

大功率模块化多电平并网变流器无源性 PI 控制方法

薛 花, 李 杨, 王育飞, 邓兴成

(上海电力学院电气工程学院, 上海 200090)

Passivity-based PI Control Strategy of High-power Grid-connected Modular Multi-level Converter

XUE Hua, LI Yang, WANG Yufei, DENG Xingcheng

(College of Electrical Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

摘 要: 针对模块化多电平变流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 的多变量、强非线性特性, 从能量耗散和结构简洁的角度出发, 建立 MMC 动态数学模型, 直接在 a-b-c 静止坐标系下推导双线性 Lagrangian 方程, 分析系统严格无源特性。以均衡子模块电容电压为目标设计能量函数, 结合 PI 控制简单架构, 提出新型的无源性 PI 控制方法, 使系统在满足全局渐进稳定的前提下, 实现期望轨迹的快速跟踪。搭建 MMC 并网逆变仿真模型, 仿真结果表明所提出的方法具有响应快速、稳定性高、鲁棒性强的特点。

关键词: 模块化多电平变流器; 无源性 PI 控制; 双线性 Lagrangian 方程; 耗散理论

Abstract: Modular multi-level converter (MMC) has such characteristics as multi-variable and strongly nonlinear. From the perspective of energy dissipation and simple structure, the bilinear Lagrangian equation in a-b-c synchronous reference frame is developed directly based on the dynamic mathematical model of MMC to strictly analyze passive features of the system. Then energy function for balancing capacitor voltage is designed. By combining the simple architecture of PI control, a novel passivity-based PI control method is proposed to ensure that the desired fast trajectory tracking can be realized under the premise of global asymptotic stability. A simulation model of MMC grid-connected system is built up by using MATLAB/SIMULINK, and the simulation results show that the proposed control method has such advantages as quick response, high stability and strong robustness.

Keywords: modular multi-level converter; passivity-based PI control; bilinear Lagrangian equation; dissipation theory

基金项目: 国家自然科学基金项目 (51407114); 上海市自然科学基金项目 (15ZR1418200); 上海绿色能源并网工程技术研究中心项目 (13DZ2251900)

0 引 言

近年来, 随着兆瓦级风力发电机组、柔性高压直流输电系统的快速发展, 传统两电平逆变器由于器件耐压性能及控制性能不再能够满足应用需求, 模块化多电平变换器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 在大功率并网逆变系统中得到了日益广泛的应用与推广^[1-3]。MMC 具有结构扩展性强、子模块耐压需求小和开关频率低的特点, 但 MMC 本身的多变量、强非线性特性使 MMC 的稳定控制成为大功率模块化多电平并网逆变系统实现进一步推广应用的瓶颈所在^[4-7]。

基于 MMC 的大功率并网逆变系统自 2009 年实现工程应用以来, 主要采用矢量控制方法, 但在功率变化范围宽、系统参数发生摄动、存在未知时变干扰情形下, 矢量控制方法往往无法保持优良的动、静态性能, 甚至出现系统失稳、控制失败的情况^[8-10]。针对 MMC 的多变量、强耦合、非线性特性, 多种非线性控制方法从稳定性角度出发, 设计抗扰性优、鲁棒性强的控制系统, 取得了较好的应用效果^[11-15]。其中, 无源性控制 (Passivity-Based Control, PBC) 较其他非线性方法, 具有结构简单、易于实现的优势^[14-15]。但现有 PBC 方法多数基于坐标变换设计 Euler-Lagrangian 方程, 坐标变换会增加控制器设计的复杂度, 提出易于应用、性能优良、稳定域宽、鲁棒性好的 PBC 方法成为亟待解决的关键问题。

本文基于 MMC 动态数学模型, 为更好地抑制环流, 直接在 a-b-c 静止坐标系下, 建立双线性 Lagrangian 方程, 分析系统的严格无源特性, 为简

