatrix} -i_{lq} \\ i_{ld} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} u_{bsd2} \\ u_{bsq2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 & -1/2\sqrt{3} \\ 1/2\sqrt{3} & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 3/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{3}/2 & 3/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} - \left(R + L \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \omega_s L \begin{bmatrix} -i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} u_{bld2} \\ u_{blq2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/2 & 1/2\sqrt{3} \\ -1/2\sqrt{3} & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -3/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{3}/2 & -3/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ld} \\ u_{lq} \end{bmatrix} - \left(R + L \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} - \omega_1 L \begin{bmatrix} -i_{lq} \\ i_{ld} \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: u_{bsdi} 、 u_{bsqi} 和 u_{bldi} 、 u_{blqi} 分别为低频、工频侧桥臂在 d 、 q 轴上的分量, $i=1, 2$; ω_s 、 ω_1 分别为低频、工频侧的角频率, 其中 $\omega_s = 2\pi f_s$ 、 $\omega_1 = 2\pi f_1$, f_s 、 f_1 分别为低频、工频侧的频率。

2 三相电压不平衡下 Hexverter 的双侧 Lyapunov 函数控制

由于 Hexverter 变换器本身所具有的非线性特性, 采用 PI 控制会存在响应速度慢、动态性能差等缺点。因此, 本文采用了非线性 Lyapunov 函数控制策略, 并在电网电压不平衡的工况下对其控制器进行设计与研究。Lyapunov 函数控制方法通过构建正值函数并在确保函数对时间的导数小于 0 的条件下设计 Lyapunov 函数控制器。由于 Hexverter 变换器低频侧与工频侧结构的对称性, 本文分析以低频侧第 1 组桥臂为例。

2.1 Hexverter系统总体控制

Hexverter变换器在运用于远距离海上风力场时, 本文提出在三相电压不平衡下的Hexverter控制策略尽可能还原现实工作场景, 体现可再生能源的随机性与自身的非线性特性, 其总控制框图如图2所示。

图2中, 先分别对低频侧的电压 u_{uvw} 和电流 i_{uvw} 和工频侧的电压 u_{abc} 和电流 i_{abc} 进行正负分离操作, 得到低频侧电压 u_{sd} 、 u_{sq} 、低频侧电流 i_{sd} 、 i_{sq} 、工频侧电压 u_{ld} 、 u_{lq} 和电流 i_{ld} 、 i_{lq} 的正负序分量。随后将这些分量经过Lyapunov函数控制后再进行正负序分量合成操作, 得到低频侧开关函数分量 S_{sd1} 、 S_{sd2} 、 S_{sq1} 、 S_{sq2} 和工频侧开关函数分量 S_{ld1} 、 S_{ld2} 、 S_{lq1} 、 S_{lq2} , 再将各 dq 分量转换到 abc 坐标系下, 经过子模块均压操作和载波移相调制后得到各子模块的触发脉冲。

2.2 Hexverter电压不平衡下的控制目标

电网电压不平衡是低频输电的常见问题^[24-25], 因此, 为保证Hexverter系统在不平衡工况下仍能保证正常运行, 在正常Lyapunov函数控制的基础上进行了正负序分离操作。以低频侧为例, 在不平衡状态下的Hexverter的功率可表示为:

$$\begin{cases} P_s = P_{s0} + P_{s2\sin} \cos(2\omega t) + P_{s2\cos} \sin(2\omega t) \\ Q_s = Q_{s0} + Q_{s2\sin} \cos(2\omega t) + Q_{s2\cos} \sin(2\omega t) \end{cases} \quad (10)$$

式中: P_s 、 Q_s 分别为有功功率和无功功率; P_{s0} 、 Q_{s0} 分别为有功功率和无功功率的直流量; $P_{s2\sin}$ 、 $Q_{s2\sin}$ 分别为有功功率和无功功率的2倍频的正弦幅值; $P_{s2\cos}$ 、 $Q_{s2\cos}$ 分别为有功功率和无功功率的2倍频的余弦幅值; ω 为角频率。将式(10)写成矩阵形式可表示为:

$$\begin{bmatrix} P_{s0} \\ P_{s2\sin} \\ P_{s2\cos} \\ Q_{s0} \\ Q_{s2\sin} \\ Q_{s2\cos} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{sd}^+ & u_{sq}^+ & u_{sd}^- & u_{sq}^- \\ u_{sq}^- & -u_{sd}^- & -u_{sq}^+ & u_{sd}^+ \\ u_{sd}^- & u_{sq}^- & u_{sd}^+ & u_{sq}^+ \\ u_{sq}^+ & -u_{sd}^+ & u_{sq}^- & -u_{sd}^- \\ -u_{sd}^- & -u_{sq}^- & u_{sd}^+ & u_{sq}^+ \\ u_{sq}^- & -u_{sd}^- & u_{sq}^+ & -u_{sd}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^+ \\ i_{sq}^+ \\ i_{sd}^- \\ i_{sq}^- \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: u_{sd}^+ 、 u_{sq}^+ 、 u_{sd}^- 、 u_{sq}^- 分别为低频侧电压在 dq 坐标系下的正、负序分量; i_{sd}^+ 、 i_{sq}^+ 、 i_{sd}^- 、 i_{sq}^- 分别为低频侧电流在 dq 坐标系下的正、负序分量。由于式(11)中6个被控变量对应4个控制变量, 因此需根据不同电网需求选择被控变量, 其控制目标如下。

1) 控制目标1: 平衡电网电流

该控制目标在于平衡三相电网电流, 使负序电流均为0。公式如下。

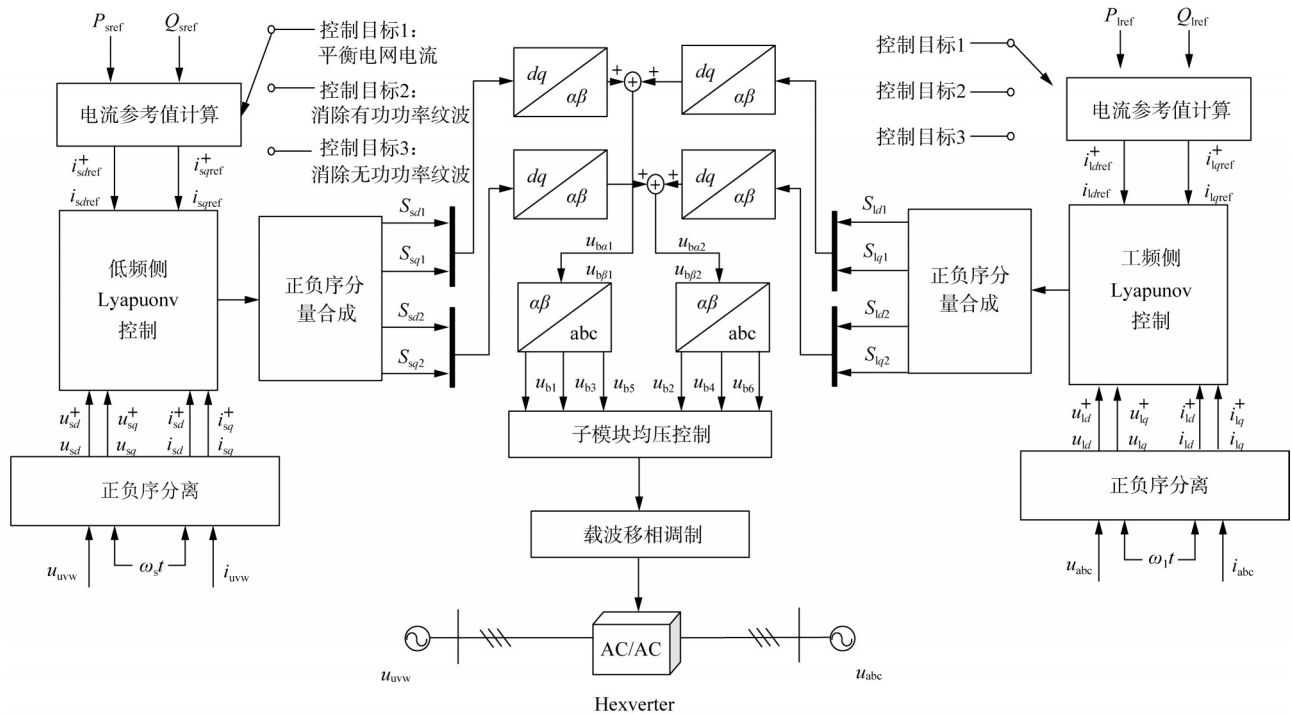


图2 电压不平衡下Hexverter系统总控制框图

Fig. 2 General control block diagram of hexverter system under voltage imbalance

$$\begin{cases} i_{sdref}^+ = \frac{u_{sq}^+ P_{s0} + u_{sd}^+ Q_{s0}}{u_{sd}^{+2} + u_{sq}^{+2}}, i_{sqref}^+ = \frac{u_{sq}^+ P_{s0} - u_{sd}^+ Q_{s0}}{u_{sd}^{+2} + u_{sq}^{+2}} \\ i_{sdref}^- = 0, i_{sqref}^- = 0 \end{cases} \quad (12)$$

式中: i_{sdref}^+ 为 d 轴电流正序分量期望值; i_{sqref}^+ 为 q 轴电流正序分离期望值; i_{sdref}^- 为 d 轴电流负序分量期望值; i_{sqref}^- 为 q 轴电流负序分离期望值。

2) 控制目标 2: 消除有功功率纹波

该控制目标在于消除有功功率的 2 倍频分量, 其公式如下。

$$\begin{cases} i_{sdref}^+ = \left(\frac{u_{sd}^+}{D_1} P_{s0} + \frac{u_{sq}^+}{D_2} Q_{s0} \right), i_{sqref}^+ = \left(\frac{u_{sq}^+}{D_1} P_{s0} - \frac{u_{sd}^+}{D_2} Q_{s0} \right) \\ i_{sdref}^- = \left(-\frac{u_{sd}^-}{D_1} P_{s0} + \frac{u_{sq}^-}{D_2} Q_{s0} \right), i_{sqref}^- = \left(-\frac{u_{sq}^-}{D_1} P_{s0} + \frac{u_{sd}^-}{D_2} Q_{s0} \right) \end{cases} \quad (13)$$

其中

$$D_1 = u_{sd}^{+2} + u_{sq}^{+2} - u_{sd}^{-2} - u_{sq}^{-2}, D_2 = u_{sd}^{+2} + u_{sq}^{+2} + u_{sd}^{-2} + u_{sq}^{-2}$$

3) 控制目标 3: 消除无功功率纹波

该控制目标在于消除无功功率的 2 倍频分量, 其公式如下。

$$\begin{cases} i_{sdref}^+ = \left(\frac{u_{sd}^+}{D_1} P_{s0} + \frac{u_{sq}^+}{D_2} Q_{s0} \right), i_{sqref}^+ = \left(\frac{u_{sq}^+}{D_1} P_{s0} - \frac{u_{sd}^+}{D_2} Q_{s0} \right) \\ i_{sdref}^- = \left(-\frac{u_{sd}^-}{D_1} P_{s0} + \frac{u_{sq}^-}{D_2} Q_{s0} \right), i_{sqref}^- = \left(-\frac{u_{sq}^-}{D_1} P_{s0} - \frac{u_{sd}^-}{D_2} Q_{s0} \right) \end{cases} \quad (14)$$

2.3 Hexverter 的 Lyapunov 函数控制器设计

以低频侧为例, 设子模块的电容电压稳定在 U_c , 则有:

$$u_{xy} = \frac{U_c}{K} \sum_{i=1}^K S_{xyi} \quad (15)$$

式中: u_{xy} 为各桥臂电压; S_{xyi} 为各子模块开关函数; $x=a, b, c, y=u, v, w, i=1, 2, \dots, K, K$ 为一个桥臂的子模块数量。将式(15)经过 $\alpha\beta$ 变换和 dq 变换后代入式(6)中可得:

$$\frac{U_c}{K} \begin{bmatrix} S_{sd} \\ S_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3/2 & \sqrt{3}/2 \\ -\sqrt{3}/2 & 3/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} - \left(R + L \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \omega_s L \begin{bmatrix} -i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中: S_{sd} 、 S_{sq} 分别为开关函数 $S_{\alpha 0}$ 、 $S_{\beta 0}$ 在低频侧时 dq 轴上的分量; ω_s 为低频侧的角频率。随后根据子模块电流与电容电压的关系对式(15)进行变换可得:

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{Ki_{xy}}{C} \sum_{i=1}^K S_{xyi} \quad (17)$$

式中: C 为子模块电容值; i_{xy} 为桥臂电流。随后对式(17)进行低频侧 $\alpha\beta$ 变换和 dq 过程后可得:

$$\frac{C}{K} \frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{2} (S_{sd} i_{sd} + S_{sq} i_{sq}) \quad (18)$$

整理式(16)和式(18)后可得 Lyapunov 函数控制的正序模型关系为:

$$\begin{cases} \frac{3}{2} u_{sd}^+ + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{sq}^+ = \frac{U_c}{K} S_{sd}^+ + (R + L \frac{d}{dt}) i_{sd}^+ - \omega_s L i_{sq}^+ \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} u_{sd}^+ + \frac{3}{2} u_{sq}^+ = \frac{U_c}{K} S_{sq}^+ + (R + L \frac{d}{dt}) i_{sq}^+ + \omega_s L i_{sd}^+ \\ \frac{C}{K} \frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{2} (S_{sd}^+ i_{sd}^+ + S_{sq}^+ i_{sq}^+) \end{cases} \quad (19)$$

其中

$$S_{sd}^+ = S_{sd}^{*+} + \Delta d, S_{sq}^+ = S_{sq}^{*+} + \Delta q \quad (20)$$

式中: S_{sd}^+ 、 S_{sq}^+ 分别为开关函数 dq 轴的正序分量; S_{sd}^{*+} 、 S_{sq}^{*+} 分别为 S_{sd}^+ 、 S_{sq}^+ 设定值; Δd 、 Δq 分别为 S_{sd}^+ 、 S_{sq}^+ 波动值。

为减小电压电流的不平衡, 控制器的电流应跟踪其设定值。低频侧电流稳定于设定电流时的公式如下。

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} u_{sd}^+ + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{sq}^+ &= \frac{U_c^*}{K} S_{sd}^{*+} + (R + L \frac{d}{dt}) i_{sd}^{*+} - \omega_s L i_{sq}^{*+} - \\ &\quad \frac{\sqrt{3}}{2} u_{sd}^+ + \frac{3}{2} u_{sq}^+ \\ &= \frac{U_c^*}{K} S_{sq}^{*+} + (R + L \frac{d}{dt}) i_{sq}^{*+} + \\ &\quad \omega_s L i_{sd}^{*+} + \frac{C}{K} \frac{dU_c^*}{dt} \\ &= \frac{1}{2} (S_{sd}^{*+} i_{sd}^{*+} + S_{sq}^{*+} i_{sq}^{*+}) \end{aligned} \quad (21)$$

式中 i_{sd}^{*+} 、 i_{sq}^{*+} 分别为 i_{sd}^+ 、 i_{sq}^+ 的设定值。

选取系统状态变量 $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$ 的各分量为:

$$x_1 = i_{sd}^+ - i_{sd}^{*+}, x_2 = i_{sq}^+ - i_{sq}^{*+}, x_3 = U_c - U_c^* \quad (22)$$