化PBC方法设计准备条件。基于双线性模型，设计Lagrangian动态可逆规划轨迹，与简单的PI控制有机结合，提出更为简洁实用的无源性PI控制新方法，实现系统期望轨迹快速跟踪的同时，满足全局渐进稳定需求。搭建MMC并网逆交仿真模型，对无源性PI方法的控制性能进行测试与验证，仿真结果表明：所提出方法具有动态性能好、稳定域宽、鲁棒性强的特点，易于工程实现。

1 MMC动态数学模型

三相MMC电路结构及子模块示意图如图1所示，每相上、下桥臂分别有 N 个子模块，每个子模块由一个半桥电路并联直流电容构成。为抑制子模块切入切出造成的电压不平衡引起的桥臂环流，每个桥臂串联一个小电感。

若设由插入系数 $n(t)$ 控制桥臂通断，则定义当桥臂所有子模块电容被旁路时， $n(t)=0$ ；当桥臂所有子模块电容都接入时， $n(t)=1$ 。

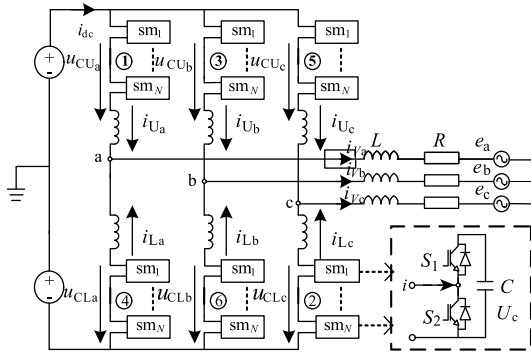


图1 三相MMC电路结构及子模块示意图

定义每个桥臂子模块电容值为 C 、桥臂串联电容值为 C_{arm} ，则有

$$C_{arm} = \frac{C}{N} \quad (1)$$

每个桥臂插入的有效电容值 C_m 与 C_{arm} 关系为

$$n(t) = \frac{C_{arm}}{C_m} \quad (2)$$

式中：下标 m 表示桥臂编号。

在a-b-c静止坐标系下，以桥臂间环流最小、能量均衡为目标建立MMC动态数学模型。定义桥臂充电电流为 $i(t)$ ，则桥臂电压 $u_c(t)$ 可表示为

$$\frac{du_c(t)}{dt} = \frac{i(t)}{C_m} \quad (3)$$

定义上、下桥臂电流分别为 i_U 和 i_L 、输出电流

为 i_V 、每相环流为 i_{diff} ，则满足：

$$\begin{aligned} i_U &= \frac{i_V}{2} + i_{diff} \\ i_L &= \frac{i_V}{2} - i_{diff} \end{aligned} \quad (4)$$

可以推得

$$\begin{aligned} i_V &= i_U + i_L \\ i_{diff} &= \frac{i_U - i_L}{2} \end{aligned} \quad (5)$$

定义 n_U 、 n_L 分别为上、下桥臂的插入系数，则由式(2)和式(3)可得

$$\frac{du_{CU}(t)}{dt} = \frac{n_U i_U}{C_{arm}} \quad (6)$$

$$\frac{du_{CL}(t)}{dt} = -\frac{n_L i_L}{C_{arm}} \quad (7)$$

MMC单相等效电路如图2所示。

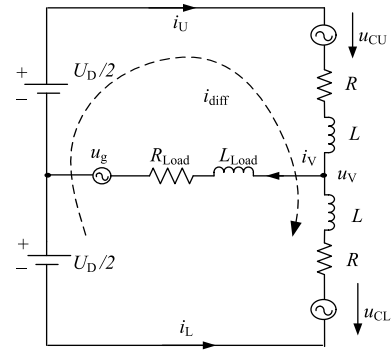


图2 MMC单相等效电路

其中直流侧电容电压为 U_D ，每个桥臂电阻为 R 、电感为 L 、与电网连接的线路集总电阻为 R_{Load} 、集总电感为 L_{Load} ，则由基尔霍夫电压定律可得

$$\frac{u_D}{2} - Ri_U - L \frac{di_U}{dt} - n_U u_{CU} = u_V \quad (8)$$

$$-\frac{u_D}{2} - Ri_L - L \frac{di_L}{dt} + n_L u_{CL} = u_V \quad (9)$$

$$R_{Load} i_V + L_{Load} \frac{di_V}{dt} + u_g = u_V \quad (10)$$

由式(5)、式(8)和式(9)得电流 i_V 和 i_{diff} 微分方程：

$$\begin{cases} \frac{di_{diff}}{dt} = -\frac{R}{L} i_{diff} - \frac{n_U}{2L} u_{CU} - \frac{n_L}{2L} u_{CL} + \frac{u_D}{2L} \\ \frac{di_V}{dt} = -\frac{R'}{L'} i_V - \frac{n_U}{2L'} u_{CU} + \frac{n_L}{2L'} u_{CL} - \frac{u_g}{L'} \end{cases} \quad (11)$$

将式(4)代入式(6)和式(7)得上桥臂总电压和下桥臂总电压微分方程：

$$\begin{cases} \frac{du_{CU}}{dt} = \frac{n_U}{C_{arm}} i_{diff} + \frac{n_U}{2C_{arm}} i_V \\ \frac{du_{CL}}{dt} = \frac{n_L}{C_{arm}} i_{diff} - \frac{n_L}{2C_{arm}} i_V \end{cases} \quad (12)$$

式中: $R' = R/2 + R_{Load}$ 表示等效电阻, $L' = L/2 + L_{Load}$ 表示等效电感。

式(11)和式(12)构成 MMC 系统动态数学模型状态空间方程。

2 MMC 并网系统无源性 PI 控制方法设计

2.1 MMC 双线性 Lagrangian 方程及无源性分析

定义状态变量 $\mathbf{x} = [i_{diff}, i_V, u_{CU}, u_{CL}]^T$, 分别为环流值、单相输出电流和上、下桥臂电压值; 控制变量 $\mathbf{u} = [u_1, u_2]^T = [n_U, n_L]^T$ 分别为上、下桥臂的插入系数。为更好地抑制环流, 利用双线性 Lagrangian 方程的控制特性, 直接在 a-b-c 静止坐标系下, 将 MMC 系统动态数学模型状态空间方程式(11)、式(12)等效变换为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_d(\mathbf{u})\mathbf{x} + \mathbf{E} \\ \mathbf{A}_d(\mathbf{u}) = \mathbf{A} + u_1\mathbf{B}_1 + u_2\mathbf{B}_2 \end{cases} \quad (13)$$

式中:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R'}{L'} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{E} = \begin{bmatrix} \frac{u_D}{2L} \\ -\frac{u_g}{L'} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{2L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2L'} & 0 \\ \frac{1}{C_{arm}} & \frac{1}{2C_{arm}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2L} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2L'} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{arm}} & -\frac{1}{2C_{arm}} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

为满足李雅普诺夫代数方程

$$\mathbf{P}\mathbf{A}_d(\mathbf{u}) + \mathbf{A}_d^T(\mathbf{u})\mathbf{P} = -2\text{diag}\{2R, R', 0\} \leq 0 \quad (14)$$

取观测器矩阵 $\mathbf{P}$ 为

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 2L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{arm} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{arm} \end{bmatrix} > 0 \quad (15)$$

由式(14)定义半正定矩阵 $\mathbf{Q}$ 为

$$\mathbf{Q} = -\frac{1}{2}[\mathbf{P}\mathbf{A}_d(\mathbf{u}) + \mathbf{A}_d(\mathbf{u})\mathbf{P}] = \text{diag}\{2R, R', 0\} \quad (16)$$

设计正定二次型能量函数 $H(\mathbf{x})$ 为

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2}\mathbf{x}^T\mathbf{P}\mathbf{x} \quad (17)$$

由双线性 Lagrangian 方程式(14)和能量函数式(17)可得

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^T\mathbf{P}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{x}^T\mathbf{P}\mathbf{A}_d(\mathbf{u})\mathbf{x} + \mathbf{x}^T\mathbf{P}\mathbf{E} = \\ &= -\mathbf{x}^T\mathbf{Q}\mathbf{x} + \mathbf{x}^T\mathbf{P}\mathbf{E} \end{aligned} \quad (18)$$