由式(21)~(22)可得 Lyapunov 模型为:

$$\begin{cases} \dot{Lx}_1 = -Rx_1 + \omega_s Lx_2 - x_3/KS_{sd}^{*+} - 1/K(x_3 + U_c^*)\Delta d \\ \dot{Lx}_2 = -Rx_2 - \omega_s Lx_1 - x_3/KS_{sq}^{*+} - 1/K(x_3 + U_c^*)\Delta q \\ \dot{Cx}_3 = 1/2(x_1 S_{sd}^{*+} + \Delta d(x_1 + i_{sd}^{*+}) + x_2 S_{sq}^{*+} + \Delta q(x_2 + i_{sq}^{*+})) \end{cases} \quad (23)$$

式中 U_c^* 为 U_c 的设定值。

设 Lyapunov 函数控制系统的能量函数为:

$$V(\mathbf{x}) = 1/2Lx_1^2 + 1/2Lx_2^2 + C/Kx_3^2 \quad (24)$$

当能量函数满足: 1) 当 $\|\mathbf{x}\| \rightarrow \infty$ 时, $V(\mathbf{x}) \rightarrow \infty$; 2) $\forall \mathbf{x} \neq 0$ 时, $\dot{V}(\mathbf{x}) < 0$; 3) $\forall \mathbf{x} \neq 0$ 时, $V(\mathbf{x}) > 0$; 4) $\exists \mathbf{x} = 0$ 时, $V(\mathbf{x}) = 0$ 时系统具有全局渐进稳定性。

对式(31)求导可得:

$$\dot{V}(\mathbf{x}) = Lx_1\dot{x}_1 + Lx_2\dot{x}_2 + 2C/Kx_3\dot{x}_3 \quad (25)$$

将式(21)代入式(25)中可得:

$$\dot{V}(\mathbf{x}) = -R(x_1^2 + x_2^2) + \Delta d/K(i_{sd}^*x_3 - x_1U_c^*) + \Delta q/K(i_{sq}^*x_3 - x_2U_c^*) \quad (26)$$

通过上式可知能量函数满足 Lyapunov 函数控制策略, 因此满足全局渐进稳定性的要求。取式(26)的右部分量为:

$$\begin{cases} \Delta d/K = \alpha(i_{sd}^*x_3 - x_1U_c^*) \\ \Delta q/K = \beta(i_{sq}^*x_3 - x_2U_c^*) \end{cases} \quad (27)$$

式中 α 、 β 为控制器的控制参数。将式(27)代入式(23)中可得:

$$\begin{cases} S_{sd}^+ = \frac{K}{U_c^*} \left(\frac{3}{2}u_{sd}^+ + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{sq}^+ - (R + L \frac{d}{dt})i_{sd}^* + \omega_s Li_{sq}^* \right) + \alpha K(i_{sd}^*x_3 - x_1U_c^*) \\ S_{sq}^+ = \frac{K}{U_c^*} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}u_{sd}^+ + \frac{3}{2}u_{sq}^+ - (R + L \frac{d}{dt})i_{sq}^* - \omega_s Li_{sd}^* \right) + \beta K(i_{sq}^*x_3 - x_2U_c^*) \end{cases} \quad (28)$$

根据式(28)设计 Lyapunov 函数控制器, 可得 Hexverter 系统低频侧第 1 组桥臂控制框如图 3 所示。

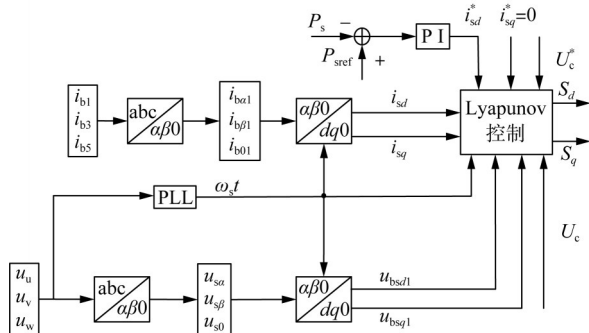


图 3 Hexverter 系统低频侧 Lyapunov 函数控制框图

Fig. 3 Lyapunov control block diagram of the low-frequency side of the Hexverter system

2.4 Hexverter 双侧 Lyapunov 函数控制稳定性分析

上文中能量函数 $V(\mathbf{x})$ 虽满足的全局渐进稳定

的条件, 但若实际值与参考值之间有较大偏差时, 能量函数的导数 $\dot{V}(\mathbf{x}) < 0$ 对于所有的状态变量 $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$ 并不一定均为负值。因此, 下面将讨论 α 、 β 在不同取值范围内对稳定性的影响。

先将式(26)化简为:

$$\begin{aligned} \dot{V}(\mathbf{x}) &= -R(x_1^2 + x_2^2) + \Delta d/K(i_{sd}^*x_3 - x_1U_c^*) + \\ &\quad \Delta q/K(i_{sq}^*x_3 - x_2U_c^*) \\ &= -R(x_1^2 + x_2^2) + \Delta d/KU_c^*(i_{sd}^*/U_c^*x_3 - x_1) + \\ &\quad \Delta q/KU_c^*(i_{sq}^*/U_c^*x_3 - x_2) \end{aligned} \quad (29)$$

选取式(29)右部分量, 即开关函数波动量与子模块数量之比为:

$$\begin{cases} \Delta d/K = \alpha(i_{sd}^*x_3 - x_1U_c^*) = \alpha U_c^*(i_{sd}^*/U_c^*x_3 - x_1) \\ \Delta q/K = \beta(i_{sq}^*x_3 - x_2U_c^*) = \beta U_c^*(i_{sq}^*/U_c^*x_3 - x_2) \end{cases} \quad (30)$$

设在某一时刻 t 的期望值为 (I_{sd}, I_{sq}, U_c) , 而实际值为 (I_{dd}, I_{qq}, U_{cc}) , 若实际值与参考值相符: $I_{dd}/U_{cc} = I_{sd}/U_c$, $I_{qq}/U_{cc} = I_{sq}/U_c$, 则 $\dot{V}(\mathbf{x}) < 0$ 为负定, 其他情况则不一定; 若实际值与参考值不符, 设: $I_{dd}/U_{cc} = \gamma_1 I_{sd}/U_c$ (其中 γ_1 为 I_{dd}/U_{cc} 与 I_{sd}/U_c 之间的比值), $I_{qq}/U_{cc} = \gamma_2 I_{sq}/U_c$ (其中 γ_2 为 I_{qq}/U_{cc} 与 I_{sq}/U_c 之间的比值), $g_1 = x_1/I_{sd}$, $g_2 = x_2/I_{sq}$, $g_3 = x_3/U_c$, 则在式(30)的不精确控制下 Lyapunov 函数变为:

$$\begin{aligned} \dot{V}(\mathbf{x}) &= -I_{sd}^{+2}[-\alpha U_c U_{cc}(g_3 - g_1)(\gamma_1 g_3 - g_1) + Rg_1^2] - \\ &\quad I_{sq}^{+2}[-\beta U_c U_{cc}(g_3 - g_2)(\gamma_2 g_3 - g_2) + Rg_2^2] \\ &= -I_{sd}^{+2}f_1(g_1, g_3) - I_{sq}^{+2}f_2(g_2, g_3) \end{aligned} \quad (31)$$

其中,

$$\begin{aligned} f_1(g_1, g_3) &= -\alpha U_c U_{cc}(g_3 - g_1)(\gamma_1 g_3 - g_1) + Rg_1^2 \\ f_2(g_2, g_3) &= -\beta U_c U_{cc}(g_3 - g_2)(\gamma_2 g_3 - g_2) + Rg_2^2 \end{aligned}$$

由式(31)可知, 当实际值与参考值符合时 $f_1(g_1, g_3) > 0$ 且 $f_2(g_2, g_3) > 0$, 则 $\dot{V}(\mathbf{x}) < 0$ 为负定。当实际值与参考值不符合时, 令 $r_1 = -\alpha U_c U_{cc} > 0$, $r_1 = -\alpha U_c U_{cc} > 0$, $g_3 = h_1 g_1$, 则 $f_1(g_1, g_3)$ 可表示为:

$$\begin{aligned} f_1(g_1, g_3) &= r_1(g_3 - g_1)(\gamma_1 g_3 - g_1) + Rg_1^2 \\ &= g_1^2[r_1\gamma_1 - r_1(1 + \gamma_2)h_1 + (R + r_1)] \quad (32) \\ &= g_1^2\lambda_1(r_1, \gamma_1, h_1) \end{aligned}$$

式中: $\lambda_1(r_1, \gamma_1, h_1)$ 为关于自变量 h_1 的 2 次函数; h_1 为 g_3 与 g_1 的比值。当 $h_1 = (1 + \gamma_1)/(2\gamma_1)$ 时取得最小值 λ_{1min} , 此时有:

$$\lambda_{1\min} = R + r_1 [1 - (1 + r_1)^2 / (4r_1)] \quad (33)$$

当 $\lambda_{1\min} > 0$ 时, $f_1(g_1, g_3)$ 正定, 系统渐进稳定 γ_1 取值范围为 $\gamma_{11} < \gamma_1 < \gamma_{12}$, 其中:

$$\gamma_{11} = \gamma_0 - \sqrt{\gamma_0^2 - 1}, \gamma_{12} = \gamma_0 + \sqrt{\gamma_0^2 - 1} \quad (34)$$

式中 $\gamma_0 = 1 + 2R_0/r_1$ 。 $\lambda_{1\min}$ 与 γ_1 之间的规律如图 4 所示。

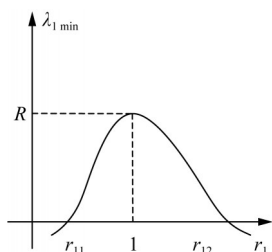


图 4 γ_1 的变化规律

Fig. 4 Variation pattern of γ_1

由图 4 可知, 当 $\gamma_1 \rightarrow 0$ 时, 全局渐进稳定性最大。设此时期望不确定范围为 $1 - \varepsilon < \gamma_1 < 1 + \varepsilon$, 根据式 (34) 可计算 α 最大值为:

$$|\alpha| = \frac{R}{U_c U_{cc}} \frac{4(1 - \varepsilon)}{\varepsilon^2} \quad (35)$$

同理, 当 $f_2(g_2, g_3) > 0$ 时, 经上述相同操作可得 β 最大值为:

$$|\beta| = \frac{R}{U_c U_{cc}} \frac{4(1 - \varepsilon)}{\varepsilon^2} \quad (36)$$

从式 (35) — (36) 可知, 在不精确控制下可以计算出保证系统全局渐进稳定的 α 、 β 取值范围。以本文参数为例, $R=0.1 \Omega$, U_c 为子模块电容电压的期望值, U_{cc} 为实际值, 取其值为 $3\,000 \times 7 \text{ V}$, 取 $\varepsilon=0.001$, 随后代入式 (35) — (36) 可得 $|\alpha|$ 、 $|\beta|$ 的不精确取值区间为 $[0, 0.000\,91]$ 。

3 仿真结果分析

为验证本文所提出的 Lyapunov 函数控制策略在 Hexverter 低频侧与工频侧三相电压不平衡下的合理性与优越性, 本文在 MATLAB/Simulink 仿真平台中搭建了 Hexverter 控制系统进行仿真, 分别模拟了正常运行、系统功率变化、系统电网电压单相故障和控制目标切换共 4 种不同工况, 并分析不同工况下桥臂电流的稳定时间和电流谐波畸变率等, 同时将 Lyapunov 函数控制与 PI 控制进行对比分析, 以此来验证 Lyapunov 函数控制方法的有效性与优势。系统参数如表 1 所示。

表 1 Hexverter 系统的仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters of Hexverter system

参数	数值
低频侧电压幅值 u_{uvw}/kV	10
工频侧电压幅值 u_{abc}/kV	10
低频侧频率 f_s/Hz	50/3
工频侧频率 f_l/Hz	50
子模块数量 $n/\text{个}$	7
子模块电容 C/mF	10
子模块电容电压 u_c/kV	3
桥臂电感 L/mH	20
桥臂等效电阻 R/Ω	0.1
Lyapunov 函数控制器参数 α, β	-0.000 8
PI 控制器参数 K_p	113
PI 控制器参数 K_i	20

3.1 正常工况下运行

在正常工况下运行时, Hexverter 的 Lyapunov 函数控制策略的仿真结果如图 5 所示。从图 5(a) — (b) 可以看出, 系统的低频侧电流可以跟踪低频侧电压, 且低频侧电压值与表 1 给定的低频侧电压幅值吻合; 从图 5(c) — (d) 可以看出, 工频侧电流可以跟踪工频侧电压, 且工频侧电压值与表 1 给定工频侧电压幅值吻合; 从图 5(e) — (f) 可以看出, 低频与工频侧电流的 dq 分量可以快速稳定在外环控制得到的期望值上, 并做小幅度波动; 从图 5(g) — (h) 可以看出, 桥臂电压符合 7 个子模块时 15 个电压等级的情况, 且桥臂电流可以跟踪桥臂电压, 同时为确保桥臂均压和子模块均压, 桥臂电流会做出相应波动; 从图 5(i) 可以看出, 桥臂子模块电容电压在期望值附近呈周期性波动; 图 5(j) 可以看出, 各桥臂上子模块的均值和累加值均可以很好地跟踪在期望值附近; 图 5(k) 表明第 1 组桥臂的平均值 U_{c135_av} 和第 2 组桥臂平均值 U_{c246_av} 会随着时间的相互跟踪最后稳定在桥臂电压设定值附近; 图 5(l) 表明系统环流在 0 范围附近波动。

3.2 不平衡工况下运行

3.2.1 双端功率变化工况

设在 0 s 时系统在正常工况下运行, 控制目标选取目标 1; 在 0.1 s 时低频侧功率由 11.5 MW 降低到 6.5 MW, 工频侧保持不变; 在 0.2 s 时工频侧功率由 11.5 MW 降低到 7.5 MW, 低频侧保持不变; 在 0.3 s 时低频侧与工频侧功率均恢复到 11.5