式(17)等式两边积分可得

$$\begin{aligned} H(\mathbf{x}(t)) - H(\mathbf{x}(0)) &= -\int_0^t \mathbf{x}^T\mathbf{Q}\mathbf{x}d\tau + \int_0^t \mathbf{x}^T\mathbf{P}\mathbf{E}d\tau \\ &< \int_0^t \mathbf{x}^T\mathbf{P}\mathbf{E}d\tau \end{aligned} \quad (19)$$

式(19)左侧表达式为 MMC 系统能量增量, 右侧表达式为外部提供的能量供给, 则由无源性定义可知, 若将 $\mathbf{E}$ 看作是 MMC 系统的输入, $\mathbf{x}$ 看作是 MMC 系统的输出, 则映射 $\mathbf{E}\mathbf{x}$ 为输出严格无源^[16]。

2.2 双线性 Lagrangian 动态可逆规划轨迹设计

定义期望轨迹为 $\mathbf{x}^*$, 基于耗散理论, 根据 MMC 双线性 Lagrangian 方程式(13)可得

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}^* = \mathbf{A}_d(\mathbf{u}^*)\mathbf{x}^* + \mathbf{E} \\ \mathbf{A}_d(\mathbf{u}^*) = \mathbf{A} + u_1^*\mathbf{B}_1 + u_2^*\mathbf{B}_2 \end{cases} \quad (20)$$

系统控制目标需满足:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}^*(t)] = 0 \quad (21)$$

若定义差量信号为

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}} &= \mathbf{x} - \mathbf{x}^* \\ \tilde{\mathbf{u}} &= \mathbf{u} - \mathbf{u}^* \end{aligned} \quad (22)$$

则由式(13)和式(22)设计 Lagrangian 动态可逆规划轨迹为

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_d(\mathbf{u})\tilde{\mathbf{x}} + (\tilde{u}_1\mathbf{B}_1 + \tilde{u}_2\mathbf{B}_2)\mathbf{x}^* \quad (23)$$

选取李雅普诺夫能量方程:

$$V(\tilde{\mathbf{x}}) = \frac{1}{2}\tilde{\mathbf{x}}^T\mathbf{P}\tilde{\mathbf{x}} \quad (24)$$

求得系统耗散不等式:

$$\dot{V}(\tilde{\mathbf{x}}) = \tilde{\mathbf{x}}^T\mathbf{P}[\mathbf{A}_d(\mathbf{u})\tilde{\mathbf{x}} + (\tilde{u}_1\mathbf{B}_1 + \tilde{u}_2\mathbf{B}_2)\mathbf{x}^*] =$$

$$\begin{aligned}
& -\tilde{x}^T Q \tilde{x} + \tilde{x}^T P B_1 x^* \tilde{u}_1 + \tilde{x}^T P B_2 x^* \tilde{u}_2 \\
& \leq \tilde{x}^T P B_1 x^* \tilde{u}_1 + \tilde{x}^T P B_2 x^* \tilde{u}_2 = \\
& \quad y^T \tilde{u}
\end{aligned} \quad (25)$$

$$\text{式中: } y = \begin{bmatrix} x^{*T} B_1^T \\ x^{*T} B_2^T \end{bmatrix} P x =$$

$$\begin{bmatrix} -x_3^* x_1 - \frac{1}{2} x_3^* x_2 + x_1^* x_3 + \frac{1}{2} x_2^* x_3 \\ -x_4^* x_1 + \frac{1}{2} x_4^* x_2 + x_1^* x_4 - \frac{1}{2} x_2^* x_4 \end{bmatrix}$$

由耗散不等式 (25) 可以看出, 系统李雅普诺夫稳定性与输出 y 密切相关, 因此选择形式简单的 PI 控制, 与无源性控制有机结合, 使系统满足控制目标的同时, 沿 Lagrangian 积分最小化轨迹移动, 快速跟踪期望轨迹, 实现全局渐进稳定控制。