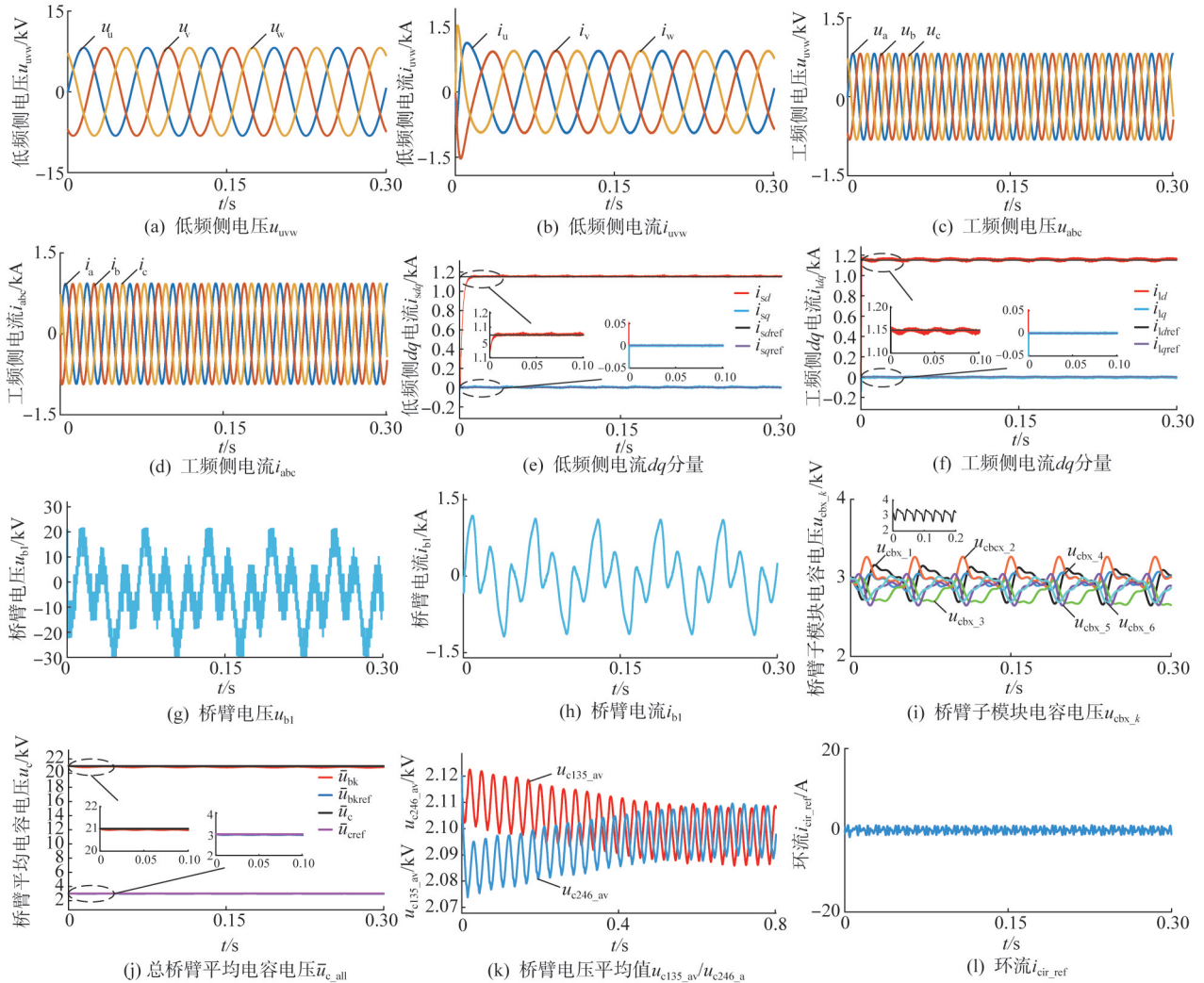


图5 正常工况下的仿真波形

Fig. 5 Simulation waves under normal operating conditions

MW; 0.4 s时结束运行。Hexverter系统在双侧功率变化情况下仿真结果如图6所示。两侧功率变化工况下电流的性能指标如表2所示。

由图6(a)一(d)可以看出, 在电网电压不变的情况下, 两侧的功率发生变化会使得对应的电流量发生变化; 图6(e)一(f)呈现了两种控制策略下的 d 轴电流量的变化情况, 通过与表2结合可以看出, 在初始阶段, Lyapunov函数控制的速度要优于PI控制, 且Lyapunov函数控制的超调量较小; 在0.1 s低频侧功率减小时, Lyapunov函数控制下的电流稳定时间为0.101 s, 而PI控制电流稳定时间为0.122 s, 证明Lyapunov函数控制的电流响应速度更快且谐波含量更低; 在0.2 s工频侧功率减小和0.3 s两侧功率增加时, Lyapunov函数控制下的

电流响应速度依旧更快, 其动态与稳态响应速度都要更优, 表明Lyapunov函数控制下的控制效果要优于PI控制。

3.2.2 双端电网电压单相故障工况

系统在发生故障时会导致电网电压发生扰动, 瞬时跌落或升高。因此, 设在0 s时系统在正常工况下运行, 控制目标选取目标1, 低频侧与工频侧功率均为11.5 MW; 在0.1 s时低频侧 u 相电压暂降10%, 工频侧电压保持不变; 在0.2 s时工频侧 b 相电压暂降10%, 低频侧电压保持不变; 在0.3 s时低频侧与工频侧电压恢复到正常工况; 0.4 s时结束运行。Hexverter系统在电网电压单相故障情况下仿真结果如图7所示。两侧电压变化工况下电流的性能指标如表3所示。

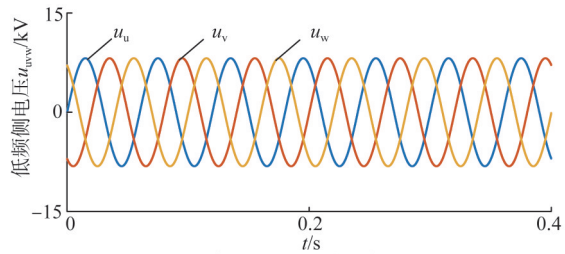
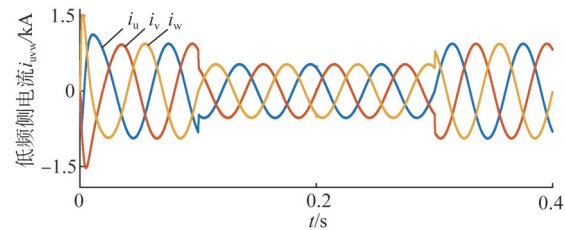
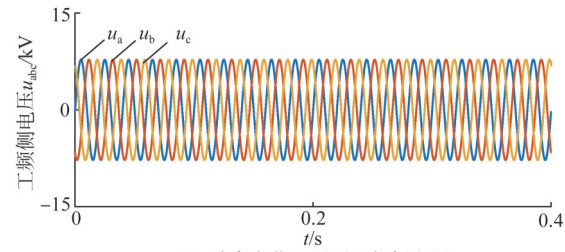
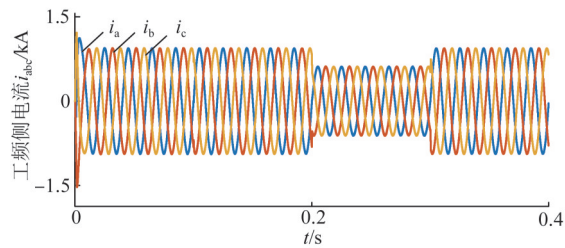
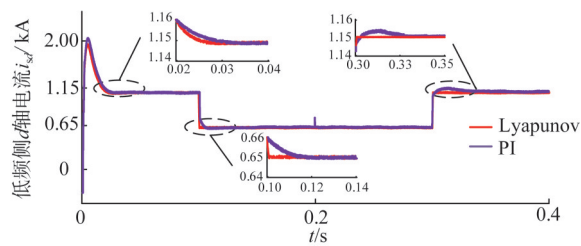
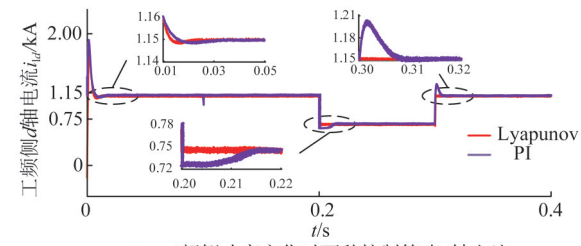
(a) 功率变化工况下低频侧电压 u_{uvw} (b) 功率变化工况下低频侧电流 i_{uvw} (c) 功率变化工况下高频侧电压 u_{abc} (d) 功率等级变化工况下高频侧电流 i_{abc} (e) 低频侧等级变化时两种控制策略 d 轴电流(f) 高频侧功率变化时两种控制策略 d 轴电流

图 6 功率变化工况下的仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms under power variation conditions

表 2 功率变化下低、工频侧电流分析

Tab. 2 Analysis of low and power frequency side currents under power variation

低频侧与工频侧 电流分析	数值 (0—0.1 s/0.1—0.2 s/0.2—0.3 s/ 0.3—0.4 s)
i_{uvw} 稳定时间/s (PI)	0.035/0.122/0.205/0.342
i_{uvw} 稳定时间/s (Lyapunov)	0.034/0.101/0.201/0.303
i_{uvw} 的 THD 值/% (PI)	1.74/1.09/0.71/0.84
i_{uvw} 的 THD 值/% (Lyapunov)	0.75/0.53/0.33/0.42
i_{abc} 稳定时间/s (PI)	0.018/0.104/0.215/0.311
i_{abc} 稳定时间/s (Lyapunov)	0.015/0.103/0.201/0.302
i_{abc} 的 THD 值/% (PI)	0.82/1.02/0.75/0.79
i_{abc} 的 THD 值/% (Lyapunov)	0.50/0.49/0.47/0.41

从图 7(a)、(c)可以看出, 低频侧电压和工频侧三相电压可以在设定的时间发生暂降和恢复操作; 从图 7(b)、(d)可知, 在功率不变的情况下, 电网电压单相故障会使得电流发生相应变化, 且在平衡电网电流的控制目标下, 单相的电网电压跌落会导致整体三相电流的变化, 从而保证电流三相对称性良好; 图 7(e)—(f)可以看出, 在初始阶段, PI 控制与 Lyapunov 函数控制下两侧 d 轴电流稳定速度相差不大; 在 0.1 s 时, 低频侧 u 相电压等级暂降 10 % 时, 由表 3 可知, Lyapunov 函数控制策略下的电流响应速度为 0.109 s, 要快于 PI 控制下的 0.133 s; 在 0.2 s 工频侧 b 相电压暂降 10 % 时, 工频侧 d 轴电流小幅度上升, 且在 Lyapunov 函数控制下 d 轴电流稳定速度更快, 两种控制下工频侧谐波含量分别为 0.68 % 和 0.88 %, 证明 Lyapunov 函数控制的 THD 值更低, 谐波污染更小, 电能质量更高; 在 0.3 s 两侧电压等级恢复时 Lyapunov 函数控制策略下的电流响应速度依旧更快, 其动态与稳态响应速度都要更优, 表明 Lyapunov 函数控制在电压不平衡工况下的控制效果要仍要优于 PI 控制, 验证了本文所提出控制策略的有效性。

3.2.3 控制目标切换工况

设在 0 s 时 Hexverter 系统低频侧与工频侧均为控制目标 1, 低频侧 u 相和工频侧 a 相电压均降低 10 % 以保证在电压不平衡下进行目标切换操作; 在 0.1 s 时低频侧控制目标切换到控制目标 2, 工频侧保持不变; 在 0.2 s 时工频侧控制目标切换到控制目标 2, 低频侧保持不变; 在 0.3 s 时

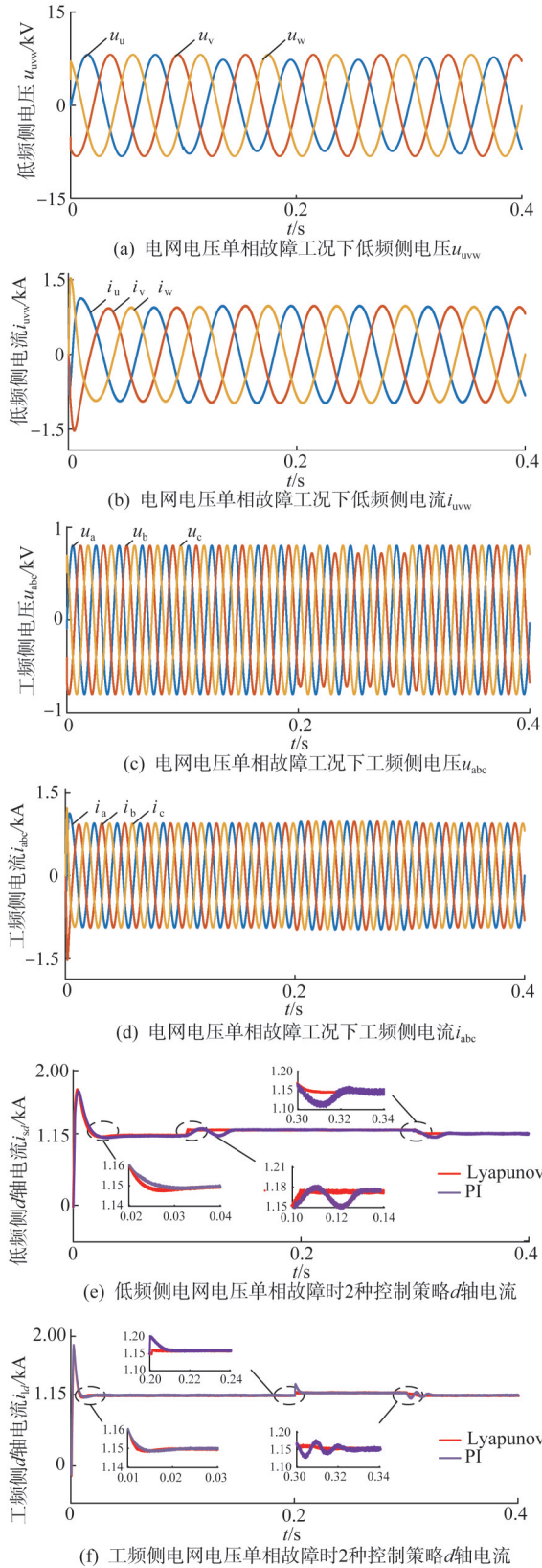


图7 电网电压单相故障工况下的仿真波形

Fig. 7 Simulated waveforms of grid voltages under single-phase fault condition

两侧均切换到控制目标3; 0.4 s时结束仿真。Hexverter系统在控制目标切换情况下仿真结果如图8所示。

由图8(a)、(b)、(e)可以看出, 低频侧 u 相电压降低10%, 在0—0.1 s时控制目标为平衡电网电流, 低频侧电流三相平衡, 但此时低频侧电压三相不平衡, 因此低频侧功率在设定值附近波动; 在0.1—0.3 s时控制目标为消除有功功率纹波, 此时可以看出, 有功功率稳定在设定值上, 但低频侧电流为消除有功功率纹波 u 相电流小幅度上升; 在0.3—0.4 s时控制目标为消除无功功率纹波, 此时无功功率稳定在0上, 低频侧电流为消除无功功率纹波 v 相和 w 相电压小幅度上升。从图8(c)、(d)、(f)可以看出, 工频侧电压降低10%, 在0—0.2 s时控制目标为平衡电网电流, 此时工频侧电流对称性良好, 但由于工频侧三相电压不对称, 因此工频侧功率在设定值附近波动; 在0.2—0.3 s时控制目标为消除有功功率纹波, 此时有功功率稳定在设定值上, 工频侧电流为消除有功功率纹波 a 相电流小幅度上升; 在0.3—0.4 s时控制目标为消除无功功率纹波, 此时无功功率稳定在0上, 工频侧电流为消除无功功率纹波 b 相和 c 相电压小幅度上升。上述分析验证了本文所提出策略可根据电网运行的要求选择不同的控制目标。

4 实验验证

本文首先在Simulink仿真平台中搭建Lyapunov函数控制, 随后在RT-LAB实验平台搭建Hexverter系统并实时运行。Hexverter系统包括低、工侧电网、电阻、电容等, 同时利用dsPACE平台实现Lyapunov函数控制策略与调制方法。运用添加到MATLAB库中的RTI库生成控制信号并构建MATLAB模拟模型, 以通过dsPACE1103控制器获得仿真结果。同时, 来自传感器的信号通过dsPACE1103反馈到Simulink模块中。本次实验选用DS1103控制板, 示波器选用泰克MDO3024。实验示意图如图9所示。

为突出多种工况变化情况, 将电网电压单相故障工况与功率等级变化工况相结合进行实验, 设置在0.1 s时低频侧 u 相电压暂降10%, 功率降至6.5 MW; 0.2 s时工频侧 a 相电压暂降10%, 功率降至