2.3 无源性 PI 全局稳定控制器设计

选取 PI 控制的简单架构, 设计无源性 PI 反馈控制闭环:

$$\dot{z} = y$$

$$u = u^* - K_p y - K_i z \quad (26)$$

式中: $K_p > 0$ 、 $K_i > 0$ 分别为 PI 控制比例系数、积分系数。

将增量信号式 (22) 代入无源性 PI 控制器式 (26), 可得

$$\dot{z} = y$$

$$\tilde{u} = -K_p y - K_i z \quad (27)$$

设计能量函数:

$$W(\tilde{x}, z) = V(\tilde{x}) + \frac{1}{2} z^T K_i z \quad (28)$$

求得

$$\begin{aligned}
\dot{W} &= -\tilde{x}^T Q \tilde{x} + y^T \tilde{u} + z^T K_i y = \\
&= -\tilde{x}^T Q \tilde{x} - y^T K_p y \leq 0
\end{aligned} \quad (29)$$

由无源性与李雅普诺夫稳定性之间的关系可知, 在满足系统全局渐进稳定的前提下, 无源性 PI 控制方法能够实现期望轨迹的有效跟踪。MMC 无源性 PI 控制方法整体结构框图如图 3 所示。

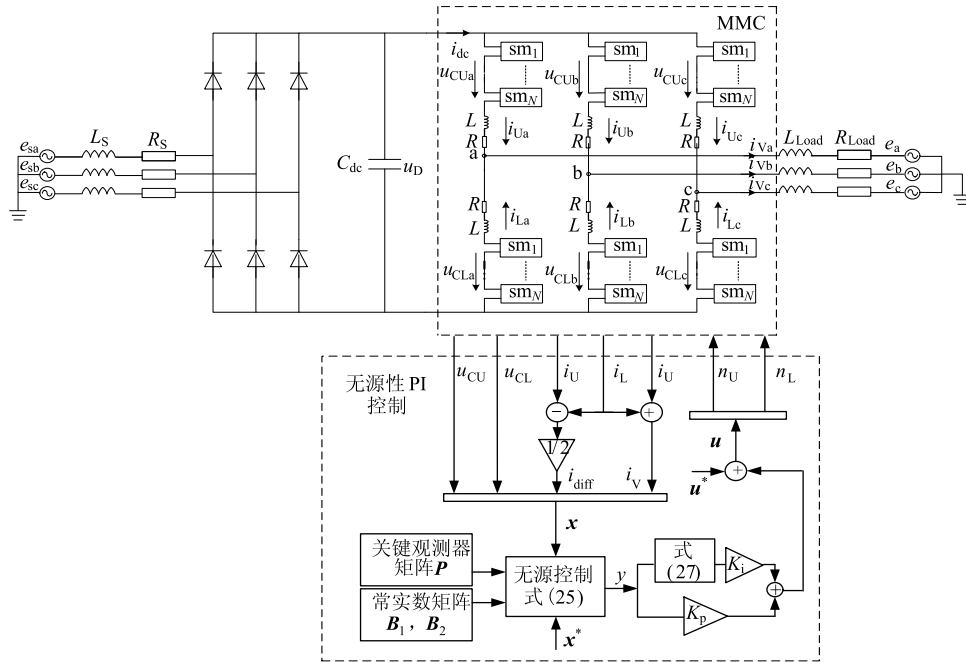


图3 MMC 无源性 PI 控制方法整体结构框图

3 仿真

为验证大功率模块化多电平并网变流器无源性 PI 方法的控制性能, 在 MATLAB/Simulink 环境下搭建如图 3 所示的基于 MMC 大功率并网逆变器控制系统仿真模型, 完成仿真测试。仿真系统参数如表 1 所示^[17]。

情形一: 系统稳定运行时, 交流侧并网电流期望值在 0.25s 时由 100A 突变至 200A, 系统线路电阻、滤波电感 L 皆为表 1 中的设定标准值。仿真结果如图 4 所示。