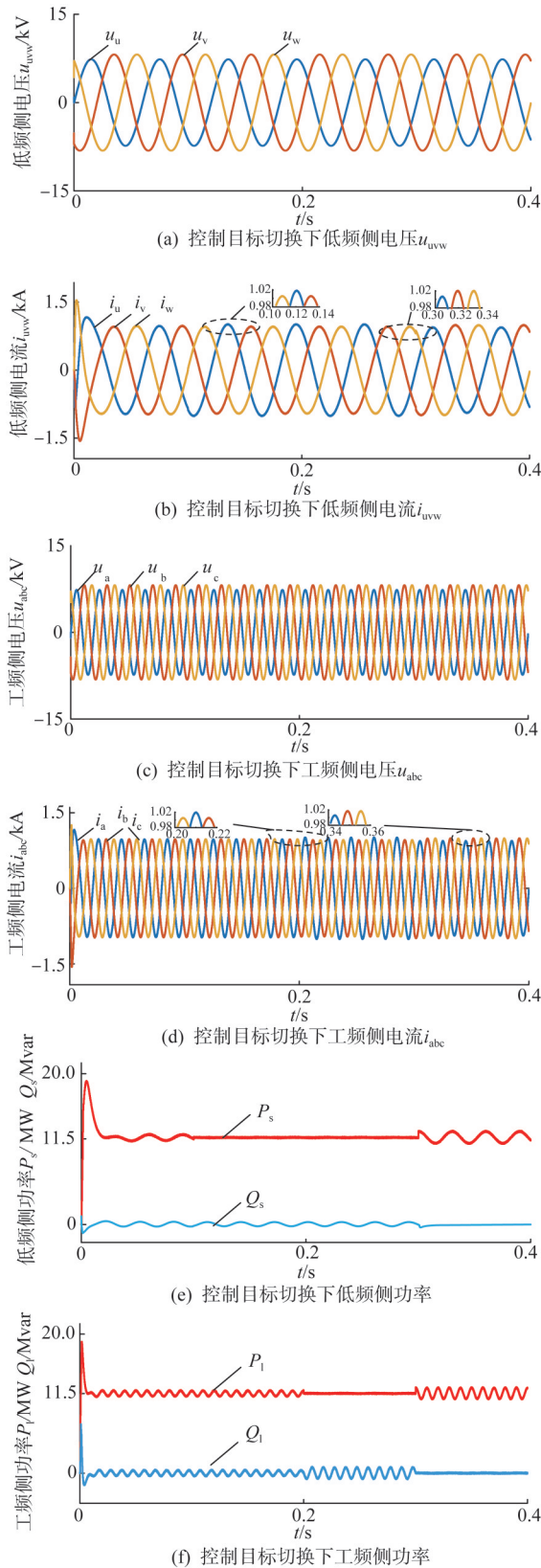


图 8 控制目标切换工况下的仿真波形图

Fig. 8 Simulation waveforms under the control target switching condition

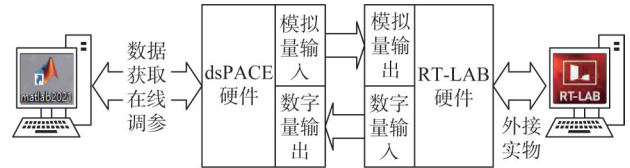
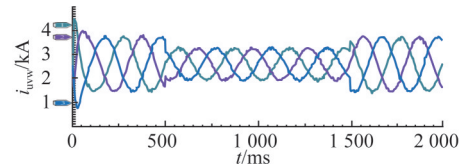


图 9 基于 RT-LAB 的 Hexverter 系统的半实物平台示意图

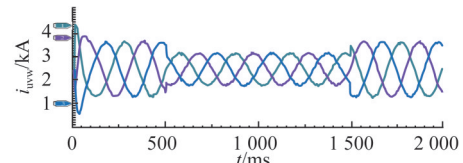
Fig. 9 Schematic diagram of semi-physical platform of Hexverter system based on RT-LAB

7.5 MW; 0.3 s 时低频侧与工频侧恢复到正常工况; 0.4 s 时结束实验。其实验结果如图 10 所示, 两侧电流的性能指标如表 4 所示。其中: 图 10(a) — (d) 为两种不同控制策略下的低频侧和工频侧电流; 图 10(e) — (h) 为两种不同控制策略下低频侧和工频侧 d 轴电流。

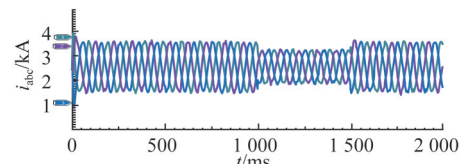
由图 10 和表 4 可知, 相较于 PI 控制, Lyapunov 函数控制下电流的谐波含量低, 低频侧与工频侧 d 轴电流波形的抖动小, 响应速度快, 谐波含量低。综上, 基于 RT-LAB 实验平台的 Hexverter 半物理仿真实验可知, Lyapunov 函数控制在不平衡工况下的快速性、动态性能稳定性与鲁棒性均优于 PI 控制。



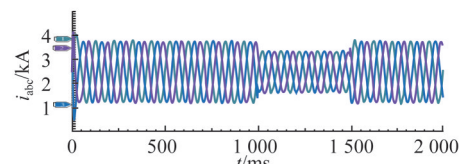
(a) PI 控制下低频侧电流波形



(b) Lyapunov 函数控制下低频侧电流波形



(c) PI 控制下工频侧电流波形



(d) Lyapunov 函数控制下工频侧电流波形

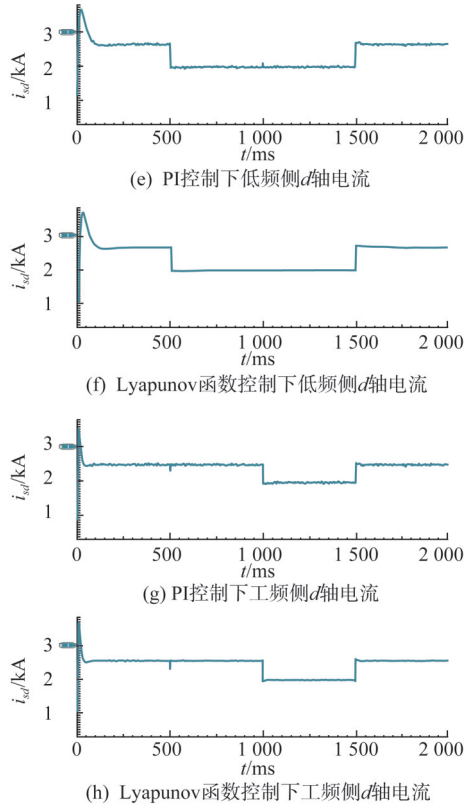


图10 基于RT-LAB的半物理实验波形

Fig. 10 Semi-physical experiment waveforms based on RT-LAB

表4 半物理实验电流分析

Tab. 4 Semi-physical experiment currents analysis

低频侧与工频侧 电流分析	数值 (0—0.1 s/0.1—0.2 s/0.2—0.3 s/ 0.3—0.4 s)	
i_{uvw} 稳定时间/s (PI)	0.027/0.119 3/0.201/0.339	
i_{uvw} 稳定时间/s (Lyapunov)	0.018/0.110 3/0.2003/0.328	
i_{uvw} 的THD值/% (PI)	1.69/1.32/0.58/0.77	
i_{uvw} 的THD值/% (Lyapunov)	1.20/0.47/0.18/0.23	
i_{abc} 稳定时间/s (PI)	0.037/0.126/0.2025/0.318	
i_{abc} 稳定时间/s (Lyapunov)	0.015/0.1006/0.2008/0.307	
i_{abc} 的THD值/% (PI)	1.41/0.96/0.97/0.73	
i_{abc} 的THD值/% (Lyapunov)	0.26/0.21/0.32/0.45	

5 结论

本文在海上低频风电的基础上,将Lyapunov函数控制策略与Hexverter系统相结合,提出了一种基于Hexverter系统在双端电网电压不平衡下的Lyapunov函数控制策略。通过理论分析和仿真实验得出以下结论。

1) 本文所提Lyapunov策略能够满足

Hexverter的正常运行,且低频侧与工频侧三相电压和电流对称性良好;桥臂电压和子模块电压可以稳定在设定值附近;桥臂环流能够控制在0附近;系统在功率变化工况、电网电压单相故障工况和控制目标切换工况下仍能正常运行。