图 4(a)、图 4(b) 分别为采用无源性 PI 控制方法和矢量控制方法仿真得到的交流侧并网电流波形, 比较可知, 无源性 PI 控制在状态变量出现

表 1 仿真所用 MMC 逆变器参数

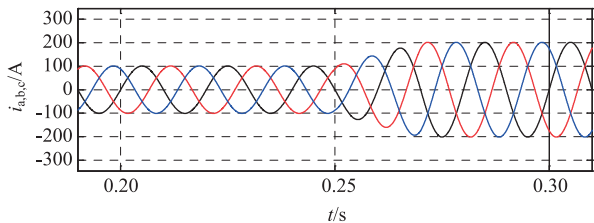
参数	参数值
有功功率 P/MW	4
交流电网电压(有效值) e/kV	11.5
电网频率 f/Hz	50
交流系统线路电感 $L_{\text{Load}}/\text{mH}$	1.935
交流系统线路电阻 R_{Load}/Ω	2
直流侧电压设定值 $u_{\text{Dref}}/\text{kV}$	20
直流侧电容 C_{dc}/mF	8
各桥臂子模块数 N	10
子模块电容 C_{cap}/mF	2
桥臂电感 L/H	0.03
桥臂电阻 R/H	0

大幅阶跃变化时，响应快速，超调量小，跟踪无静差，静、动态性能优良。

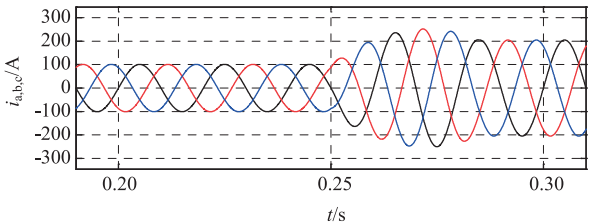
图 4(c)、图 4(d)分别为直流侧电压波形和 MMC 的 A 相并网电压波形、并网电流波形，可以看出：采用无源性 PI 控制方法，在期望电流宽幅变化时，直流侧的电压波动较小，能够快速恢复系统设定值，并网电流与电压相位一致，实现单位功率因数控制。

图 4(e)、图 4(f)分别为上、下桥臂电容电压波形，图 4g 为 MMC 的 A 相桥臂环流波形，可以看出：采用无源性 PI 控制方法在期望轨迹突变情况发生前后电容电压保持平稳，电流脉动小，稳定性好。

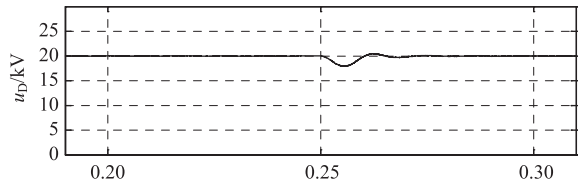
表 2 为两种控制策略静、动态性能跟踪指标对比结果。



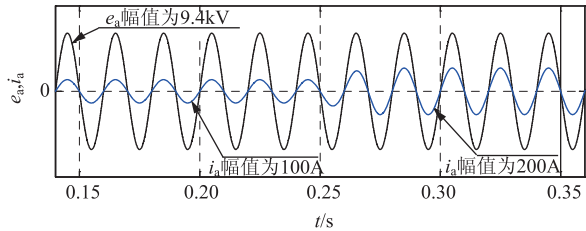
(a) MMC的交流侧电流(无源性PI算法)



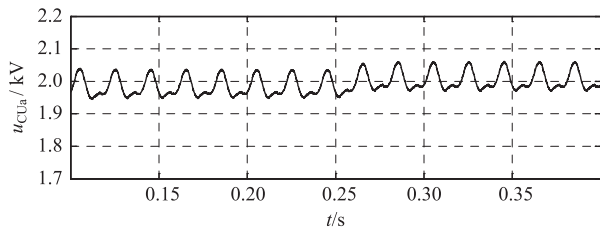
(b) MMC的交流侧电流(传统矢量PI算法)