2) 在电网电压不平衡工况中,无论是在低频侧和工频侧功率变化,或是在低频侧和工频侧电网电压单相故障和控制目标切换工况下,本文所提Lyapunov函数控制策略的稳态性能和动态性能都要优于PI控制策略,且两侧的电谐波含量也要更低,控制效果也更加出色。

3) Hexverter双端Lyapunov函数控制相比于PI控制电流响应速度更快、谐波含量更低、整体控制效果更好。

参考文献

- [1] LU R, DING T, QIN B, et al. Reliability based min-max regret stochastic optimization model for capacity market with renewable energy and practice in China [J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2018, 10(4): 2065–2074.
- [2] 赵彪, 安峰, 屈鲁, 等. 多功能直流集电器概念及其全直流海上风电系统[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(18): 6169–6180.
- [3] ZHAO Biao, AN Feng, QU Lu, et al. Multi-function DC-collector concept and its all-DC offshore wind power system [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(18): 6169–6180.
- [4] 马向辉, 张梓铭, 吴有, 等. 2GW海上风电对称单极与对称双极柔直送出方案技术经济性对比[J]. 南方电网技术, 2024, 18(2): 30–38.
- [5] MA Xianghui, ZHANG Ziming, WU Mao, et al. Technical and economical comparisons of 2GW offshore wind power transmission schemes by symmetrical monopole and symmetrical bipolar VSC-HVDC [J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(2): 30–38.
- [6] 吴小丹. 面向低频海上风电送出的模块化多电平矩阵变换器输入输出侧解耦控制[J]. 电网技术, 2022, 46(8): 2909–2923.
- [7] WU Xiaodan. Input/output side decoupling control for modular multilevel matrix converter for low-frequency offshore wind power transmission scheme [J]. Power System Technology, 2022, 46(8): 2909–2923.
- [8] 阳熹, 汤翔, 李炬添, 等. 海上风电低频主变压器特性分析及技术展望[J]. 南方能源建设, 2023, 10(5): 139–148.
- [9] YANG Xi, TANG Xiang, LI Jutian, et al. Characteristics analysis and technical prospect of low-frequency main transformer for offshore wind power [J]. Southern Energy Construction, 2023, 10(5): 139–148.
- [10] 程启明, 赖宇生, 李剑辉, 等. 基于六边形变换器的无源滑模控制策略[J]. 电网技术, 2023, 47(10): 4323–4337.
- [11] CHENG Qiming, LAI Yusheng, LI Jianhui, et al. Research on passivity-based sliding-mode control strategy based on hexagonal converter [J]. Power System Technology, 2023,

- 47(10): 4323–4337.
- [7] 唐英杰, 张哲任, 徐政. 基于有源型M3C矩阵变换器的海上风电低频送出方案[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(8): 113–122. TANG Yingjie, ZHANG Zheren, XU Zheng. Low-frequency transmission scheme of offshore wind power based on active M3C matrix converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(8): 113–122.
- [8] 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.
- [9] 刘鑫, 原熙博, 韩东旭, 等. 一种基于矩阵变换器的海上风力机中压电能变换系统[J]. 电气工程学报, 2021, 16(1): 127–133. LIU Xin, YUAN Xibo, HAN Dongxu, et al. A medium voltage power conversion system for offshore wind turbine based on matrix converter [J]. Journal of Electrical Engineering, 2021, 16(1): 127–133.
- [10] 孙玉巍, 王童, 付超, 等. 适用于海上风电分频输电的模块化多电平矩阵变换器故障穿越控制策略[J]. 高电压技术, 2023, 49(1): 19–30. SUN Yuwei, WANG Tong, FU Chao, et al. Fault ride-through control strategy of modular multilevel matrix converter for fractional frequency transmission system [J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(1): 19–30.
- [11] 彭光强, 黄之笛, 苏蕊, 等. 基于电流注入法的模块化多电平换流器损耗建模[J]. 南方电网技术, 2024, 18(2): 12–20. PENG Guangqiang, HUANG Zhidi, SU Rui, et al. Modelling of modular multilevel converter loss based on current injection method [J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(2): 12–20.
- [12] BARUSCHKA L, MERTENS A. A new three-phase AC/AC modular multilevel converter with six branches in hexagonal configuration[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(3): 1400–1410.
- [13] 夏超英, 门旭明, 于佳丽. 模块化多电平矩阵变换器一致渐近稳定控制器设计[J]. 电网技术, 2021, 45(7): 2692–2705. XIA Chaoying, MEN Xuming, YU Jiali. Design of global asymptotical stable control scheme for modular multilevel matrix converter [J]. Power System Technology, 2021, 45(7): 2692–2705.
- [14] 王婷, 王广柱, 张勋. 基于模块化多电平矩阵变换器的电力电子变压器控制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(18): 108–115. WANG Ting, WANG Guangzhu, ZHANG Xun. The control strategy of power electronic transformer based on modular multilevel matrix converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(18): 108–115.
- [15] ARBUGERI C A, MUSSA S A, HELDWEIN M L. AC-AC modular multilevel converter-Hexverter[J]. Energies, 2022, 15(22): 8519–8529.
- [16] MENG Yongqing, LIU Bo, LUO Huiyong, et al. Control scheme of hexagonal modular multilevel direct converter for offshore wind power integration via fractional frequency transmission system[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2018, 6(1): 168–180.
- [17] YANG F, WANG X, GUO H, et al. A branch energy control strategy for Hexverter based on branch power hierarchical modeling [C]//2022 9th International Forum on Electrical Engineering and Automation (IFEEA), November 4–6, 2022, Virtual, Online, China. New York: IEEE, 2022: 999–1007.
- [18] YI Y, YANG G, QIAN C, et al. Branch voltage balancing control strategy based on the transfer power model by zero-sequence circulating current for the Hexverter [J]. IEEE Access, 2022(10): 44326–44336.
- [19] FAN B, WANG K, ZHENG Z, et al. Optimized branch current control of modular multilevel matrix converters under branch fault conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(6): 4578–4583.
- [20] ROBLES-CAMPOS H R, MANCILLA-DAVID F. A control scheme in the dq reference frame for Hexverter-based systems [C]//2019 North American Power Symposium (NAPS), October 13–15, 2019, Wichita, KS, United States. New York: IEEE, 2019: 1–6.
- [21] 程启明, 赖宇生, 谢怡群, 等. 三相电压不平衡下MMMC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. Lyapunov control strategy of MMC bilateral under three-phase voltage imbalance [J]. Electric Machines & Control, 2023, 27(5): 96–107.
- [22] 程启明, 孙伟莎, 程尹曼, 等. 电网电压不平衡条件下MMC的基于Lyapunov函数非线性控制策略[J]. 高电压技术, 2019, 45(12): 3984–3992. CHENG Qiming, SUN Weisha, CHENG Yinman, et al. Nonlinear control strategy based on Lyapunov function for MMC under grid voltage unbalance condition [J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(12): 3984–3992.
- [23] 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.
- [24] 卢宇, 吴小丹, 雷家兴, 等. 电网不平衡工况下模块化多电平矩阵变换器控制策略[J]. 电力工程技术, 2023, 42(4): 195–205. LU Yu, WU Xiaodan, LEI Jiaxing, et al. Control strategy of modular multilevel matrix converter under grid unbalance condition [J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(4): 195–205.
- [25] 程启明, 谢怡群, 马信乔, 等. 不平衡电网模块化多电平矩阵换流器的控制策略[J]. 高电压技术, 2023, 49(5): 1975–1984. CHENG Qiming, XIE Yiqun, MA Xinqiao, et al. Control strategy of modular multilevel matrix converter under unbalanced grid conditions [J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(5): 1975–1984.

收稿日期: 2024-01-24; 网络首发日期: 2024-06-24

作者简介:

程启明(1965), 男, 教授, 硕士生导师, 博士, 研究方向为电力系统自动化、发电过程控制、先进控制及应用, chengqiming@sina.com;

沈治超(2000), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电控制、电力电子控制、电机控制, 1261531173@qq.com;

张梁(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电控制、电力电子控制、电机控制。