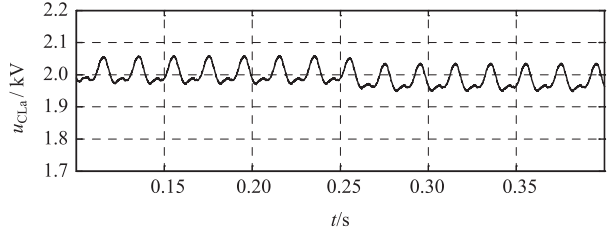
(c) 直流侧电压



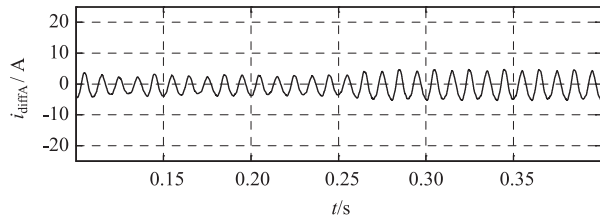
(d) MMC的A相并网电压和并网电流比较



(e) MMC的A相上桥臂电容电压



(f) MMC的A相下桥臂电容电压



(g) MMC的A相桥臂环流

图 4 电流期望值突变时系统仿真结果

表2 PI和PBC两种控制策略指标对比结果

性能指标	矢量控制方法	无源性PI控制方法
超调量/%	25	0
调节时间/ms	35	20
静差量/%	1	0.1

从图4和表2仿真对比结果可知: 无源性PI控制方法实现了交流侧并网电流的快速跟踪, 直流侧电压控制平稳, 子模块电容电压均衡, 环流抑制有效, 具有良好的动、静态性能。

情形二: 为了对无源性PI控制方法的稳定性进行对比分析, 设置线路参数扰动的极端情形: 系统稳定运行时, MMC交流系统线路电阻在0.25s时上升100%, 线路电感上升30%。仿真结果如图5所示, 分别为线路电阻波形、线路电感波形和MMC的A相电流波形。

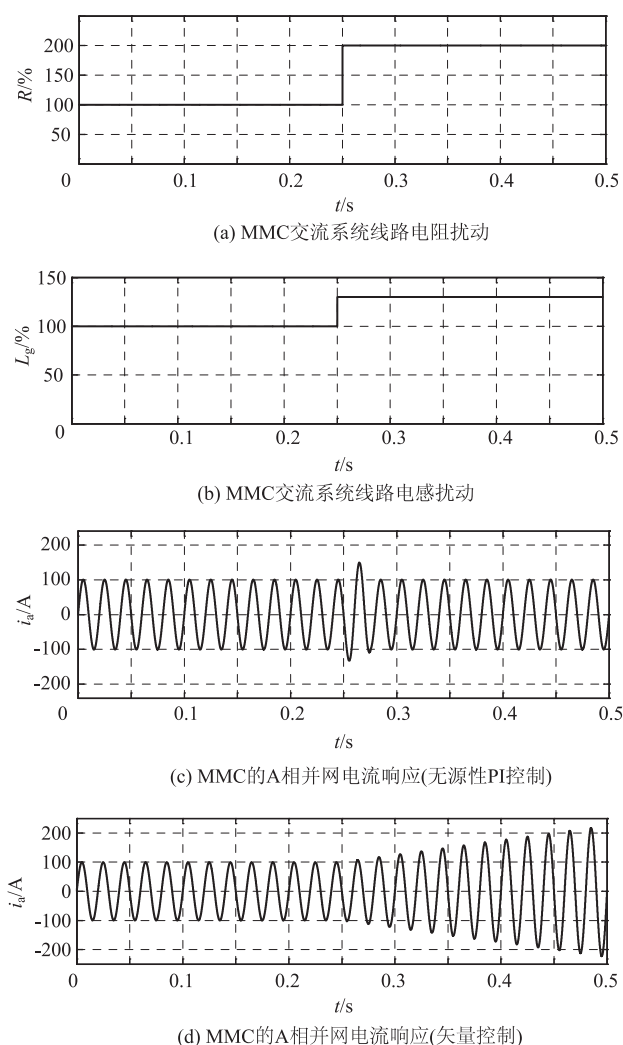


图5 线路参数扰动时系统仿真结果

由图5可以看出, 在交流线路电阻、电感参数发生突变的综合性影响下, 传统矢量控制可能发生失稳, 交流电流出现逐渐增大的趋势, 而无源性PI控制仍然保持系统稳定运行, 并网电流快速恢复设定值, 有效抑制了参数扰动给系统造成的不良影响。从仿真结果可以看出: 无源性PI控制方法稳定性好、鲁棒性强。

4 结 论

从简洁实用的角度出发, 直接在a-b-c静止坐标系下建立系统双线性模型, 设计Lagrangian可逆动态规划轨迹, 结合PI控制, 提出新型的无源性PI控制方法, 实现复杂、动态、多变量、强非线性MMC并网逆变系统的全局稳定控制与期望轨迹的快速跟踪, 使控制系统在满足李雅普诺夫稳定性要求的前提下, 实现良好的静、动态性能。无源性PI控制方法具有稳定域宽、鲁棒性优的特点, 适于电力、航空、冶金等高性能、高精度、大功率电力变换工程应用。

参 考 文 献

- [1] 刘普, 王跃, 雷万钧, 等. 模块化多电平变流器稳态运行特性分析 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(11): 90-99.
- [2] Perez M, Bernet S, Rodriguez J, et al. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 4-17.
- [3] Song Q, Liu W, Li X, et al. A steady-state analysis method for a modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 3702-3713.
- [4] 高建, 苏建徽, 高航, 等. 模块化多电平换流器电容电压与环流的控制策略 [J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(3): 56-62.
- [5] 陈耀军, 陈柏超, 袁佳歆, 等. 模块化多电平逆变器电容电压及环流控制 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(10): 166-174.
- [6] Debnath S, Qin J, Bahrani B, et al. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 37-53.
- [7] 马尚, 王毅. 模块化多电平换流器电容电压均衡控制策略研究 [J]. 现代电力, 2015, 32(2): 50-55.

- [8] 赵岩, 胡学浩, 汤广福. 模块化多电平变流器 HVDC 输电系统控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(25): 35-42.
- [9] Chaudhuri N, Oliveira R, Yazdani A. Stability analysis of vector controlled modular multilevel converters in linear time periodic framework [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 5255-5269.
- [10] 雷鸣, 李耀华, 葛琼璇, 等. 模块化多电平变流器低频控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(24): 59-65.
- [11] 朱玲, 符晓巍, 胡晓波, 等. 模块化多电平变流器 HVDC 系统的模型预测控制 [J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(16): 1-8.
- [12] Qin J, Saeedifard M. Predictive control of a modular multilevel converter for a back-to-back HVDC system [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3): 1538-1547.
- [13] Najmi V, Nademi H, Burgos R. An adaptive backstepping observer for modular multilevel converter [C]. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014: 2115-2120.
- [14] Mancilla-David F, Ortega R. Adaptive passivity-based control for maximum power extraction of stand-alone windmill systems [J]. Control Engineering Practice, 2012, 20(2): 173-181.
- [15] 蔡新红, 赵成勇. 基于欧拉-拉格朗日模型的模块化多电平换流器的无源控制 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 225-233.
- [16] Romeo Ortega, Antonio Loria, Per Johan Nicklasson, et al. Passivity-based control of Euler-Lagrange Systems [M]. New York: Springer, 1998.
- [17] Moon J W, Gwon J S, Park J W, et al. Model predictive control with a reduced number of considered states in a modular multilevel converter for HVDC system [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(2): 608-617.

收稿日期: 2016-11-01

作者简介:

薛花(1979—), 女, 博士, 副教授, 主要研究方向为电能质量分析与控制, E-mail: distributedpower@163.com;

李杨(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为模块化多电平技术、电力电子功率变换器应用技术、大功率风力发电, E-mail: 185171642@qq.com;

王育飞(1974—), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为电能质量分析与控制、电力储能应用技术、混沌理论与应用等, E-mail: wangyufei@shiep.edu.cn;

邓兴成(1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为模块化多电平技术、电力电子功率变换器应用技术, E-mail: 1548556446@qq.com。

(责任编辑: 林海文)